

**UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA**  
**FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍAS FÍSICAS Y**  
**FORMALES**

**ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA**  
**ELECTRÓNICA**



**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN PROTOTIPO ELECTRONICO**  
**DE ULTRASONIDO DE BAJO COSTO PARA DETERMINAR LA**  
**CALIDAD DE PROBETAS DE CONCRETO POR MEDIO DE ENSAYOS**  
**NO DESTRUCTIVOS.**

**Tesis Presentado por el Bachiller:**

**APAZA MANRIQUE, Juan Carlos**

**Para optar el Título Profesional de Ingeniero**  
**Electrónico**

**AREQUIPA – PERU**

**2016**

## RESUMEN

El presente trabajo es desarrollado con la finalidad de hacer uso de las técnicas no destructivas de ultrasonido para determinar la calidad del concreto muy poco utilizadas en nuestro país, en vista del constante incremento de las construcciones a base de concreto nace la necesidad de desarrollar un control de calidad a bajo costo y de fácil adquisición.

La caracterización de materiales a través de ensayos destructivos y no destructivos, se utiliza generalmente para calificar el material sobre la base de estándares predefinidos por diseño o de especificaciones particulares de calidad. El ensayo destructivo se distingue por un muestreo y la destrucción del producto a fin de valorar el nivel de calidad del proceso desarrollado en él. Por otro lado, los ensayos no destructivos se distinguen por calificar el sistema sin destruirlo.

El presente trabajo de investigación desarrolla el diseño de un prototipo de ultrasonido para determinar la calidad de estructuras a base de concreto (probetas) usando un microcontrolador PIC 16F876A el cual emite trenes de pulso a una frecuencia de 8Hz a próximamente, los trenes de pulsos contienen 10 pulsos a una frecuencia de 40 KHz 12V, los trenes de pulso son enviados hacia un IRF el que dará lugar a generar trenes de pulsos de 280V a una frecuencia de 40 KHz voltaje que será aplicado a un piezoeléctrico de 50 mm de diámetro, el ultrasonido emitido por el piezoeléctrico atravesara la probeta cilíndrica de concreto para luego ser captada por un segundo piezoeléctrico que llevara la señal para ser tratada y ser devuelta al PIC que realizara la tarea de calcular el tiempo de retardo que tomo la onda de ultrasonido en atravesar la estructura y además calcular la velocidad que tuvo la onda en la estructura, previo al cálculo de las variables velocidad y tiempo se debe ingresar manualmente la variable longitud, esta longitud es ingresada manualmente a través de un teclado matricial al PIC. De acuerdo a las velocidades obtenidas se podrá determinar la calidad de las probetas como excelente, bueno, regular o dudoso, pobre y muy pobre.

## ABSTRACT

This work is developed in order to make use of non-destructive ultrasound techniques to determine the quality of concrete structures such techniques are little used in our country, given the steady increase in buildings with concrete born need to develop a quality control at low cost and readily available.

The characterization of materials through destructive and non-destructive testing is generally used to describe the material based on predefined design or particular specifications of quality standards. The non-destructive ultrasound technique is distinguished by sampling and product destruction in order to assess the quality of the process developed in him. On the other hand, non-destructive testing are distinguished for rating the system without destroying it.

This research develops the design of a prototype ultrasound to determine the quality of structures with concrete (specimens) using a PIC 16F876A which emits pulse trains at a frequency of 8Hz approximately the pulse trains containing pulses 10 at a frequency of 40 KHz 12V , pulse trains are sent to an IRF which lead to produce trains of pulses of 280V at a frequency of 40 KHz voltage to be applied approximately 10 pulses to a piezoelectric 50 mm diameter, the ultrasound emitted from the piezoelectric traverse the cylindrical specimen concrete before being captured by a second piezoelectric that carry the signal to be treated and returned to the PIC to undertake the task of calculating the delay time tome ultrasonic wave to traverse the structure and also calculate the speed had the wave in the structure prior to calculating the variable speed and time must manually enter the variable length, this length is manually entered through a keyboard matrix to PIC. According to the results obtained may determine the quality of the specimens as excellent, very good, good, fair and poor.

## INDICE GENERAL

CAPITULO I .....	1
MARCO METODOLOGICO.....	1
1.1 DEFINICION DEL PROBLEMA .....	1
1.2 PLANTEAMIENTO .....	1
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	1
1.4 ANTECEDENTES DEL PROBLEMA.....	2
1.5 HIPOTESIS.....	2
1.6 OBJETIVOS.....	3
1.6.1 OBJETIVO GENERAL.....	3
1.6.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS.....	3
1.7 VARIABLES.....	3
1.7.1 INDEPENDIENTE .....	3
1.7.2 DEPENDIENTE.....	3
CAPITULO II .....	4
MARCO TEORICO.....	4
2.1. DESCRIPCION DEL SISTEMA.....	4
2.2. NATURALEZA DE LOS ULTRASONIDOS .....	5
2.2.1. PRODUCCIÓN Y TRANSMISIÓN DE LAS ONDAS SONORAS.....	6
2.2.2. PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS SONORAS.....	8
2.2.3. PARÁMETROS DE LAS ONDAS SONORAS .....	11
2.2.4. EMISIÓN SÓNICA.....	14
2.3. MODOS DE VIBRACION Y TIPOS DE ONDA .....	15
2.3.1. ONDA LONGITUDINAL O DE COMPRESIÓN.....	15
2.3.2. ONDA TRANSVERSAL O DE CORTE .....	17
2.3.3. ONDA DE SUPERFICIE O DE RAYLEIGH .....	19
2.3.4. ONDA DE CHAPA U ONDA LAMB.....	20
2.4. IMPEDANCIA ACUSTICA .....	21
2.5. INTENSIDAD ACUSTICA.....	22
2.6. PRESION ACUSTICA .....	22
2.7. ATENUACION DE LAS ONDAS SONORAS .....	23
2.7.1. DISPERSIÓN .....	23
2.7.1.1. ANISOTROPÍA .....	23
2.7.1.2. TAMAÑO DEL GRANO.....	24
2.7.2. ABSORCIÓN .....	25

2.8. REFLEXION Y TRANSMISION DE ONDAS.....	26
2.8.1. INCIDENCIA NORMAL.....	26
2.8.1.1. INCIDENCIA NORMAL EN SUPERFICIE LIMITE ÚNICA.....	26
2.8.1.2. INCIDENCIA NORMAL EN SUPERFICIE LIMITE MÚLTIPLE.....	27
2.9. FUNDAMENTOS DE LA PIZOELECTRICIDAD.....	29
2.9.1. CARACTERIZACIÓN DE UN PIEZOCRISTAL TÍPICO.....	31
2.9.1.1. MODELO EQUIVALENTE ELÉCTRICO.....	32
2.9.1.2. FRECUENCIA DE RESONANCIA.....	33
2.9.1.3. CAMPO ULTRASÓNICO DE UN OSCILADOR.....	33
2.9.1.4. FACTOR DE ACOPLAMIENTO ELECTROMECAÁNICO.....	39
2.10.VELOCIDAD DE PULSOS DE SONIDO, UNA PRUEBA NO DESTRUCTIVA DEL CONCRETO.....	40
2.10.1. MÉTODO DE PRUEBA.....	40
2.10.2. PROCEDIMIENTO DE ENSAYO PARA TOMAR MEDIDAS DE LA VELOCIDAD DEL PULSO.....	41
2.10.2.1. COLOCAR EL ACOPLANTE ADECUADO.....	41
2.10.2.2. POSICIÓN DE LOS TRANSDUCTORES.....	42
2.11.PROBLEMAS DE RUIDO ENCONTRADOS EN EL DISEÑO DEL PROTOTIPO.....	43
2.11.1. INTERFERENCIAS POR ARTEFACTOS ELÉCTRICOS.....	43
2.11.2. INTERFERENCIAS POR CAMPO ELECTROMAGNÉTICO.....	44
2.12.BLINDAJES O PANTALLAS.....	46
CAPITULO III.....	49
DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ULTRASONIDO.....	49
3.1. DISEÑO HARDWARE.....	49
3.1.1. EMISOR.....	49
3.1.2. SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS (SAD).....	57
3.1.2.1. PRE AMPLIFICADOR.....	57
3.1.2.2. ETAPA DE FILTRADO.....	59
3.1.2.3. ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO.....	67
3.1.3. CONSTRUCCIÓN DE LOS PALPADORES.....	70
3.1.4. CONSTRUCCIÓN DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	71
3.1.5. DISEÑO DEL HARDWARE PARA EL MICROCONTROLADOR PIC.....	72
3.2. DISEÑO DE SOFTWARE.....	74
3.2.1. DIAGRAMA DE FLUJO.....	78
3.2.2. SIMULACIÓN Y CÓDIGO FUENTE.....	80
CAPITULO IV.....	86

PRUEBAS, RESULTADOS Y COSTOS.....	86
4.1. PRUEBAS Y RESULTADOS.....	86
4.2. CONTROL DE CALIDAD DE PROBETAS ENDURECIDAS POR MEDIO DE RUPTURA CONVENCIONAL Y POR MEDIO DE ULTRASONIDO.....	96
4.2.1. RESISTENCIA A LA COMPRESION.....	96
4.2.2. TOLERANCIA DE TIEMPO PARA REALIZAR EL ENSAYO DE RESISTENCIA. ....	96
4.2.3. COLOCACION DE LA PROBETA.....	98
4.2.4. DURANTE EL PROCESO DE RUPTURA DE PROBETAS.....	98
4.2.5. EXPRESIÓN DE RESULTADOS.....	99
4.2.6. COMPARACION DE RESULTADOS PARA PROBETAS SOMETIDAS A RUPTURA CONVENCIONAL Y AL ULTRASONIDO. ....	100
4.3. COSTOS.....	104
CONCLUSIONES .....	104
RECOMENDACIONES .....	105
ANEXO 1.....	106
SCRIP FILTRO NOTCH EN MATLAB.....	106
SCRIP FILTRO RC EN MATLAB .....	107
ANEXO 2.....	108
COTIZACION COSTOS DE TRANSDUCTORES .....	108
ANEXO 3.....	110
PIEZOELECTRICOS.....	110
ANEXO 4.....	111
INFORME DE LABORATORIO DE CONCRETO Y EMC.....	111
ANEXO 5.....	112
INA121 .....	112
ANEXO 6.....	119
SCHMITT TRIGGER INVERTER 4069 .....	119
ANEXO 7.....	127
TL074 .....	127
ANEXO 8.....	136
PIC 16F876A DEVICE OVERVIEW .....	136
ANEXO 9.....	142
IRF 830 .....	142
ANEXO 10 .....	148
LCD (Liquid Crystal Display) .....	148
BIBLIOGRAFIA .....	150

## INDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Esquema general del sistema de medición.....	4
Figura 2.2 Espectro acústico del sonido.....	5
Figura 2.3 Movimiento ondulatoria de una partícula.....	7
Figura 2.4 Representación de un cuerpo elástico.....	8
Figura 2.5 Generación de ondas por medio de diapasón.....	9
Figura 2.6 Generación de ondas por medio de un vibrador.....	9
Figura 2.7 Conjunto de moléculas enlazadas.....	10
Figura 2.8 Sección de un modelo elástico.....	11
Figura 2.9 Ondas en desfase.....	13
Figura 2.10 Atenuación de una onda.....	13
Figura 2.11(a) Ondas continuas, (b) Ondas por impulso.....	14
Figura 2.12 Tipos de onda por impulsos.....	15
Figura 2.13 Oscilación de ondas longitudinales.....	16
Figura 2.14 Oscilación de ondas transversales.....	17
Figura 2.15 Longitud de Onda.....	17
Figura 2.16 Ondas de superficie.....	19
Figura 2.17 Oscilación de una onda de superficie.....	19
Figura 2.18 Oscilación de onda de chapa.....	20
Figura 2.19 Anisotropía de los materiales.....	24
Figura 2.20 Oscilogramas con diferente tipo de grano.....	25
Figura 2.21 Incidencia normal en superficie única.....	27
Figura 2.22 Incidencia normal en superficie límite múltiple.....	28
Figura 2.23 Ondas por impulsos.....	29
Figura 2.24 Principio de piezoelectricidad.....	30
Figura 2.25. Efecto generador y motor del piezocristal.....	30
Figura 2.26 Tipos de Piezoelectricos.....	31
Figura 2.27 Circuito equivalente simplificado de un transductor piezoelectrico.....	32
Figura 2.28 Principio de Fresnel.....	33
Figura 2.29 Campo próximo o zona Fresnel.....	34
Figura 2.30 Campo próximo de un oscilador continuo.....	35
Figura 2.31 Campo lejano de un oscilador continuo.....	36
Figura 2.32 Campo ultrasónico de un oscilador por impulsos.....	38
Figura 2.33 Campo ultrasónico continuo de un oscilador por impulsos.....	39
Figura 2.34 Formas de posicionar Transductores.....	43

Figura 2.35 Señal en el receptor afectada por ruido de 60 Hz.....	44
Figura 2.36 Ruido por campos electromagnéticos.....	45
Figura 2.37 Señal en el receptor afectado por acoplamiento electromagnético. ....	46
Figura 2.38 (a) Un blindaje evita que el campo generado en el circuito electrónico radie hacia el exterior. (b) Un blindaje también evita que las radiaciones externas interfieran en el circuito electrónico.....	47
Figura 2.39 Efectos de la incidencia de una onda en un blindaje .....	48
Figura 3.1 Diagrama de bloques del hardware. ....	49
Figura 3.2 Inversor Cmos en modo astable.....	50
Figura 3.3 sección del núcleo del transformador.....	51
Figura 3.5 PCB circuito emisor. ....	57
Figura 3.7 Circuito preamplificador.....	58
Figura 3.10 Filtro NOTCH.....	61
Figura 3.11 Grafica del Valor absoluto de la función de transferencia del Filtro NOTCH.....	63
Figura 3.12 Grafica de frecuencias de corte $F_1$ , $F_2$ . ....	64
Figura 3.13 análisis espectral de señal ECG. ....	65
Figura 3.14 análisis espectral de señal ECG contaminada. ....	66
Figura 3.15 análisis espectral de señal ECG contaminada filtrada.....	66
Figura 3.17 Esquemático del SAD.    Figura 3.18 PCB del SAD. ....	69
Figura 3.19 Construcción del palpador. ....	71
Figura 3.20 Esquemático y PCB de fuente simétrica $\pm 12VDC$ .....	72
Figura 3.21 Esquemático de Hardware para PIC.....	73
Figura 3.22 PCB de Hardware para PIC .....	73
Figura 3.23 Estructura de un programa. ....	74
Figura 3.24 Esquema de grabado de PICs. ....	77
Figura 3.25 Diagrama de flujo de programa. ....	79
Figura 3.26 Simulación de medida de pulso con retardo.....	80
Figura 4.1 Probetas con FC de 140, 210, 280 Kg/cm <sup>2</sup> .....	87
Figura 4.2 Probetas pulidas para mejorar el acoplamiento mecánico.....	87
Figura 4.3 Prototipo de ultrasonido en funcionamiento. ....	88
Figura 4.4 Palpadores en posición. ....	88
Figura 4.5 Tiempo y velocidad mostrados en el LCD. ....	88

## INDICE DE TABLAS

Tabla 1 Relación de potencia vs Densidad máxima de corriente.....	54
Tabla 2 Tipos de datos .....	75
Tabla 3 Operadores Matemáticos.....	76
Tabla 4 Resultados. ....	89
Tabla 5 Lectura de velocidades .....	89
Tabla 6 Análisis de datos .....	90
Tabla 7 Lectura de velocidades .....	92
Tabla 8 Análisis de datos .....	93
Tabla 9 Calidad del concreto en función de la velocidad de onda. ....	94
Tabla 10 Tolerancia de tiempo permisible para los ensayos destructivos .....	96
Tabla 11 Resultados .....	100
Tabla 12 Resultados .....	103
Tabla 13 Costos.....	104



## CAPITULO I

### MARCO METODOLOGICO

#### 1.1 DEFINICION DEL PROBLEMA

La inexistencia de uso de las técnicas de ensayos no destructivos en el sector de construcción civil en nuestra región.

#### 1.2 PLANTEAMIENTO

Se tiene como propósito implementar un equipo electrónico que permita medir la velocidad de una onda de ultrasonido a través de una estructura de concreto, las pruebas serán hechas en probetas de concreto con una proporción de agregados que permitan tener una variedad de resistencia, para ello se utilizara dos piezoeléctricos uno como emisor y otro como receptor, un microcontrolador PIC que será la parte lógica encargara de procesar y mostrar los resultados y tarjetas electrónicas tanto para el emisor como para el receptor.

#### 1.3 JUSTIFICACIÓN

Con el incremento de las construcciones en nuestro país cada día es más difícil tener un fácil acceso a un control de calidad debido a q los pocos centros q brindan este servicios y de encontrarse en la actualidad saturados. Muchos otros países en el mundo como es el caso de España usan las técnicas de ensayos no destructivos de tal manera que han desarrollado normas tales como la norma EN 12504-4:2004 “Determinación de la velocidad de los impulsos ultrasónicos”, norma que tenemos en cuenta para el diseño del prototipo.

El uso de ultrasonido para la evaluación de estructuras mediante ensayos no destructivos tiene varias ventajas así como su simplicidad versatilidad y repetitividad. Su simplicidad se debe a que es sencillo realizar y al no requerir de instrumental de elevado costo, la versatilidad se debe a su fácil manipulación e instalación. Al necesitar una única medida para obtener un valor representativo, la dispersión de este ensayo se hace muy baja.

#### **1.4 ANTECEDENTES DEL PROBLEMA**

En la Obra titulada Ultrasonidos Nivel II (Ensayos No Destructivos, END) [1] los equipos que se necesitaron para determinar el tiempo de recorrido de una onda ultrasónica fueron los siguientes: un sistema de sincronismo, un generador de funciones, un amplificador y un sistema de representación (tubo de rayos catódicos TRC).

En el trabajo realizado Lic. Armando Luis Imhof titulado Caracterización de arenas y gravas con ondas elásticas: Tomografía Sísmica en Cross Hole [2] en este trabajo se utilizó como instrumental: un generador de funciones, un generador de impulsos, un amplificador de señales, osciloscopio de almacenamiento digital y transductores.

#### **1.5 HIPOTESIS**

Es posible diseñar un prototipo para ser utilizado en ensayos no destructivos y de esta manera determinar la calidad de una estructura a base de concreto (Probetas).

## 1.6 OBJETIVOS

### 1.6.1 OBJETIVO GENERAL

- Diseñar un prototipo electrónico de ultrasonido de bajo costo para ensayos no destructivos en probetas de concreto.

### 1.6.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Diseño y desarrollo de la interface de adquisición y visualización de resultados en PC.
- Análisis de resultados y verificación con un método convencional de rotura de probetas.
- Determinar la calidad de probetas de concreto.

## 1.7 VARIABLES

### 1.7.1 INDEPENDIENTE

Longitud de la probeta (centímetros)

### 1.7.2 DEPENDIENTE

Tiempo de recorrido (microsegundos)

Velocidad del ultrasonido (m/s)

## CAPITULO II

### MARCO TEORICO

#### 2.1. DESCRIPCION DEL SISTEMA

El esquema de la Figura 2.1 sintetiza el sistema de medición completo tal como se empleará, el sistema está básicamente formado por 3 etapas, una de ellas es la de emisión compuesta por una fuente de alto voltaje 280VDC la que proporciona pulsos a una frecuencia de 40Khz, la siguiente etapa constituida por los transductores o llamados palpadores previa acondicionamiento mecánico del piezoeléctrico. El sistema está constituida por una probeta de concreto donde podemos representar un tiempo inicial como  $X(t) = t$ ; en el instante en que es enviado el pulso y para un tiempo después de atravesar el sistema como  $y(t) = t + \Delta t$ ; donde  $\Delta t$  es el tiempo que le toma a la onda ultrasónica atravesar el sistema y por último la etapa de adquisición comprendida por el Sistema de Adquisición de Datos (SAD) y el microcontrolador.

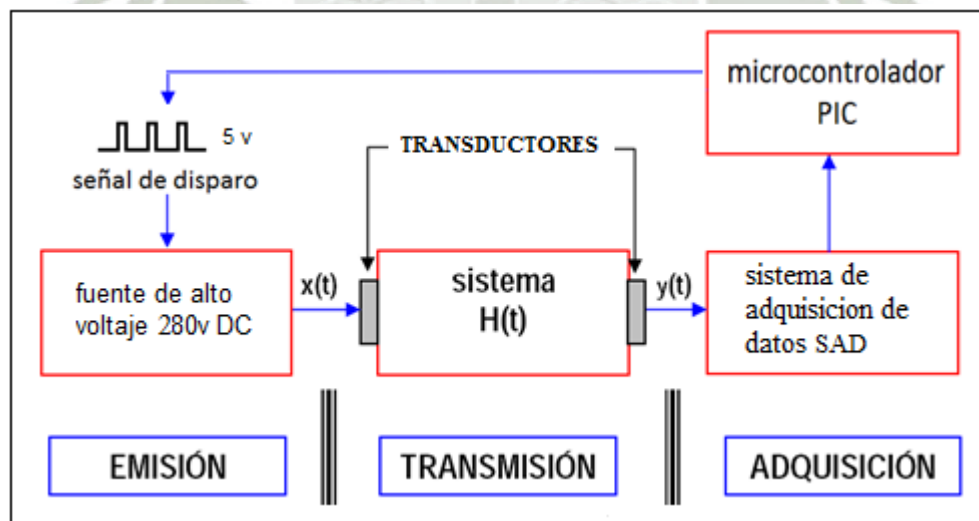


Figura 2.1 Esquema general del sistema de medición.

## 2.2. NATURALEZA DE LOS ULTRASONIDOS

Los ultrasonidos son ondas del mismo tipo que los sonidos audibles, diferenciándose únicamente en la frecuencia de operación y forma de propagación. Los ultrasonidos operan con frecuencia por encima de la zona audible del espectro acústico [1].

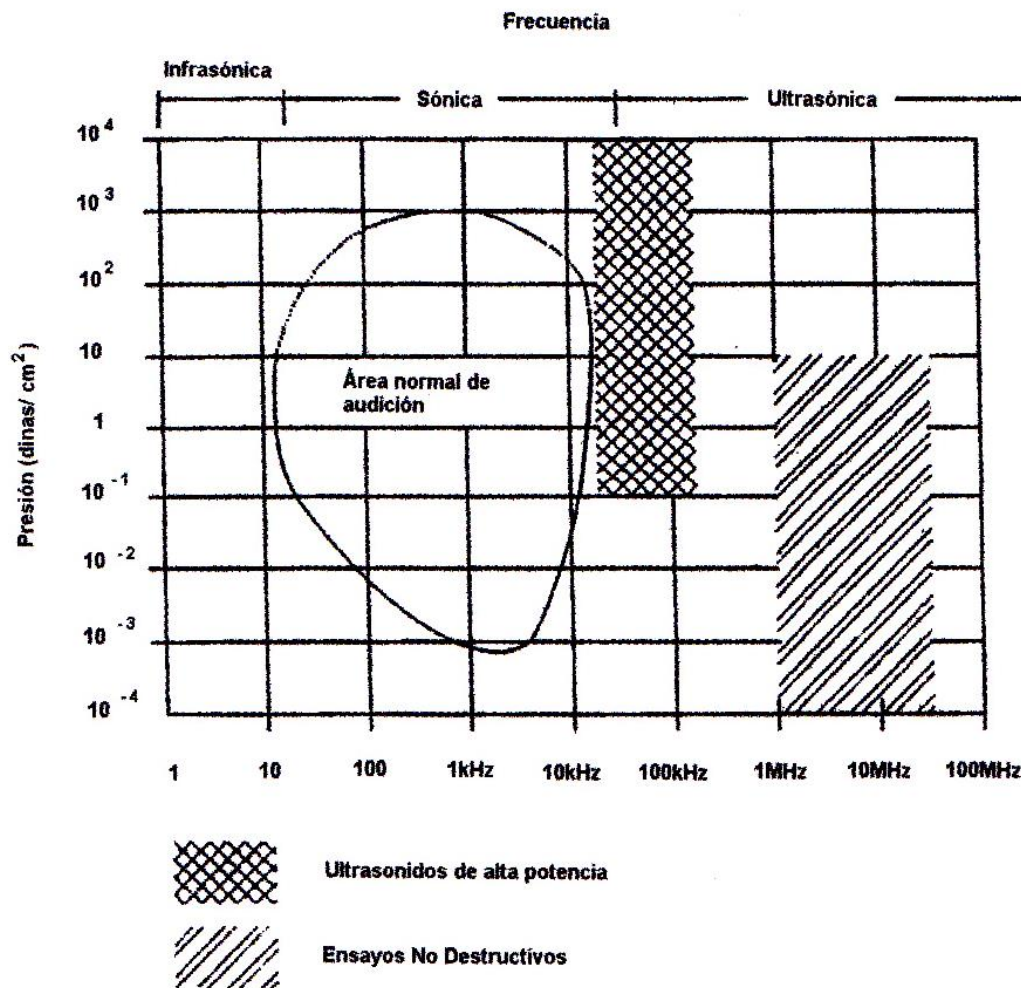


Figura 2.2 Espectro acústico del sonido.

En la figura 2.2 se observan tres zonas perfectamente diferenciadas en el espectro acústico:

- **INFRASONICA** o sonidos no audibles por el oído humano corresponden a esta zona, las oscilaciones cuya frecuencia es menor de 16 Hz/s [1].

- SONICA o sonidos audibles, comprendida en la gama de frecuencias de oscilación, de 16 a 20.000 Hz/s [1].
- Una onda acústica dentro de esta gama pudiera no ser audible al no tener el mínimo de presión acústica necesaria para ser registrada por el oído, o por sobrepasar la presión máxima soportable por los mecanismos físicos del oído [1].
- Para conocer cuando una onda sonora se aproxima al máximo de frecuencia soportable por el oído (20 kHz), es el momento en que el sonido empieza a molestar en el oído: “umbral de dolor” [1].
- ULTRASONICA, es aquella donde la frecuencia de las oscilaciones es superior a 20 KHz [1].

### 2.2.1. PRODUCCIÓN Y TRANSMISIÓN DE LAS ONDAS SONORAS

Cuando un medio elástico es perturbado por una acción instantánea o continua, hace que esta perturbación se propague a través del referido medio, mediante lo que se llama movimiento ondulatorio u onda.

Esta propagación no supone traslación real de la materia, sino transmisión de energía. Así, cada partícula afectada por la perturbación (figura 2.3), se desplaza de su posición de equilibrio, tendiendo a volver a la posición de reposo, y sobrepasando la misma pendularmente en un movimiento vibratorio armónico [1].

Como se ve en la figura 2.3 tenemos una masa (M), sujeta a un punto fijo mediante un resorte R.

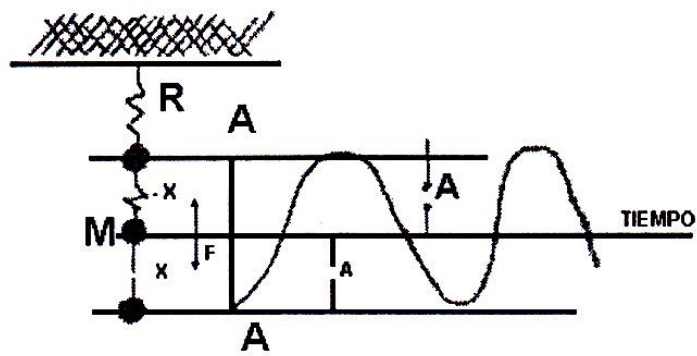


Figura 2.3 Movimiento ondulatoria de una partícula.

Si aplicamos a la masa una fuerza (F), haciendo que dicha masa se separe de su posición de equilibrio (punto 0), se producirá un desplazamiento y la fuerza aplicada, viene expresada por la ley de Hooke:

$$F = -K X \quad (2.1)$$

Donde:

F = fuerza deformadora.

K = constante elástica.

X = desplazamiento del punto de equilibrio.

Una vez conseguido el desplazamiento, y cesada la acción de (F), vemos que la masa (M) vuelve, y aun rebasa su posición de equilibrio hasta una distancia (-X) debido a la inercia de (M).

La misma fuerza del resorte comprimido, hace que (M) vuelva a su posición de equilibrio, y la rebase hasta (X), repitiéndose este proceso indefinidamente, aunque en la práctica y debido a la resistencia que opone el medio externo (rozamiento), cesa al cabo de un cierto tiempo [1].

El movimiento vibratorio armónico, se define por los parámetros: Amplitud (A), y Frecuencia (f).

Asimismo, los parámetros que definen la propagación real a través de un medio son: Longitud de onda ( $\lambda$ ), y Velocidad acústica (C).

Todos estos parámetros tipifican el movimiento ondulatorio, y la transmisión sónica. Esta transmisión sónica, se realiza por la transmisión de la energía de unas partículas a sus adyacentes, mediante sus enlaces elásticos; en la figura 2.4, vemos la imagen de un cuerpo elástico [1].

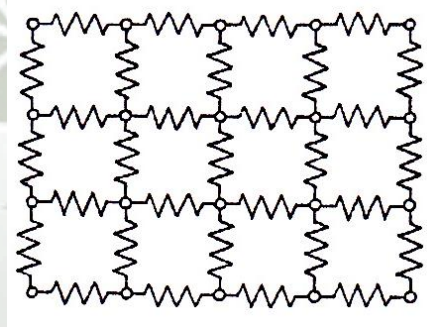


Figura 2.4 Representación de un cuerpo elástico.

### 2.2.2. PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS SONORAS

Como hemos visto en el punto anterior, la transmisión sónica se realiza de unas partículas a sus adyacentes mediante sus enlaces elásticos, por tanto, es necesario un soporte material, que pueda ser sólido, líquido, o gaseoso; de lo cual se deduce que no exista transmisión sónica en el vacío [1].

Como caso sencillo de propagación de ondas, tenemos el ejemplo del diapasón (figura 2.5).

Cuando el mazo golpea el diapasón, éste vibra y genera una perturbación en el medio que le rodea, en este caso el aire (figura 2.5).

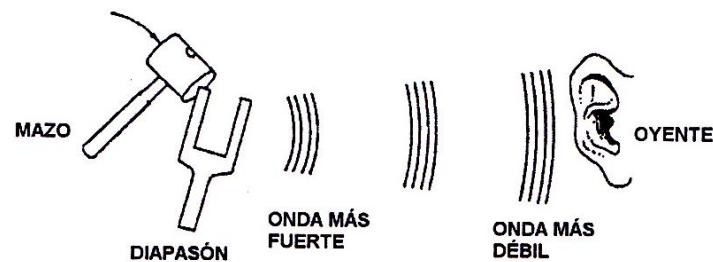


Figura 2.5 Generación de ondas por medio de diapasón.

La perturbación se propaga por el aire hasta el oído del que escucha. La membrana del tímpano lo recepciona y lo transmite al cerebro, el cual lo convierte en señal sensitiva [1].

Análogamente, en el ensayo ultrasónico, un corto impulso de corriente eléctrica golpea a un vibrador (cristal), el cual vibra como lo hacía el diapasón (figura 2.6).

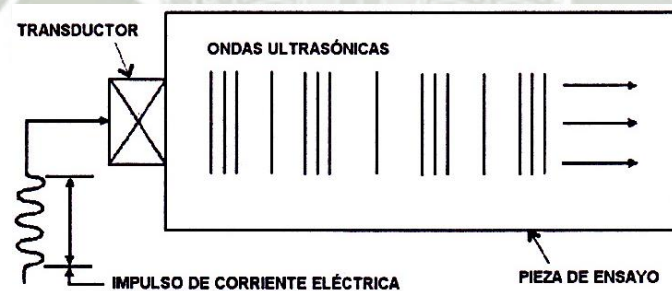


Figura 2.6 Generación de ondas por medio de un vibrador.

El haz sónico que sale del cristal, se transmite a través de un medio de acoplamiento (aceite, silicona, etc.) hasta la parte frontal de la pieza en ensayo.

En la figura 2.6, vemos las ondas ultrasónicas propagándose por la pieza.

En el punto 2.2.1 y figura 2.3, indicamos el comportamiento de una partícula material o cuerpo simple. Ahora analizaremos el comportamiento de un grupo de partículas, moléculas mostradas en la figura 2.7.

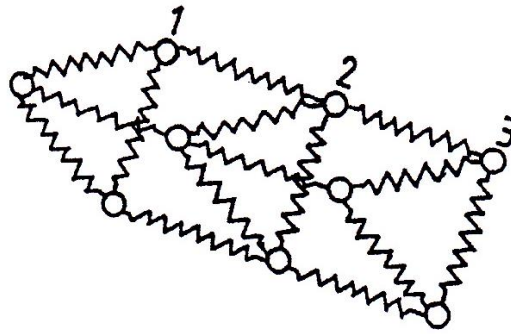


Figura 2.7 Conjunto de moléculas enlazadas.

Tenemos tres partículas en cada uno de los planos 1, 2 y 3 unidas entre sí, y a su vez, con las del plano adyacente, mediante fuerzas elásticas.

A las partículas del primer plano, las sometemos a un esfuerzo de tracción o compresión por debajo de su límite elástico. Al estar unidas entre sí mediante fuerzas elásticas, cada una transmitirá a las del plano siguiente, el mismo esfuerzo de tracción o compresión [1].

Si la unión entre partículas fuera no elástica, comenzaría el movimiento al unísono, permaneciendo constantemente en el mismo estado de movimiento, o sea, en la misma fase.

Cuando se trata de un material elástico (en mayor o menor grado, todos los materiales son elásticos), el movimiento requiere un cierto tiempo para ser transmitido de un plano al siguiente, y de este al siguiente, es decir, los planos sucesivos alcanzan el estado de movimiento con un retardo de fase [1].

En la figura 2.8 vemos la imagen instantánea de la sección de un modelo elástico, donde la onda se propaga de izquierda a derecha, y nos permite observar, con el cambio de fase en los distintos planos, crea zonas en donde las partículas están próximas unas a otras (zonas de compresión), y otras zonas donde las partículas están más separadas (zonas de dilatación) [1].

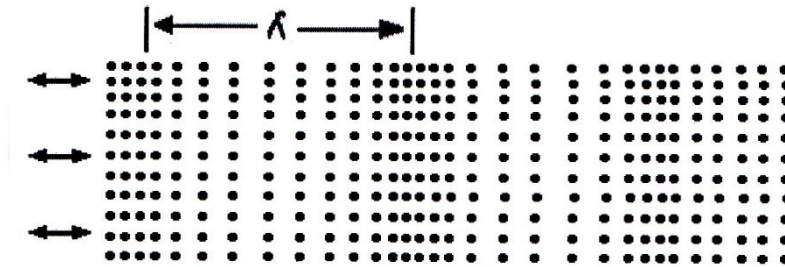


Figura 2.8 Sección de un modelo elástico

La figura nos muestra, las zonas de compresión consecutivas, al igual que las de dilatación, las cuales conservan una misma distancia (longitud de onda).

### 2.2.3. PARÁMETROS DE LAS ONDAS SONORAS

- Amplitud (A): es el desplazamiento máximo de la partícula de suposición de equilibrio [1].
- Frecuencia (f): es el número de oscilaciones completas que la partícula realiza por segundo. Se mide en ciclos/seg [1].

1 c/s = 1 Hertzio (Hz/s). En ultrasonidos las frecuencias utilizadas son mucho más altas, por lo que se hace necesario utilizar los múltiplos del Hertzio.

Kilohertzio (KHz) = 1.000 Hz

Megahertzio (MHz) = 1.000.000 Hz

- Longitud de onda ( $\lambda$ ): es la distancia entre dos planos de partículas que se encuentran en el mismo estado de movimiento figura (2.8). La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia:  $\lambda = C / f$  [1].
- Velocidad acústica (C): es la velocidad de propagación de la onda acústica a través del medio. Es constante y característica de cada material, sea cual sea la frecuencia. En los metales sobre todo, podemos afirmar que es constante, ya que las mínimas variaciones debidas a temperatura y presión, son despreciables. No ocurre lo mismo en líquidos y gases, ya que en estos medios, la velocidad variara en función de la presión, y sobre todo de la temperatura [1].
- La velocidad acústica es igual al producto de la frecuencia por la longitud de onda ( $C = f \lambda$ ) [1].
- Velocidad máxima de vibración (V): es la velocidad propia de la partícula en su movimiento oscilatorio [1].
- Presión acústica (p): en los puntos de gran densidad de partículas, la presión es mayor que la normal, mientras que en las zonas dilatadas es menor. El símbolo de la presión instantánea es (p), mientras que el valor máximo de la presión se designa por (P) [1].
- Fase: es la condición instantánea dentro de una oscilación. Este concepto se comprende fácilmente cuando se comparan dos oscilaciones distintas, (figura 2.9), en la que aparece una diferencia de fase [1].

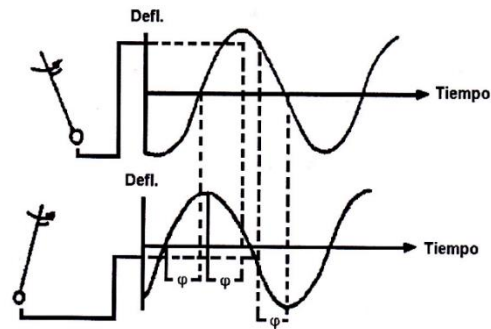


Figura 2.9 Ondas en desfase.

- **Atenuación:** es la disminución de la amplitud de una oscilación, en función del tiempo. La atenuación es debida a la suma de la Dispersión y la Absorción. En la figura 2.10 se aprecia la diferencia en una misma onda sin atenuar; débilmente atenuada; y fuertemente atenuada [1].

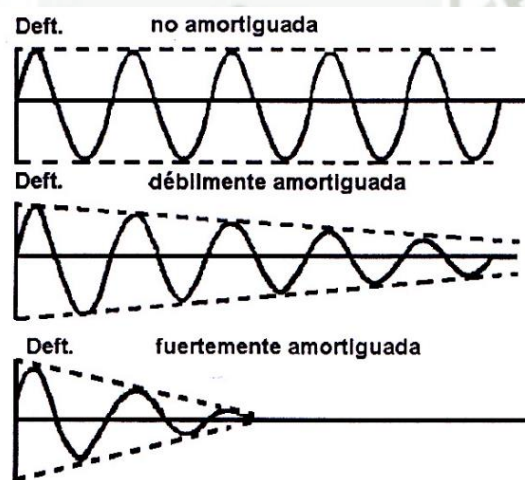


Figura 2.10 Atenuación de una onda.

#### 2.2.4. EMISIÓN SÓNICA.

La emisión sónica se puede realizar continuamente o por impulsos.

La onda continua es aquella que se emite de una forma continuada, donde la partícula en cada instante tiene unas características de movimiento que varían de forma periódica con el tiempo (figura 2.11.a). Este tipo de onda se utiliza con las técnicas de Resonancia y Transparencia [1].

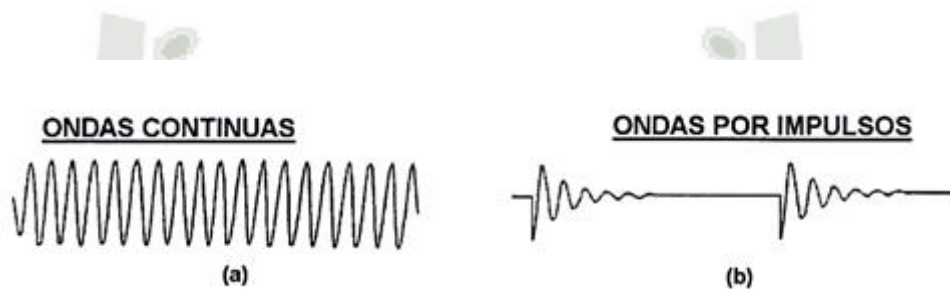


Figura 2.11(a) Ondas continuas, (b) Ondas por impulso.

La onda por impulsos (figura 2.11.b), es la que se emite a intervalos variables de tiempo. Estos impulsos cortos tienen una duración del orden de microsegundos, y el tiempo que transcurre entre impulsos consecutivos es del orden de milisegundos [1].

De esto se deduce que el sistema de ensayo está listo para recibir señales la mayor parte del tiempo, ya que son unas mil veces más, el tiempo recibiendo, que emitiendo.

La onda por impulso se utiliza en las inspecciones por la técnica del impulso-eco. En la figura 2.12 están representadas las diferentes formas de la onda por impulsos.

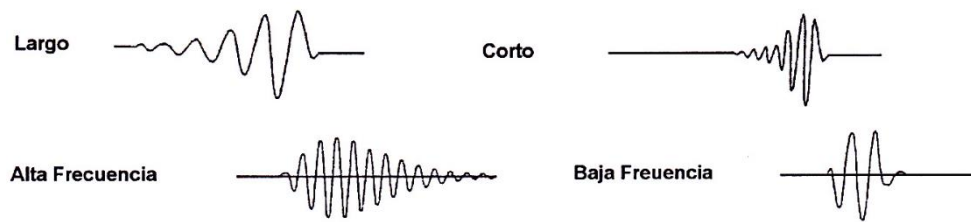


Figura 2.12 Tipos de onda por impulsos.

Si en un material introducimos por una cara una onda de emisión continua, y midiendo la cantidad de energía que llega a la cara paralela de dicho material después de ser atravesado por la onda, podremos determinar si dentro del material se encuentra algún tipo de discontinuidad, pero no se podrá determinar a la profundidad que se encuentra [1].

Si por el contrario introducimos una onda por impulsos, si se podrá determinar el tiempo que tarda en ir y volver, lo cual nos permite no solo detectar la existencia de cualquier discontinuidad dentro del material, sino medir la distancia a la que se encuentra desde la superficie de entrada [1].

### 2.3. MODOS DE VIBRACION Y TIPOS DE ONDA

Las ondas más conocidas por su utilización en los ensayos de materiales, son:

#### 2.3.1. ONDA LONGITUDINAL O DE COMPRESIÓN

Como vemos en la figura 2.13, en el tipo de onda, las partículas oscilan en la misma dirección que el sentido de propagación de la onda.



Figura 2.13 Oscilación de ondas longitudinales.

Vimos en la figura 2.8 que la fluctuación de las partículas respecto de su posición de equilibrio, hace que existan zonas de compresión (partículas muy juntas), y zonas de depresión (partículas muy separadas); es por esto, que también se conocen como ondas de presión u ondas de densidad [1].

El modo de vibración longitudinal se produce tanto en sólidos, como en líquidos y gases.

Estas zonas de compresión y depresión se desplazan a través del medio a una velocidad constante, y propia de este medio (C). Cada material, tiene una velocidad de propagación fija y conocida, variando dicha velocidad de unos materiales a otros. Para el cálculo de esta velocidad, se utiliza la fórmula:

$$Cl = \sqrt{\frac{E(1 - \mu)}{\rho(1 + \mu)(1 - 2\mu)}} \quad (2.2)$$

Donde:

E = módulo de elasticidad

$\mu$  = coeficiente de Poisson

$\rho$  = densidad

Los parámetros que interviene en la anterior expresión, y que son intrínsecos del material, determinan el valor de su velocidad de propagación, la cual es totalmente independiente de la frecuencia, tenga ésta el valor que tenga.

### 2.3.2. ONDA TRANSVERSAL O DE CORTE

En este tipo de onda, la vibración de las partículas es perpendicular al sentido de propagación (figura 2.14), se produce esta vibración al aplicar una fuerza cortante y periódica en el borde de un material sólido [1].

Esta fuerza cortante se transmite a las partículas de los planos adyacentes, dando lugar a oscilaciones transversales retardadas, según su distancia al plano de excitación.

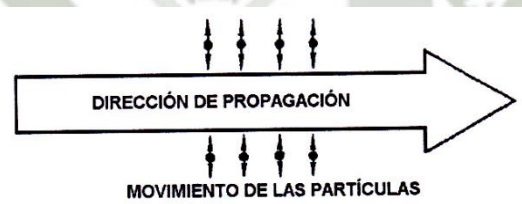


Figura 2.14 Oscilación de ondas transversales.

A una cierta distancia (figura 2.15), se encontrara un plano donde las partículas se encuentran en el mismo estado de vibración, que las partículas de otro plano. La distancia entre los dos planos nos marca la longitud de onda ( $\lambda$ ).

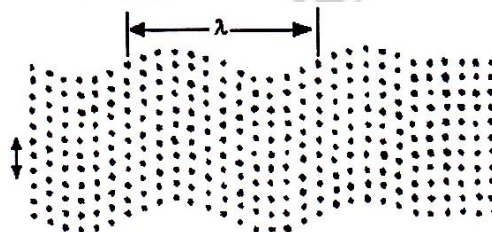


Figura 2.15 Longitud de Onda.

Este tipo de onda recibe también el nombre de onda de cizalladura.

La presión acústica de la onda transversal se define como: la fuerza cortante por unidad de superficie, normal a la misma.

Lo mismo para la onda longitudinal, que para la transversal, la máxima presión acústica se alcanza cuando las partículas están más próximas, y la mínima cuando están más alejadas, por lo que la presión y el movimiento de las partículas, están desfasadas  $\frac{1}{4} T$  (período) [1].

Los gases y los líquidos por su condición de fluidos, no pueden transmitir este tipo de onda, ya que carecen de enlaces elásticos transversales.

Para el cálculo de la velocidad de la onda transversal, se utiliza la siguiente fórmula:

$$C_t = \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{1}{2(1+\mu)}} \quad (2.3)$$

La velocidad de la onda longitudinal y transversal para un mismo material, y de acuerdo a las fórmulas dadas, están relacionadas según:

$$C_t = C_l \sqrt{\frac{1-2\mu}{2(1-\mu)}} \quad (2.4)$$

El coeficiente de Poisson ( $\mu$ ), oscila entre 0 y 0.5 para todos los materiales sólidos por lo que el valor de la anterior ecuación (2.4), se mantiene por debajo de 1, pudiéndose por tanto asegurar, que la velocidad de la onda transversal, es inferior a la longitudinal para un mismo material [1].

- Para acero = 0.55
- Para aluminio = 0.49

### 2.3.3. ONDA DE SUPERFICIE O DE RAYLEIGH

Son un caso particular de onda transversal. Se propagan por la superficie plana o curva de un sólido siguiendo su contorno (figura 2.16), salvo que llegue a una arista viva, o una zona curva con un radio inferior a una longitud de onda, en cuyo caso la onda se refleja [1].

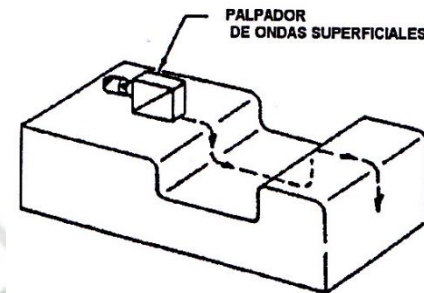


Figura 2.16 Ondas de superficie.

Lo mismo ocurre si en el recorrido encuentra una gota de aceite o suciedad, que hacen que la onda se interrumpa, dando lugar a señales que se podrían interpretar como defectos.

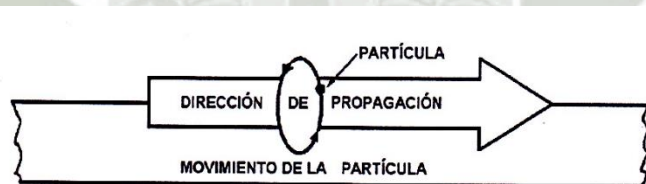


Figura 2.17 Oscilación de una onda de superficie.

La vibración de las partículas en forma de elipse, como se ve en la figura 2.17, con una rotación en sentido contrario a las agujas del reloj.

Debajo de la superficie, las partículas vuelven a estar de nuevo en su posición de descanso, esto nos dice que la onda de superficie tiene algo de penetración; esta profundidad de penetración es del orden de una longitud de onda.

La velocidad de propagación es independiente de la frecuencia y ligeramente menor que la velocidad de la onda transversal (0.9):

- Para el acero: del orden de 0.92
- Para aluminio: del orden de 0.93

El estado tensional, modifica su velocidad; la tracción hace aumentar la velocidad, mientras que la compresión, la disminuye.

### 2.3.4. ONDA DE CHAPA U ONDA LAMB

Si el espesor del sólido en el que inducimos ondas de superficie, se reduce en espesor, obtenemos una chapa, donde la onda de superficie, ya no puede existir como tal. Cuando este espesor es del mismo orden que la longitud de onda, se producen las ondas de chapa (figura 2.18).

Se conocen dos modos básicos: onda simétrica o de dilatación y onda asimétrica o de flexión.

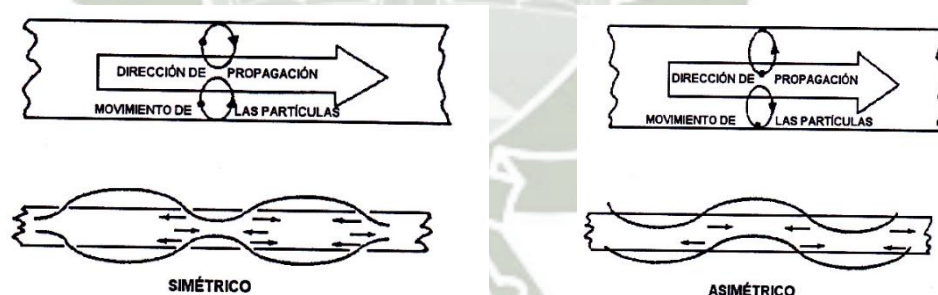


Figura 2.18 Oscilación de onda de chapa.

En el caso de la onda asimétrica, las partículas de la zona media o fibra neutra vibran con oscilaciones longitudinales, mientras que en la onda asimétrica con oscilaciones transversales; el resto de partículas oscilan en ambos tipos de ondas elípticamente [1].

La velocidad de este tipo de onda no se considera constante del material, ya que depende del espesor del material, del modo de onda y de la frecuencia.

## 2.4. IMPEDANCIA ACUSTICA

Se representa por la letra  $Z$  y se define como: la relación entre la presión acústica y la velocidad máxima de vibración de los elementos de masa (partículas). También suele definirse como: la resistencia que se opone a la vibración de los elementos de masa [1].

Dependiendo del mayor o menor valor de la impedancia del medio se dividen: en acústicamente duros, cuando sus elementos de masa varían muy poco su velocidad de vibración a pesar de una gran diferencia de presión; y acústicamente blandos, cuando con una pequeña diferencia de presión sus partículas vibran a gran velocidad.

Debido a las anteriores definiciones puede ser que la propagación de las ondas será peor en un material acústicamente duro, que en uno blando, no siendo así, ya que: la impedancia acústica se opone a la vibración de los elementos de masa, pero no a la propagación de la onda [1].

La fórmula para el cálculo del valor de la impedancia se apoya en la teoría de la propagación de las ondas acústicas que dice: La impedancia es una constante del material, siendo proporcional a la densidad del medio y la velocidad acústica de la onda en dicho medio.

$$Z = \rho C \quad (2.5)$$

## 2.5. INTENSIDAD ACUSTICA

Se define como: la cantidad de energía que pasa por unidad de área, en la unidad de tiempo. Se obtiene mediante el producto de la “Energía específica” (energía presente en la unidad de volumen, que avanza con la velocidad acústica), por la velocidad de propagación de la onda acústica [1].

Se debe tener en cuenta la relación entre la energía específica o intensidad acústica, con la presión acústica.

$$I = \frac{1 p^2}{2 Z} \quad (2.7)$$

La fórmula nos indica la proporcionalidad existente entre el cuadrado de la presión acústica y la intensidad acústica.

La unidad de intensidad acústica es el Belio;  $\text{Belio} = \frac{I}{I_0}$ ; donde  $I_0$  es una intensidad de referencia, por tanto el número de belios, nos da el nivel de intensidad acústica.

Esta unidad Belio, aun con la relación logarítmica es demasiado amplia, por lo que en ultrasonidos, se ha adoptado la unidad “Decibelio” (dB) que es más apropiada para pequeñas variaciones de intensidad sónica.

$$dB = 10 \log \frac{I}{I_0} \quad (2.8)$$

## 2.6. PRESION ACUSTICA

En la inspección ultrasónica por el método de impulso-eco, la altura de los ecos es proporcional a presión acústica.

Para las ondas longitudinales, la presión acústica como fuerza por unidad de superficie, es normal a la superficie de la onda [1].

Para las ondas transversales, la presión acústica es una fuerza cortante por unidad de superficie, paralela a la superficie de la onda.

En la formula  $dB = 10 \log \frac{I}{I_0}$ , sustituimos los valores de  $I$ , por los obtenidos en:

$$I = \frac{1\rho^2}{2z} \text{ y tenemos que } dB = 10 \log \frac{\frac{1\rho^2}{2z}}{\frac{1\rho_0^2}{2z}}, \text{ por lo que } dB = \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^2 \text{ de}$$

donde:

$$dB = 20 \log \frac{\rho}{\rho_0} \quad (2.9)$$

## 2.7. ATENUACION DE LAS ONDAS SONORAS

Los medios sólidos, atenúan los ultrasonidos mediante dos defectos que son: dispersión absorción.

### 2.7.1. DISPERSIÓN

Las principales causas que producen la dispersión son:

- Anisotropía
- Tamaño de grano

#### 2.7.1.1. ANISOTROPÍA

Un material cristalino resulta elásticamente anisótropo, cuando sus cristales tienen diferentes propiedades elásticas, según la dirección en que reciben desde fuera un esfuerzo mecánico [1].

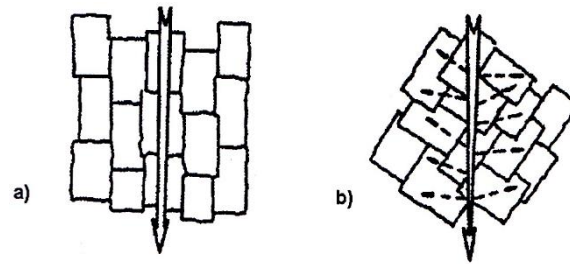


Figura 2.19 Anisotropía de los materiales.

Si los cristales están alineados el material no presenta dispersión al paso de la onda sonora por lo menos en una dirección como se ve en la figura 2.19.a. En otro material con los cristales orientados irregularmente como lo vemos en la figura 2.19.b, se presenta una considerable dispersión del sonido [1].

### 2.7.1.2. TAMAÑO DEL GRANO

Esta última es la causa más importante para la dispersión, aunque debemos de contemplar dos casos diferentes [1]:

- Grano con tamaño mayor que la longitud de onda ( $\lambda$ ): la onda sufre reflexión, refracción y cambio de modo en los límites de grano, volviendo a sufrir estos defectos en el grano siguiente y en el otro, y así sucesivamente.
- Grano menor que la longitud de onda; este es el caso más corriente en las inspecciones de los materiales metálicos. En este supuesto, la dispersión no se produce por el fenómeno geométrico en los

límites de los granos. Aquí se produce la dispersión por el paso del sonido a través de gran cantidad de obstáculos pequeños.

Cuando el tamaño del grano tiene un diámetro  $d = 0.2$  de  $\lambda$ , comienza la aparición de la atenuación. Cuando el diámetro del grano es  $d = 0.5$  de  $\lambda$ , tenemos una fuerza de dispersión del sonido.

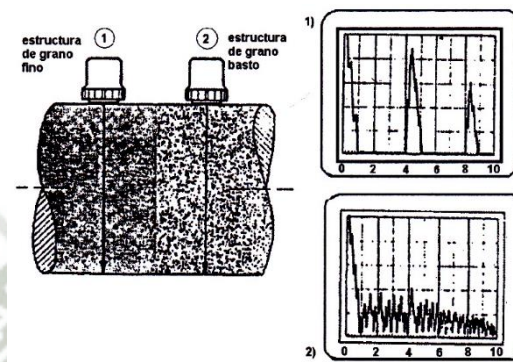


Figura 2.20 Oscilogramas con diferente tipo de grano.

El en la figura 2.20, vemos la diferencia entre los oscilogramas obtenidos en una pieza con estructura de grano fino donde el eco de fondo y su repetición se ven con toda limpieza; y el oscilograma de una pieza con estructura de grano grueso, donde no aparece el eco de fondo, pero si muchos ecos parásitos con diferentes recorridos debidos a la dispersión y como “césped”. Este césped puede enmascarar los ecos de verdadero interés. La forma de eliminar este césped es bajando la frecuencia con la consiguiente reducción de la detectabilidad de pequeños defectos [1].

### 2.7.2. ABSORCIÓN

Consiste en la conversión directa de la energía ultrasónica en calor, producido por el frenado en la oscilación de las partículas. Cuando más fino y homogéneo

es el grano de un material, menor es la atenuación. A igualdad de homogeneidad y tamaño de grano, sufrirá menor atenuación la onda en un material forjado, que en uno moldeado [1].

Si durante una inspección se percibe que la energía transmitida sufre una fuerte atenuación, la solución es utilizar frecuencias más bajas, ya que con estas frecuencias disminuye la absorción. Por el contrario tenemos que, al bajar la frecuencia, aumenta la longitud de onda, con lo cual se reduce la detectabilidad de defectos pequeños.

## **2.8. REFLEXION Y TRANSMISION DE ONDAS**

Existen dos formas de reflexión y transmisión de ondas, dependiendo del tipo de incidencia de dicha onda: incidencia perpendicular o normal, e incidencia angular. Desarrollaremos principalmente la incidencia perpendicular ya que será la utilizada en presente trabajo [1].

### **2.8.1. INCIDENCIA NORMAL**

En este tipo de incidencia, debemos contemplar dos casos:

- Incidencia normal en superficie límite única.
- Incidencia normal en superficie límite múltiple.

#### **2.8.1.1. INCIDENCIA NORMAL EN SUPERFICIE LIMITE ÚNICA**

Cuando una onda incide perpendicularmente sobre una superficie lisa y plana que separa dos medios diferentes, una parte de la energía de la onda se refleja volviendo en la misma dirección que la incidente, y parte se propaga en el otro medio con la misma dirección y sentido.

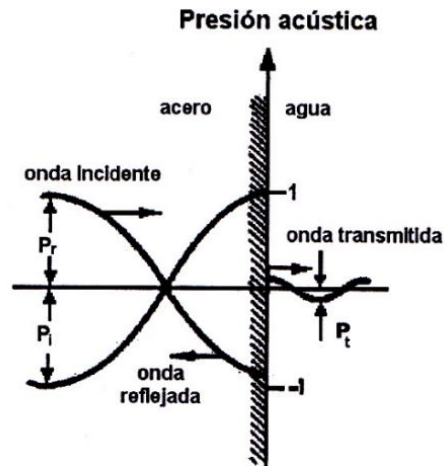


Figura 2.21 Incidencia normal en superficie única.

En la figura 2.21 tenemos una entre-cara que separa dos materiales con dos impedancias diferentes ( $Z_1$ ) y ( $Z_2$ ). Una onda incidente ( $I_i$ ) perpendicular a la entre cara. Una parte de la onda se refleja ( $I_r$ ), y parte se transmite a otro medio ( $I_t$ ).

$$\text{Coeficiente de reflexión } R = \frac{I_r}{I_i} \quad (2.10)$$

$$\text{Coeficiente de transmisión } T = \frac{I_t}{I_i} \quad (2.11)$$

Ambos expresan el porcentaje de intensidad reflejada y transmitida en relación con la intensidad incidente, indicándonos que se cumple la ley de la energía  $R + T = 1$ .

### 2.8.1.2. INCIDENCIA NORMAL EN SUPERFICIE LIMITE MÚLTIPLE

En este caso, los efectos son distintos según se propaguen ondas continuas u ondas por impulso.

➤ **Ondas continuas**

Como se puede ver en la figura 2.22 una onda continua que atraviesa el medio 1 y llega a la superficie límite con el medio 2, se desdobra en una onda transmitida y en otra reflejada [1].

Después de atravesar el medio 2 la onda transmitida se desdobra en la segunda entrecara y así sucesivamente.

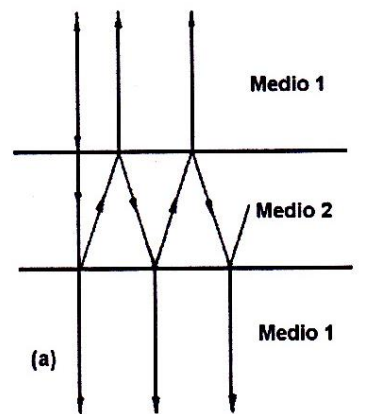


Figura 2.22 Incidencia normal en superficie límite múltiple.

El resultado es una serie de reflexiones en ambas direcciones en el medio 2, de forma que a cada lado, se produce una secuencia de ondas que abandonan el medio 2 superponiéndose [1].

Con una onda continua las ondas individuales se interfieren según la posición de fase cuando se solapan, dando lugar a interferencias.

➤ **Ondas por impulsos**

En el caso de una onda incidente por impulsos constituida por un tren de ondas cortas, no se producen las interferencias que se generaban con las ondas continuas.

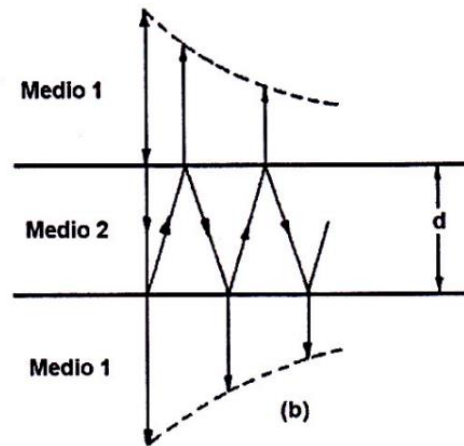


Figura 2.23 Ondas por impulsos.

Como se ve en la figura 2.23, una onda por impulsos cortos que incide en el medio 1, se desdobla en una serie de impulsos separados y mutuamente independientes, reflejados y transmitidos. El resultado de este desdoblamiento repetido hace que la presión acústica, vaya disminuyendo continuamente como se ve en la curva marcada con líneas de punto, en la figura [1].

## 2.9. FUNDAMENTOS DE LA PIZOELECTRICIDAD

El fenómeno de la piezoelectricidad fue descubierto en 1880 por los hermanos Jacques y Pierre Curie cuando observaron que ciertos cristales se polarizaban eléctricamente cuando eran sometidos a fuerzas mecánicas (Figura 2.24). Se observó en estos elementos que la tracción y la compresión generan voltajes de polaridad opuesta y proporcional a la fuerza aplicada. Esto implica que funcionan como generadores de electricidad (Figura 2.25, b-c).

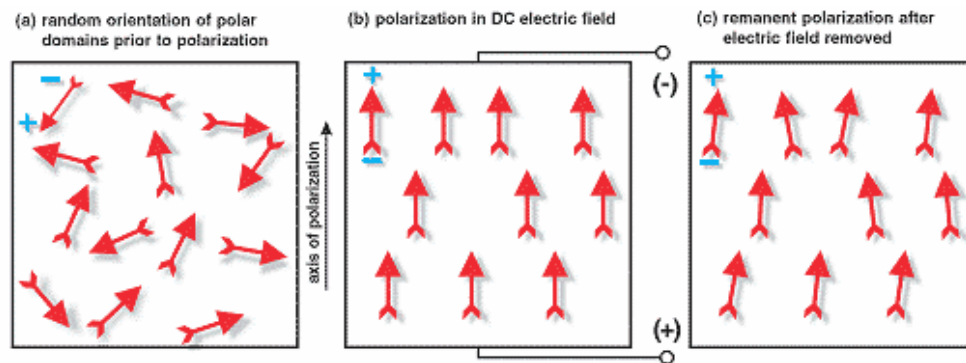


Figura 2.24 Principio de piezoelectricidad.

Luego se verificó que también podían comportarse de modo inverso, es decir como motores. A partir de excitarlos con una diferencia de potencial producían una deformación mecánica estirándose o acortándose de acuerdo a la polaridad del campo eléctrico y en proporción al mismo (Figura 2.25, d-e).

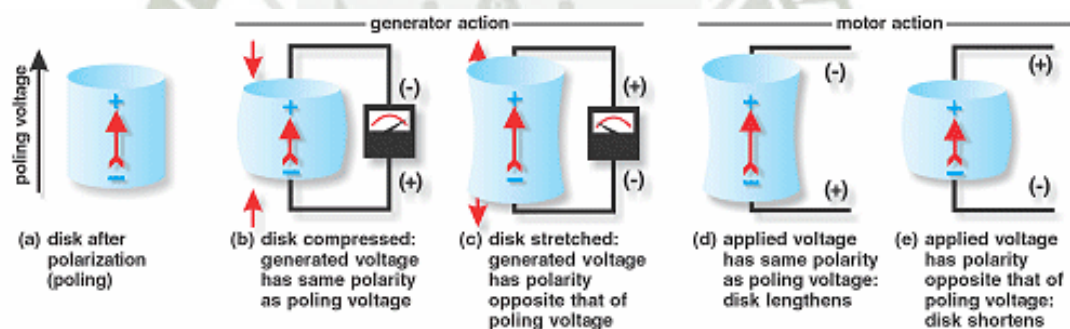


Figura 2.25. Efecto generador y motor del piezocristal.

A estos fenómenos se los denominó como efectos piezoeléctricos: directo (generador) e inverso (motor), derivando el término del griego 'piezein' que significa comprimir, presionar.

Las magnitudes de las tensiones producidas por los piezocristales, así como sus deformaciones, son pequeños; por lo que generalmente requieren amplificación.

Los materiales piezoeléctricos han sido adaptados a un extenso campo de

aplicación, entre los que se pueden mencionar: sensores de desplazamiento (efecto generador); generadores de señales de sonido y ultrasonido (efecto motor).

En el siglo XX se descubrieron diversos materiales que poseen esta misma capacidad de generar piezoelectricidad. Son cerámicos probados con óxidos de diversos tipos, por ejemplo Zirconatos y Titanatos de Pb, los que exhiben mejor comportamiento que cerámicos de otro tipo. Comúnmente se denominan como PZT.

Los tipos más comunes de PZT son dos: disk cells (Figura 2.26-a) y bender elements (Figura 2.26-b). Solo se utilizarán los primeros, especiales para generar ondas P. En cuanto a los segundos, se los utiliza para obtener ondas S principalmente.

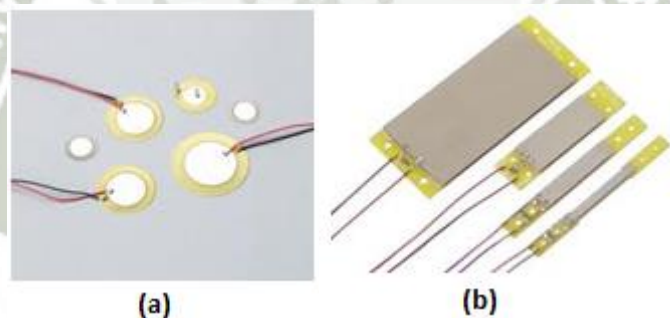


Figura 2.26 Tipos de Piezoelectrics.

### 2.9.1. CARACTERIZACIÓN DE UN PIEZOCRISTAL TÍPICO.

A fin de conocer el comportamiento de los PZT, resulta necesario caracterizarlos, electrónicamente y mecánicamente. Los parámetros necesarios para lograrlo son los siguientes:

- Encontrar un Modelo Equivalente Eléctrico.

- Frecuencia de Resonancia.
- Campo Cercano (eng.: Near Field).
- Factor de Acoplamiento Electromecánico.

### 2.9.1.1. MODELO EQUIVALENTE ELÉCTRICO.

Un transductor piezoeléctrico puede ser representado mediante el circuito equivalente de Figura 2.27 (Van Randeraat et al, 1974; Veca, A. ,1992). Determinando  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $L_1$  y  $R_1$  se tendrá caracterizado eléctricamente el PZT.

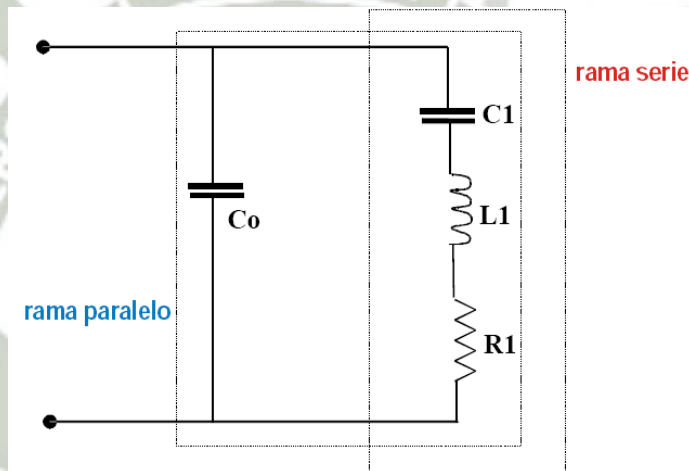


Figura 2.27 Circuito equivalente simplificado de un transductor piezoeléctrico.

$C_0$ : Capacitancia entre placas (lejos de la frecuencia de resonancia).

$C_1$ : Capacitancia del dieléctrico del piezoeléctrico.

$L_1$ : Inductancia del circuito. Representa la masa del cristal.

$R_1$ : Resistencia de radiación del piezoeléctrico. Representa pérdidas mecánicas.

### 2.9.1.2. FRECUENCIA DE RESONANCIA

La misma indica la frecuencia de excitación para la cuál la señal de entrada se distorsiona menos al paso por el PZT.

### 2.9.1.3. CAMPO ULTRASÓNICO DE UN OSCILADOR

Según el principio de Huygens, cualquier tipo de onda se puede formar a partir de un gran número de ondas esféricas simples de la misma frecuencia, llamadas Ondas elementales [1].

Fresnel completo el principio de Huygens añadiendo que: “La vibración producida en un punto es la resultante de la interferencia de las diversas ondas que llegan al punto, procedentes de cualquier superficie de onda anterior” (Figura 2.28).

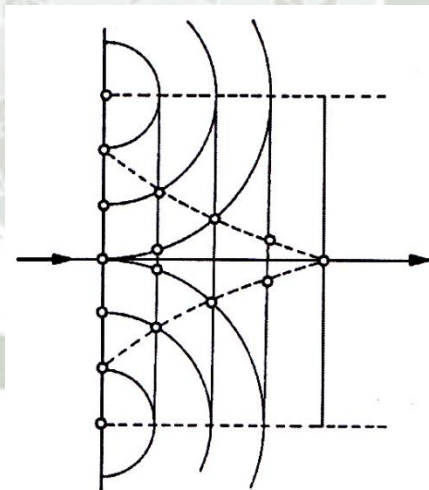


Figura 2.28 Principio de Fresnel.

El campo acústico de un oscilador ultrasónico está formado por una serie de máximos y mínimos de presión acústica, debido a la interferencia de las ondas elementales originadas en la superficie del oscilador.

En dirección de propagación de la onda, existe un último máximo de presión acústica localizado en el eje, que marca el fin del campo de interferencias.

Esta zona de máximos y mínimos, hasta el máximo principal, se llama: Campo próximo o zona Fresnel, y se representa por la letra N.

Este campo próximo, tiene forma de cilindro de longitud N, y diámetro D, que es igual al diámetro del oscilador.

A partir del final del campo máximo, vemos en la figura 2.29, que el haz ultrasónico comienza a abrirse tomando forma de tronco de cono. Aquí la presión acústica decrece, desde el eje hacia el exterior.

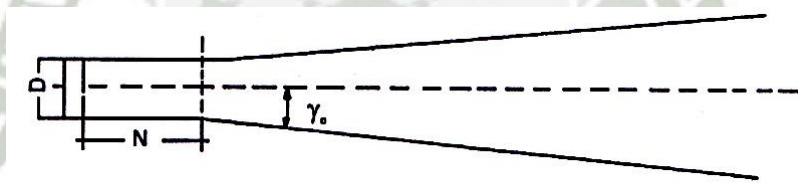


Figura 2.29 Campo próximo o zona Fresnel.

A esta parte del haz ultrasónico libre de interferencias se le conoce con el nombre de Campo Lejano o Zona de Fraunhofer, y al ángulo contenido en el campo lejano, entre el eje y el borde del haz, donde la presión cae hasta un nivel definido, es el Angulo de divergencia ( $\gamma$ ).

Para un mejor entendimiento del campo ultrasónico de un oscilador desarrollaremos el campo próximo y lejano, generado por un oscilador continuo, y otro por impulsos.

➤ **Campo próximo y lejano de un oscilador continuo**

Supongamos un oscilador en forma de disco, que transmite a las partículas del material en inspección su movimiento vibratorio y, suponemos además, que toda su superficie vibra con la misma amplitud y fase.

El frente de ondas será homogéneo si el oscilador fuese infinito. En la práctica esto no es posible, ya que los osciladores tienen dimensiones finitas y en los sucesivos frentes de ondas faltarán en ciertos puntos las correspondientes ondas elementales, que según Fresnel se anularían con sus homónimas para presentar un frente homogéneo con resultantes únicas en la dirección de propagación [1].

En esta onda plana y cerca del oscilador, debido a su superposición por el fenómeno de difracción y el efecto de bordes, se produce un campo con máximos y mínimos de presión acústica (figura 2.30).

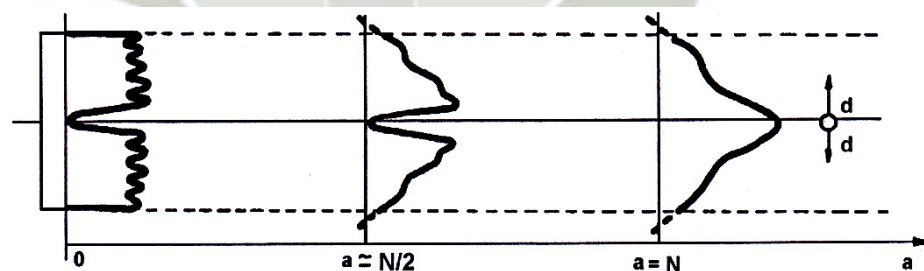


Figura 2.30 Campo próximo de un oscilador continuo.

En la dirección de propagación de la onda, tenemos en el eje un último máximo de presión acústica; este máximo determina el final del campo de interferencia o campo próximo. Para calcular el valor de este campo próximo, se utiliza la expresión:

$$N = \frac{D^2}{4\lambda} \text{ donde: } D = \text{diámetro del cristal y } \lambda = \text{longitud de onda } \lambda: \frac{D}{\lambda},$$

nos da el número de máximos y mínimos de presión acústica dentro del campo próximo. Además, si este valor es grande, tendremos un campo próximo largo.

En la expresión para el cálculo del campo próximo, vemos que interviene la longitud de onda, y a su vez, para el cálculo de esta, interviene la velocidad de propagación de la onda (C), que es propia de cada material, lo cual nos dice que un mismo oscilador tiene diferentes valores de campo próximo, dependiendo del material en que se propaga la onda [1].

El máximo de presión acústica, nos marca el fin del campo próximo, y el inicio del campo lejano; este campo lejano está libre de interferencias, siendo mucho más simple que el campo próximo.

Como se ve en la figura 2.31 a la distancia N, tenemos el máximo de presión acústica siendo a partir de este punto, cuando el haz empieza a abrirse con dos rectas que parten del centro del oscilador.

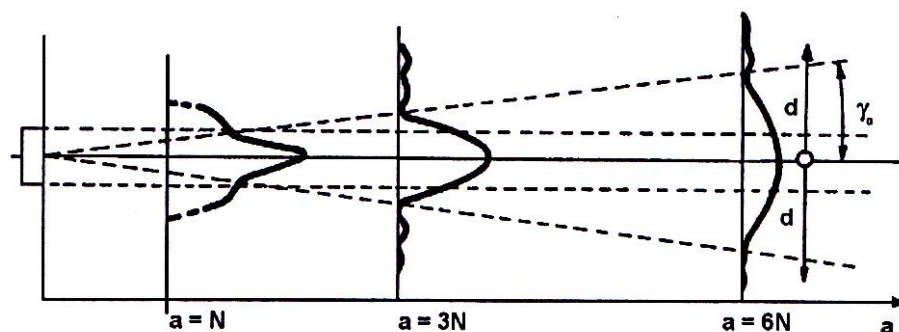


Figura 2.31 Campo lejano de un oscilador continuo.

En este campo, se cumple la ley de la distancia de una onda esférica que dice: La presión acústica decrece inversamente con la distancia. Esto se ve en la figura, donde a la distancia  $3N$ , la altura de presión acústica en el eje del haz, es menor que en  $N$ , con unos máximos secundarios que decrecen hacia fuera. A la distancia  $6N$ , la anchura del eco es el doble, con el que presión acústica en el eje disminuye a la mitad [1].

En el ángulo formado por una de las rectas que parten del centro del oscilador, y el eje del oscilador, se llama “ángulo de divergencia” ( $\gamma_0$ ).

Para calcular el valor de este ángulo, y basándonos en la teoría de la difracción tenemos que:

**$\text{sen} \gamma_0 = \frac{\lambda}{D}$** ; esta fórmula solo es válida para valores pequeños de  $\frac{\lambda}{D}$ .

➤ **Campo ultrasónico de un oscilador por impulsos**

La excitación por impulsos ejerce gran influencia en el campo ultrasónico; si la excitación decrece hacia los bordes, el campo ultrasónico es más uniforme, esto sucede con los cristales piezoeléctricos [1].

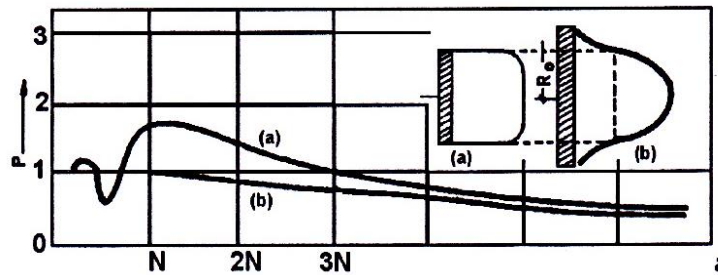


Figura 2.32 Campo ultrasónico de un oscilador por impulsos.

En la figura 2.32 tenemos dos curvas que nos muestran la distribución de excitación en la sección transversal y la presión acústica sobre el eje. La curva (a) corresponde al cristal (a) que tiene una excitación normal. El cristal (b), sufre una excitación en forma de campana de Gauss, y como vemos en la curva (b) desaparecen las irregularidades del campo máximo, lo que representa una gran ventaja en cuanto a la focalización de una discontinuidad.

En un campo ultrasónico excitado por impulsos, no existen mínimos totales, ya que los impulsos que proceden de diferentes puntos del oscilador, no producen interferencias (figura 2.33), y aunque se superpusieran parcialmente su cancelación sería incompleta, sumándose a este resultado la propia distorsión de la emisión por impulsos, con sus amplitudes desiguales.

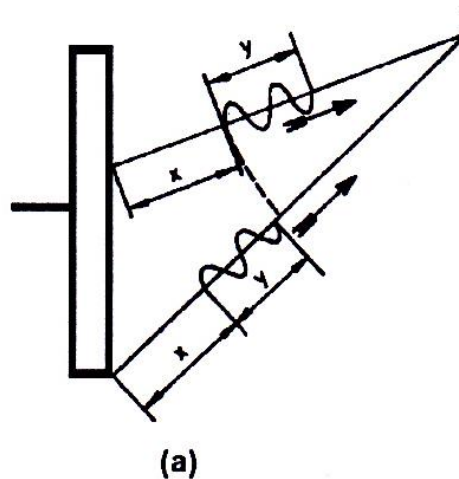


Figura 2.33 Campo ultrasónico continuo de un oscilador por impulsos.

De todo lo anterior, se deduce que:

- Las interferencias en el campo próximo, no son de máximos o mínimos absolutos, es decir, en el eje del haz no se tiene presión.
- En el campo lejano, en puntos fuera del eje del oscilador, se produce distorsión del tren de ondas por superposición con las procedentes de otras direcciones.
- En el campo lejano, en el eje del oscilador, los impulsos no se distorsionan.

#### 2.9.1.4. FACTOR DE ACOPLAMIENTO ELECTROMECAÁNICO

Un parámetro importante es el acoplamiento electromecánico, denominado generalmente como  $k$ , indica la eficiencia con la cual el PZT convierte energía eléctrica en mecánica o viceversa [1].

Entonces elevados valores de  $k$  indicarán que la relación entre la energía captada por el PZT y la que libera es alta.

Para elementos con forma de disco, la ecuación para calcular  $k$  es (APCI, 2000; Vanderaat, op.cit.):

$$k \cong \sqrt{2.51 \cdot \frac{(fp - fs)}{fp} - \left( \frac{(fp - fs)}{fp} \right)^2} \quad (2.20)$$

$$k \cong 0.37$$

Es decir que el PZT convierte un 37 % de la energía recibida.

## **2.10. VELOCIDAD DE PULSOS DE SONIDO, UNA PRUEBA NO DESTRUCTIVA DEL CONCRETO**

Este método de prueba fue desarrollado originalmente para su uso en concreto y las publicaciones de su aplicación se refieren predominantemente a este material.

Se publicó un volumen considerable de literatura al concluir los últimos 40 años, que describen los resultados de la investigación sobre el uso de la prueba ultrasónica para el concreto y también detalles más completos de esta aplicación.

El método fue desarrollado primero en Canadá por Leslie y Cheesman entre 1945 y 1949 y también independientemente en Gran Bretaña al mismo tiempo por Jones y Gatfield. El aparato se desarrolló en aquella época e hizo uso de un osciloscopio de rayos Catódicos, para la medida de los tiempos de tránsito; las formas modificadas de este equipo eran útiles particularmente en el laboratorio, pero su uso era limitado al uso del equipo bajo condiciones de campo [1].

### **2.10.1. MÉTODO DE PRUEBA**

Para evaluar la calidad del concreto así como de los materiales que lo conforman por la medida de la velocidad de los pulsos de sonido, es necesario

que ésta medida sea con un alto orden de exactitud. Se hace esto usando un dispositivo que genere pulsos convenientes y mida exactamente el tiempo de duración de la transmisión (es decir tiempo del tránsito) que la muestra experimentó [1].

La distancia que los pulsos viajan en el material (es decir la longitud del camino) se debe medir también para permitir a la velocidad sea determinada por:

**Velocidad del pulso = longitud del camino / Tiempo de tránsito**

Longitudes de camino y tiempos del tránsito cada uno se mide a una exactitud de alrededor +/- 1%.

El instrumento indica el tiempo tomado por el pulso de ultrasonido en viajar desde el transductor de salida hasta el transductor de recepción, se logra esto cuando los transductores son colocados en los lugares convenientes en la superficie del espécimen o estructura a ensayar.

## **2.10.2. PROCEDIMIENTO DE ENSAYO PARA TOMAR MEDIDAS DE LA VELOCIDAD DEL PULSO**

### **2.10.2.1. COLOCAR EL ACOPLANTE ADECUADO**

La exactitud de la medida del tiempo del tránsito puede ser asegurada solamente si se alcanza un buen acoplador acústico entre la cara del transductor y la superficie del concreto.

Para una superficie de concreto vaciado sobre encofrados de acero o encofrados lisos de madera, se puede obtener un buen acoplador si la

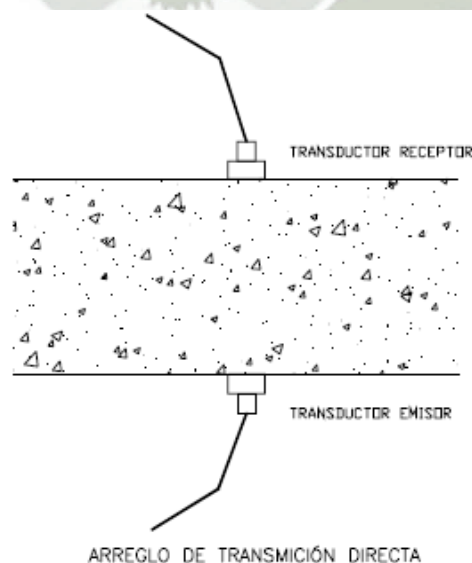
superficie está libre de polvo, arena y después de cubrir la cara del concreto con grasa o cualquier otro acoplante o lubricante conveniente.

Una superficie mojada no presenta ningún problema.

Si la superficie es moderadamente áspera, podría ser utilizada una grasa más densa, las superficies muy ásperas deben ser aplanadas limando o desgastando un área bastante grande para acomodar la cara del transductor en ella.

#### 2.10.2.2. POSICIÓN DE LOS TRANSDUCTORES

La Figura 2.34 muestra tres arreglos alternativos para la colocación de los transductores al ensayar el concreto. Siempre que sea posible, se deberá emplear el arreglo de la Transmisión directa. Esto proporcionará una máxima sensibilidad, también se tendrá una longitud de camino bien definida [1].



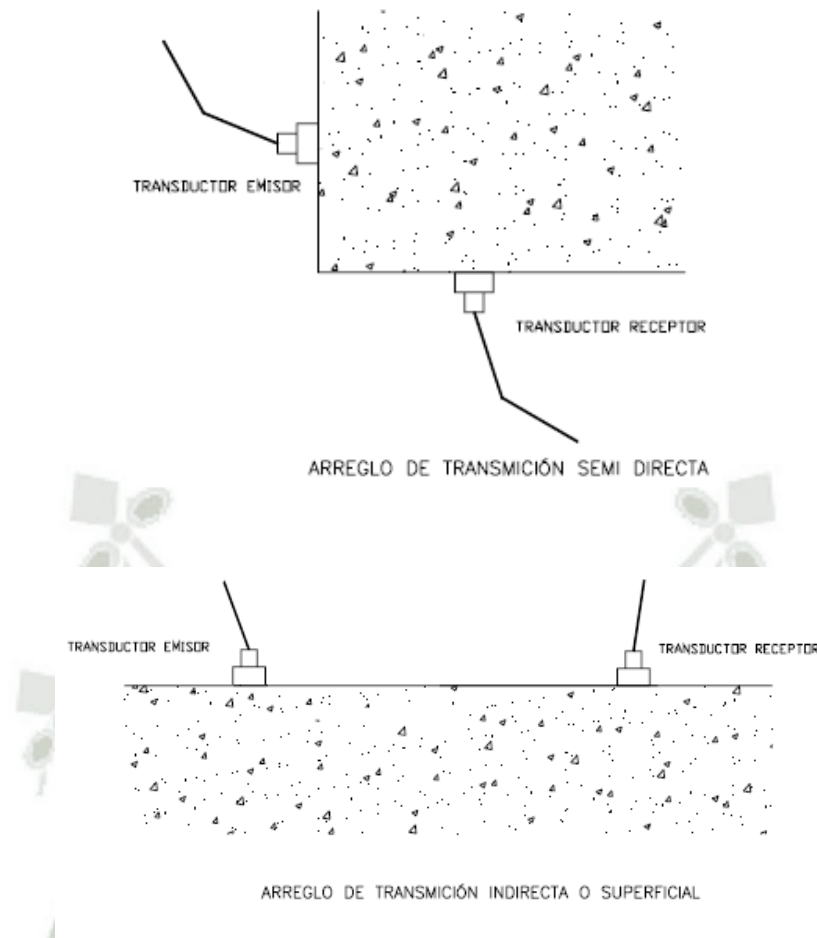


Figura 2.34 Formas de posicionar Transductores.

## 2.11. PROBLEMAS DE RUIDO ENCONTRADOS EN EL DISEÑO DEL PROTOTIPO

### 2.11.1. INTERFERENCIAS POR ARTEFACTOS ELÉCTRICOS.

Una de las fuentes de interferencia más grandes que existen para el registro del instrumento ultrasónico (IU) es el sistema de la energía eléctrica, los 220 voltios que reciben los equipos en los tomacorrientes. Las líneas de energía además de proveer alimentación eléctrica al IU también están conectadas a otros equipos. También hay líneas de energía en las paredes, pisos y techos que van de la habitación a algún otro punto de una edificación, esas líneas de

poder pueden afectar el registro del IU e introducir interferencia en el trazo registrado como lo muestra en la figura 2.35.

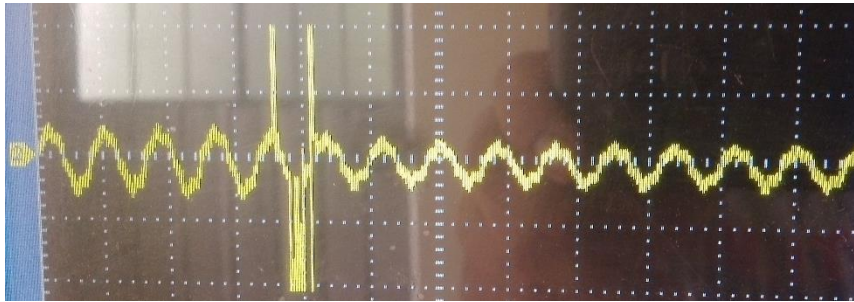


Figura 2.35 Señal en el receptor afectada por ruido de 60 Hz.

### 2.11.2. INTERFERENCIAS POR CAMPO ELECTROMAGNÉTICO.

Las características de un campo dependen del generador que lo produce, su frecuencia, el medio de propagación y la distancia entre el generador y el punto de observación. En un punto cercano a la fuente, las características del campo vienen principalmente marcadas por las de la fuente, mientras que en un punto alejado están determinadas principalmente por el medio de propagación. Por esta causa se divide el espacio en dos regiones, atendiendo a la distancia entre la fuente del campo y el punto de observación tal y como se ve en la figura 2.36. Se habla de campo cercano cuando el punto de observación se encuentra a una distancia menor de  $\lambda/2\pi$  de la fuente; para distancias mayores tenemos el campo lejano, donde se considera que las ondas transmitidas son planas. Entre ambas zonas se encuentra un espacio de transición, en el que las características del campo no permiten integrarlo del todo en ninguno de los otros dos [5].

El cociente entre la intensidad de campo eléctrico y magnético se conoce como impedancia de onda ( $Z=E/H$ ). En campo lejano la impedancia de onda

es igual a la impedancia característica del medio ( $Z_0=377\Omega$  en aire o vacío).

En campo cercano la impedancia de onda viene determinada por el tipo de fuente y el punto donde se observa el campo.

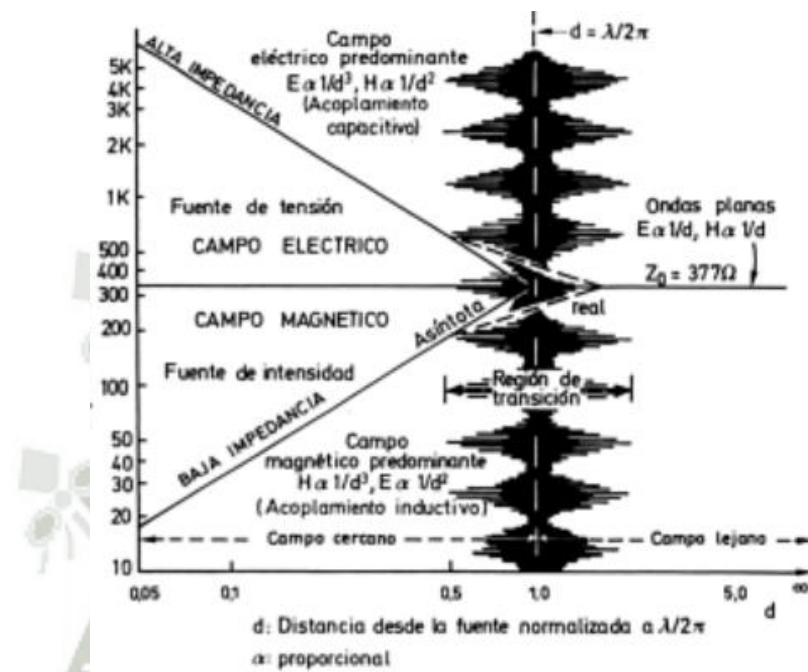


Figura 2.36 Ruido por campos electromagnéticos

En un punto cercano a la fuente del campo, las propiedades de un campo están determinadas principalmente por las características de la fuente. Lejos de ésta, las propiedades están determinadas principalmente por el medio de propagación. Así, el espacio se puede dividir en dos regiones en función de las distancias entre la fuente del campo y el punto de observación. Cerca de la fuente está el llamado campo cercano. A una distancia mayor de  $\lambda/2\pi$  se sitúa el llamado campo lejano o radiación electromagnética [5].

En el diseño del prototipo de ultrasonido nos encontramos con un problema de acoplamiento por ondas electromagnéticas estas ondas que se observan en el receptor se encuentran en sincronismo con la fuente, haciendo imposible

identificar la señal del primer arribo en el receptor como se puede observar en la figura 2.37. No ocurre un retardo entre la señal en el emisor y la señal en el receptor.

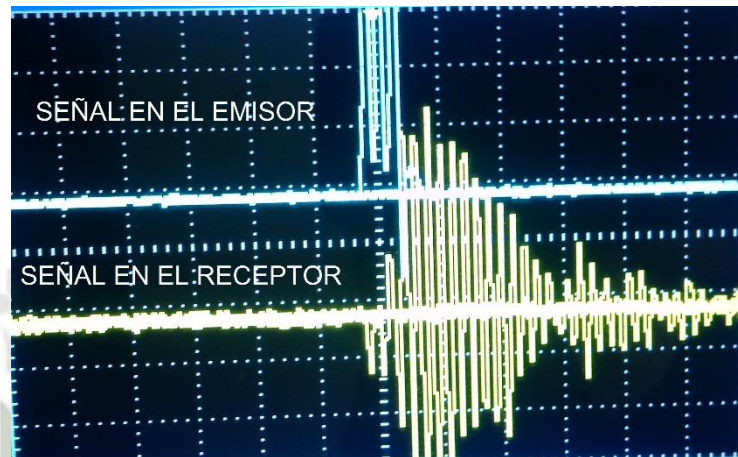


Figura 2.37 Señal en el receptor afectado por acoplamiento electromagnético.

## 2.12. BLINDAJES O PANTALLAS.

Un blindaje es una superficie metálica dispuesta entre dos regiones del espacio que se utiliza para atenuar la propagación de los campos eléctricos, magnéticos y electromagnéticos. Un blindaje sirve tanto para no dejar salir el flujo de los campos de la zona encerrada por él (figura 2.40a), como para evitar que en una zona protegida por el mismo entre campo alguno (figura 2.40b). La forma en que se presenta los blindajes son: cajas, armarios, juntas eléctricas, pinturas conductoras, láminas metálicas, cables apantallados, etc [5].

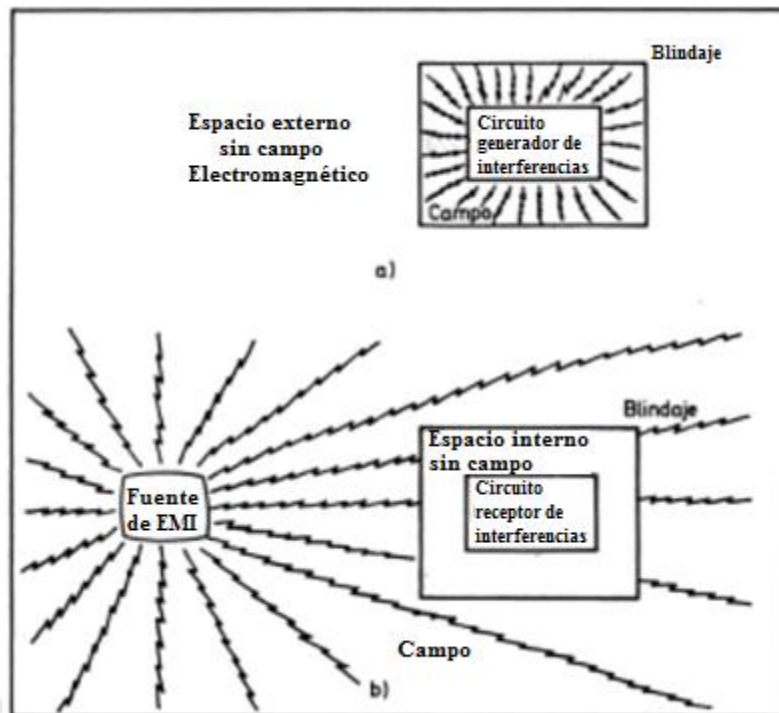


Figura 2.38 (a) Un blindaje evita que el campo generado en el circuito electrónico radie hacia el exterior. (b) Un blindaje también evita que las radiaciones externas interfieran en el circuito electrónico.

La efectividad de un blindaje ( $S$ ) se expresa en términos de la atenuación que produce sobre la intensidad de campo incidente:

$$S_E = 20 \log \frac{E_0}{E_1} \quad S_H = 20 \log \frac{H_0}{H_1}$$

Donde  $E_0$  ( $H_0$ ) representa la intensidad de campo incidente en el blindaje y  $E_1$  ( $H_1$ ) la intensidad de campo que traspasa el blindaje. La efectividad va a depender de la frecuencia, características del campo y dirección de la incidencia. Al chocar una onda en una superficie metálica, se produce un efecto de reflexión de parte de la energía y otro de absorción, reduciéndose así la energía que llega a superar el apantallamiento. Las pérdidas originadas por reflexión dependen del tipo de campo

y de la impedancia de la onda, por lo que son diferentes para campo lejano y cercano, y dentro de este, para el eléctrico y el magnético. Por el contrario, las pérdidas por absorción en el blindaje son iguales para cualquier tipo de campo y sólo dependen de la frecuencia [5].

En la figura 2.39 se representan todos los efectos que se originan al incidir una onda electromagnética en un blindaje.

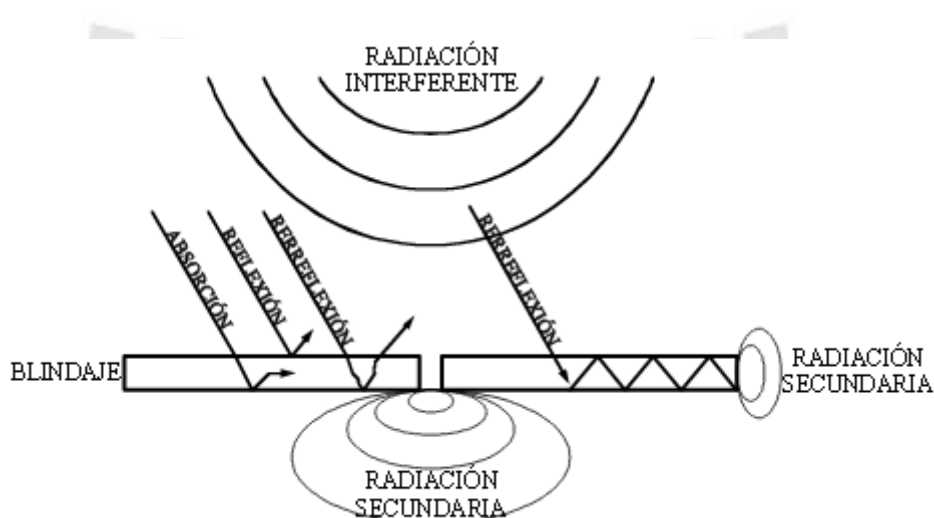


Figura 2.39 Efectos de la incidencia de una onda en un blindaje

Además de reflexión y absorción, tenemos una rerreflexión de parte de la energía hacia la fuente. Esta rerreflexión puede producir un guiado de la señal interferente por el blindaje, y cuando encuentra un punto de discontinuidad es radiada nuevamente, comportándose la discontinuidad como una fuente de interferencia. Una apertura en el blindaje, según su dimensión, dejará pasar parte de la energía produciendo una interferencia secundaria [5].

## CAPITULO III

### DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ULTRASONIDO

#### 3.1. DISEÑO HARDWARE

El presente diseño de hardware se encargará de la emisión de pulsos de alto voltaje (280v DC), amplificación, filtrado de señales de baja frecuencia (60 Hz) y señales aleatorias provenientes del medio ambiente que podrían perturbar la señal de interés y por último el acondicionamiento de señal a niveles TTL (0 a 5v) que son recibidas por el microcontrolador. En la figura 3.1 se observa el diagrama de bloques del hardware a diseñar.

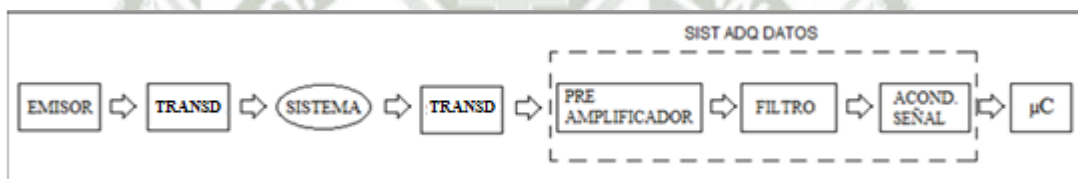


Figura 3.1 Diagrama de bloques del hardware.

##### 3.1.1. EMISOR

El emisor consta de un inversor Cmos 4069 de propósito general el cual es configurado como un oscilador RC astable, la configuración que presenta es de acuerdo a su datasheet figura 3.2, donde los valores de R2, R1 y C1 son asignados de acuerdo a la frecuencia deseada en este caso 40Khz frecuencia recomendada por la norma española para estudios de ultrasonido en hormigón (EN 12504-4:2004) que a la letra dice: La frecuencia natural de los palpadores debería estar normalmente dentro del rango de 20 KHz a 150 KHz. A veces pueden utilizarse frecuencias tan bajas como 10 KHz y tan altas como 200 KHz. Los impulsos de alta frecuencia tienen un comienzo de onda bien

definido, pero a medida que atraviesan el hormigón, se atenúan más rápidamente que los impulsos de frecuencia baja. Es por tanto preferible utilizar palpadores de alta frecuencia (60 KHz a 200 KHz) para longitudes de recorrido corto (hasta 50 mm) y palpadores de baja frecuencia (10 KHz a 40 KHz) para longitudes de recorrido largo (hasta un máximo de 15 m). Los palpadores con frecuencias entre 40 KHz y 60 KHz son adecuados para la mayoría de las aplicaciones.

La frecuencia de oscilación es principalmente determinada por  $R1 \times C1$ , siempre y cuando se cumpla:  $R1 \ll R2$  por lo tanto se toma como valor de  $C1 = 1\text{nf}$ , en  $R1$  se introduce un potenciómetro de precisión de  $2.0\text{ K}\Omega$  y para  $R2 = 100\text{ K}\Omega$ .

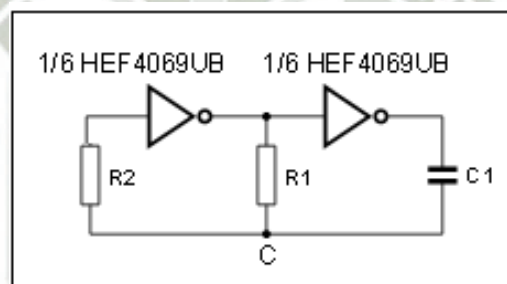


Figura 3.2 Inversor Cmos en modo astable

Según la datasheet de los piezoeléctricos permiten una potencia máxima de 55w con un voltaje de operación sugerido de 280v, para lo cual se utilizó una fuente no regulada de 30 w que consta de un transformador elevador de voltaje de 220 AC a 280 AC un rectificador de onda completa y dos condensadores de  $10\ \mu\text{f}$  y  $0.1\ \mu\text{f}$  a 400 v.

Para la construcción del transformador se utilizó núcleos en forma “E” e “I” que son los más comunes. La sección del núcleo, dada por S en la figura 3.3,

está determinada por la potencia del transformador o sea el valor resultante del producto de la tensión por la corriente del bobinado secundario.

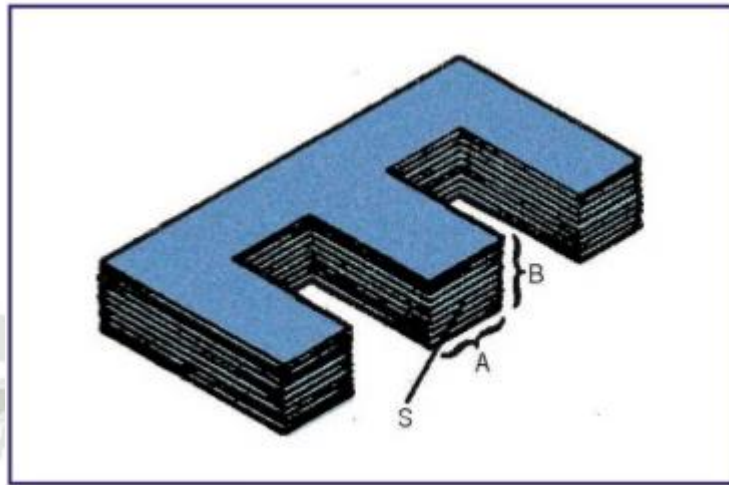


Figura 3.3 sección del núcleo del transformador

La sección puede calcularse aproximadamente mediante la fórmula:

$$S = 1.1 \times \sqrt{P} \quad (3.1)$$

Donde  $S$  = sección del núcleo en centímetros cuadrados,  $P$  = es la potencia en watts.

La sección  $S$  del núcleo esta dada por el producto ( $a \times b$ ) para el caso de la fuente de 30 watt el cálculo de la sección será:

$$S = 1.1 \times \sqrt{30}$$

$$S = 6.024 \text{ cm}^2$$

Teniendo en cuenta que las chapas del transformador son finas y que al agruparlas para formar el núcleo quedara un espacio (muy pequeño) entre ellas

el cual debe ser compensado, para lo cual se debe aumentar la sección calculada en un 15% lo que nos da un valor final de  $S = 6.93 \text{ cm}^2$ .

Para número de espiras de cada bobinado partimos de las fórmulas simplificada:

$$N1 = V1 / (f \times S \times 4.4 \times B \times 10^{-8}) \quad (3.2)$$

$$N2 = V2 / (f \times S \times 4.4 \times B \times 10^{-8}) \quad (3.3)$$

Donde:  $N1$  = número de espiras del bobinado primario

$N2$  = número de espiras del bobinado secundario.

$V1$  = tensión del bobinado primario.

$V2$  = tensión del bobinado secundario.

$f$  = frecuencia de la red en Hertz (60 Hz).

$B$  = inducción magnética en Gauss del núcleo elegido.

$S$  = sección del núcleo en centímetros cuadrados.

La inducción en Gauss es una indicación del flujo magnético por centímetro cuadrado en el núcleo. Este valor está determinado por la permeabilidad del hierro usado, mediante la fórmula:

$$B = \mu H \quad (3.4)$$

Dónde:  $\mu$  es la permeabilidad del hierro usado en el núcleo.

$H$  es el campo magnético.

Los núcleos comunes poseen coeficientes de inducción entre 8000 y 14000 Gauss, siendo más comunes los valores mayores. Si el valor adoptado fuera muy alto, lo que ocurre es una posible saturación del núcleo con absorción indebida de energía y pérdidas de rendimiento cuando aumenta la corriente.

Los valores sugeridos son de 8000 ó 10000 Gauss, valores menores darán por resultado transformadores voluminosos. Se tiene en cuenta que el transformador a construir es pequeño de no más de 50W de potencia y, que en todo caso, B no puede ser mayor A figura 3.3.

Aplicando las formulas (3.2) y (3.3) tenemos:

$$N1 = 220 / (60 \times 6.93 \times 4.4 \times 10000 \times 10^{-8})$$

$$N1 = \frac{220}{0.183}$$

$$N1 \approx 1200 \text{ espiras.}$$

$$N2 = 280 / (60 \times 6.93 \times 4.4 \times 10000 \times 10^{-8})$$

$$N2 \approx 1530 \text{ espiras.}$$

Obtenidas las espiras de los dos bobinados precedemos a los cálculos de para determinar el calibre de alambre a utilizar.

El espesor de los alambres usados depende directamente de la intensidad de la corriente que los recorre. Esta corriente puede calcularse a partir de la tensión y de la potencia en caso no se tenga el dato.

El alambre de cobre admite una densidad máxima de corriente dada su resistividad. Es así que si se supera esa densidad, existe el peligro de sobrecalentamiento, o en el peor de los casos de fundir. Del mismo modo debemos considerar que el espesor del alambre más la longitud del bobinado, dada por el número de espiras, son responsables de una resistencia, la del bobinado que podría tener pérdidas de potencia.

Podemos construir una tabla (Tabla 1) aproximada en la que la densidad máxima de la corriente está determinada por la potencia del transformador:

Tabla 1 Relación de potencia vs Densidad máxima de corriente.

Potencia (W)	Densidad máx. en A x mm <sup>2</sup>
Hasta 50	4
50 – 100	3.5
100 - 200	3
200 - 400	2.5

Aplicando ahora la siguiente fórmula para determinar la sección de los alambres esmaltados que deben usarse para cada bobinado:

$$S = I/D \quad (3.5)$$

Dónde: S es la sección del alambre en mm<sup>2</sup>

I es la intensidad de corriente en A.

D es la densidad de la corriente (según tabla 3.1) en A/mm<sup>2</sup>

Para el bobinado del secundario tenemos:

$$I = 0.100 \text{ A}$$

$$D = 4 \text{ A/mm}^2 \text{ (según tabla 3.1)}$$

$$S = 0.150/4$$

$$S = 0.025 \text{ mm}^2$$

Para el bobinado del primario tenemos:

$$P = VI$$

$$30w = 220v \times I$$

$$I = \frac{30w}{220v}$$

$$I = 0.136 \text{ A}$$

La sección de alambre debe ser entonces:

$$S = \frac{I}{D}$$

$$S = \frac{0.136A}{4}$$

$$S = 0.034 \text{ mm}^2$$

Según la numeración AWG tenemos que el alambre de sección  $0.025 \text{ mm}^2$  mas próximo para bobinado secundario es el número AWG 33 y para el primario es AWG 31.

Una vez diseñada la fuente de alto voltaje (280v) procedemos a diseñar el hardware que controla los pulsos de alto voltaje, para ello utilizaremos un IRF 830 el que será activado por una señal de 12v a 40 KHz proveniente de un inversor configurado en modo astable el que a su vez es activado por medio de un transistor BC 548 en estado de corte debido a una señal en nivel bajo (0 v con una duración de 100  $\mu$ s) enviada por el microcontrolador, durante el tiempo de 100  $\mu$ s en el cual esta encendido el oscilador se generara 10 pulsos de 12v a 40khz que son enviados a la base del IRF para generar 10 pulsos de 280v a 40Khz que son enviados hacia el transductor (palpador) ver esquemático figura 3.4 y el PCB en figura 3.5.

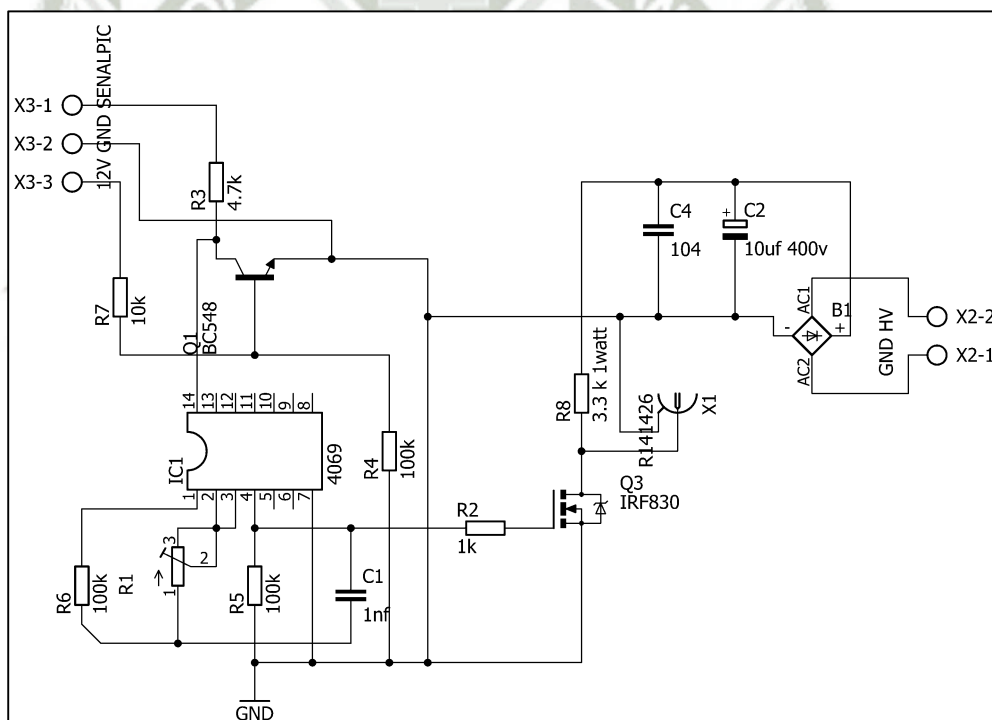


Figura 3.4 Esquemático del circuito emisor.



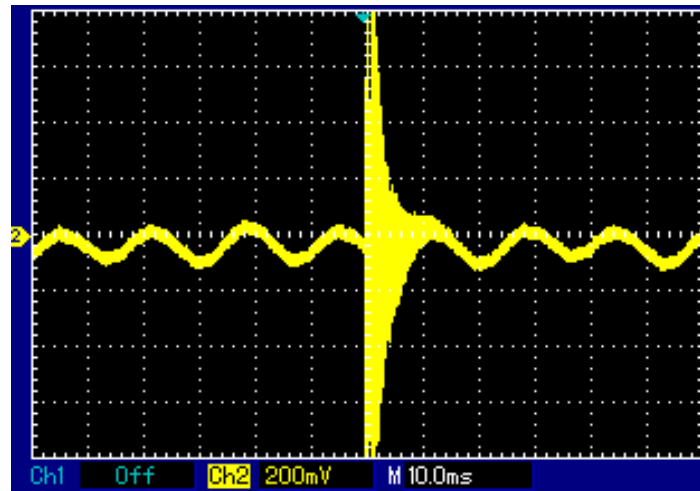


Figura 3.6 Señal amplificada por un factor de 150.

El circuito correspondiente a esta etapa es como se muestra en la Figura 3.6.

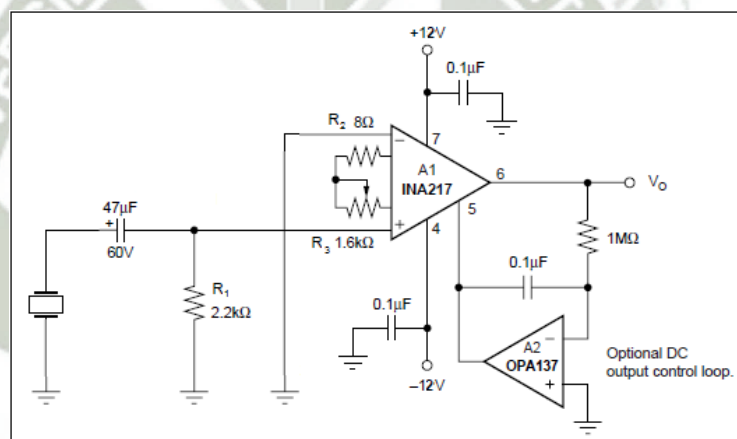


Figura 3.7 Circuito preamplificador.

En primer lugar la señal ingresa a un amplificador de instrumentación (A.I.), el INA121, que es un A.I. de bajo nivel de ruido, alto CMRR, elevada impedancia de entrada y recomendado por su fabricante para adquisición de datos e instrumentación.

En el circuito de la figura 3.7 el condensador de 47 $\mu$ F cumple la función de aislar del circuito cualquier pico de corriente que vaya hacia el INA121.  $R_1$  proporcionan una trayectoria para la corriente de polarización de entrada de la INA121 creando así una diferencia de potencial.

La ganancia es fijada con un resistor variable  $R_3$  en serie con  $R_2 = 8\Omega$  donde  $R_2$  determina la máxima ganancia. La total resistencia,  $R_3 + R_2$ , determina la mínima ganancia.

### 3.1.2.2. ETAPA DE FILTRADO

#### Filtro pasa altos RC.

Después de la amplificación ( $\times 150$ ) con el INA121 la señal diferencial obtenida suele presentar cierto nivel DC probablemente debido a una alimentación asimétrica de dicho INA, además que no es ideal, el cual es eliminado por un acoplo capacitivo (se realiza un filtrado de bajas frecuencias o pasa alto de aproximadamente 8Hz con valores de  $C = 2.2\mu\text{F}$  y  $R = 10\text{K}$ ), el cual también permite eliminar las oscilaciones que pueda presentar las señales vibratorias externas. La frecuencia de muestreo es de aproximadamente 8 Hz es por ello que se utiliza este filtrado de la señal.

Para determinar el valor del capacitor se tiene en cuenta la respuesta en la frecuencia de la red R-C que dicho capacitor forma con la resistencia de 10K. Se elige el valor de 2.2  $\mu\text{F}$  para el condensador ya que este da una respuesta adecuada en frecuencia.

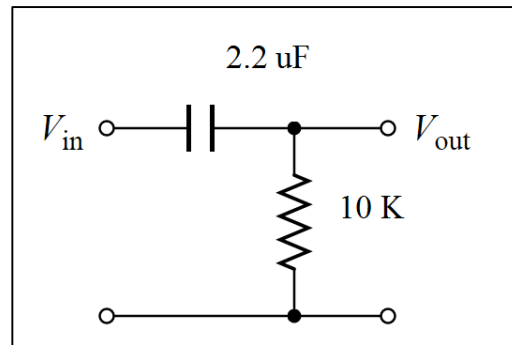


Figura 3.8 Filtro pasa altos RC.

Al calcular la frecuencia inferior de corte  $f_c = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$  y con los valores de 2.2uF y 10K se obtiene una frecuencia de 7.23Hz.

Otra consideración importante en el diseño del filtro pasa alto es que al utilizar condensadores electrolíticos estos presentan una tolerancia de 10% para capacidades hasta 330uF y de 20% para capacidades superiores, con lo cual el condensador de 2.2uF variaría modificando la frecuencia inferior de corte desde 6.51 hasta 7.95Hz.

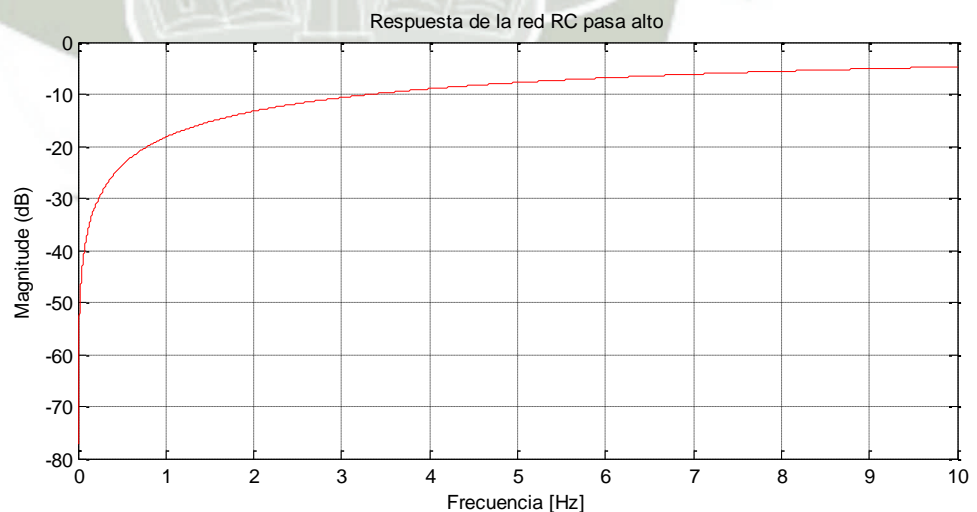


Figura 3.9 Respuesta de la red RC pasa alto

La impedancia del capacitor se calcula con  $Z_c = 1/2\pi fc$ .

Así, se tendrá que para valores de frecuencia altas la impedancia del capacitor  $Z_c$  en relación a 10 K será pequeña, y para frecuencias bajas dicha impedancia sí dependerá del valor de la frecuencia.

Para frecuencias menores a este valor la impedancia  $Z_c$  aumenta, con lo cual la señal será atenuada y no se transmitirá toda.

### Filtrado Rechaza Banda (Filtro NOTCH)

El filtro NOTCH se caracteriza por rechazar una frecuencia determinada que este interfiriendo a un circuito, en nuestro caso la frecuencia de 60Hz que es generada por la línea de potencia. El circuito se ve expuesto a ruido ambiental que proviene de las lámparas fluorescentes y otros dispositivos que emiten ruido a través de ondas de 60 Hz. El filtro NOTCH (Figura 3.10) se encargara de rechazar exclusivamente el ruido de 60 Hz para entregar a la salida una señal completamente pura de distorsiones [25].

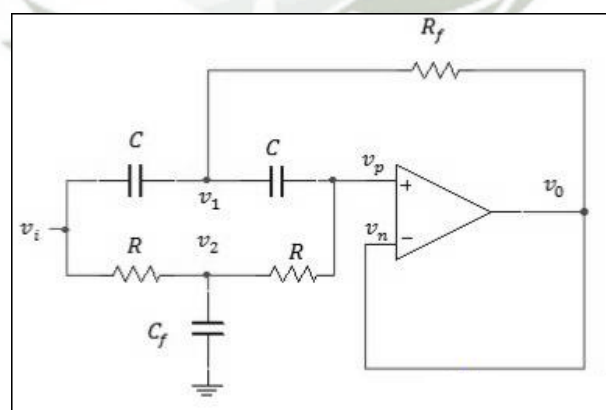


Figura 3.10 Filtro NOTCH.

Vamos a tomar:

$$R_f = \frac{R}{2} \quad y \quad C_f = 2C$$

Las ecuaciones que se pueden plantear son:

$$\frac{v_i - v_1}{1/sC} = \frac{v_1 - v_p}{1/sC} + \frac{v_1 - v_0}{R_f} \quad (3.5)$$

$$\frac{v_i - v_2}{R} = \frac{v_2 - v_p}{R} + \frac{v_2 - 0}{\frac{1}{sC_f}} \quad (3.6)$$

$$\frac{v_1 - v_p}{1/sC} = \frac{v_p - v_2}{R} \quad (3.7)$$

$$v_p = v_n = v_0 \quad (3.8)$$

Combinando estas ecuaciones tenemos la siguiente función de transferencia:

$$A(s) = \frac{v_0(s)}{v_i(s)} = \frac{1 + (sCR)^2}{1 + 2sCR + (sCR)^2} \quad (3.9)$$

Esta ecuación puede escribirse de la forma

$$A_v(s) = \frac{\frac{1}{(CR)^2} + s^2}{\left[ \frac{1}{(CR)^2} + \frac{2}{CR}s + s^2 \right]} \quad (3.10)$$

Donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (3.11)$$

Ahora calculando la magnitud de la función, tenemos

$$|A_v(\omega)| = \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\omega_0)^2}} \quad (3.12)$$

La grafica correspondiente de  $|A_v(\omega)|$  es:

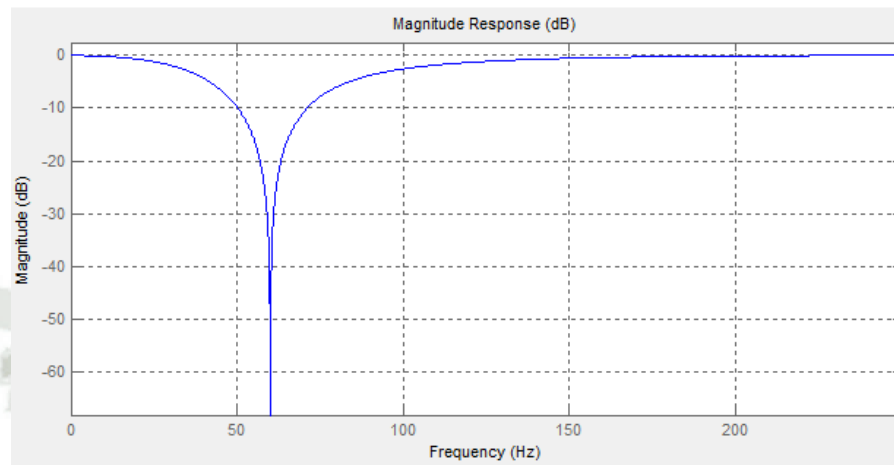


Figura 3.11 Grafica del Valor absoluto de la función de transferencia del Filtro NOTCH.

Los valores de RC los obtenemos a partir de la frecuencia característica. Lo primero es tomar un valor comercial de C como 100nF.

$$R = \frac{1}{2\pi C f_0} = 26525.82 \Omega = 26.52582 \text{ K}\Omega$$

Para el circuito existe una banda de frecuencias en la cual la magnitud de la función de transferencia es igual o relativamente cercada al valor máximo de amplitud de la señal. Para fijar los límites de frecuencia de ganancia relativamente alta, se elige el valor 0.707  $A_{vmax}$  como el nivel de corte. Las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  (ver figura 3.12) se llaman por lo general frecuencias de corte, banda o mitad de potencia.

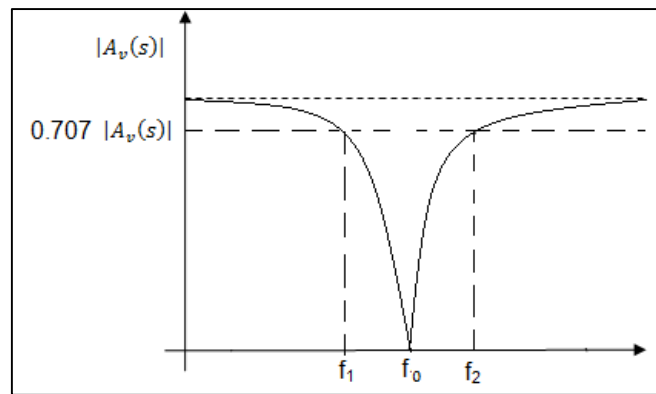


Figura 3.12 Grafica de frecuencias de corte  $F_1$ ,  $F_2$ .

$$|A_v(\omega)|_{max} = 0.707A_v(0) = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\omega_0^2 - 0}{\sqrt{(\omega_0^2 - 0)^2 + 0}} = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Para determinar las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  reemplazamos en la ecuación anterior la función de transferencia o ganancia  $|A_v(\omega)|$ .

$$\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega\omega_0)^2}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \rightarrow \quad \omega_0^4 - 6\omega_0^2\omega^2 + \omega^4 = 0$$

Despejamos  $\omega$ :  $\omega^2 = \omega_0^2(3 \pm 2\sqrt{2})$

Tenemos 4 raíces de las cuales se toman las positivas:

$$\omega = \omega_0 \left( \frac{3 \pm 2\sqrt{2}}{2} \right) \quad \begin{cases} \omega_1 = \omega_0(3 - 2\sqrt{2}) \\ \omega_2 = \omega_0(3 + 2\sqrt{2}) \end{cases}$$

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 = 4\sqrt{2}\omega_0$$

Donde podemos calcular el factor de calidad  $Q$  como:

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\sqrt{2}}{8} = 0,17$$

### Simulación usando entorno de MATLAB.

Para la simulación del funcionamiento del filtro NOTCH de 60 Hz utilizaremos una señal ECG con una frecuencia de muestreo  $f_s$  500Hz luego esta señal le quitaremos la componente DC seguido aplicamos la transformada discreta de Fourier para el análisis espectral ver figura 3.13.

A continuación se crea una señal senoidal con una  $f = 60$  HZ y una amplitud de 125 con el nombre de RUIDO luego contaminamos la señal ECG con la señal de RUIDO posteriormente hacemos un análisis espectral para ver como la señal ECG es contaminada ver figura 3.14.

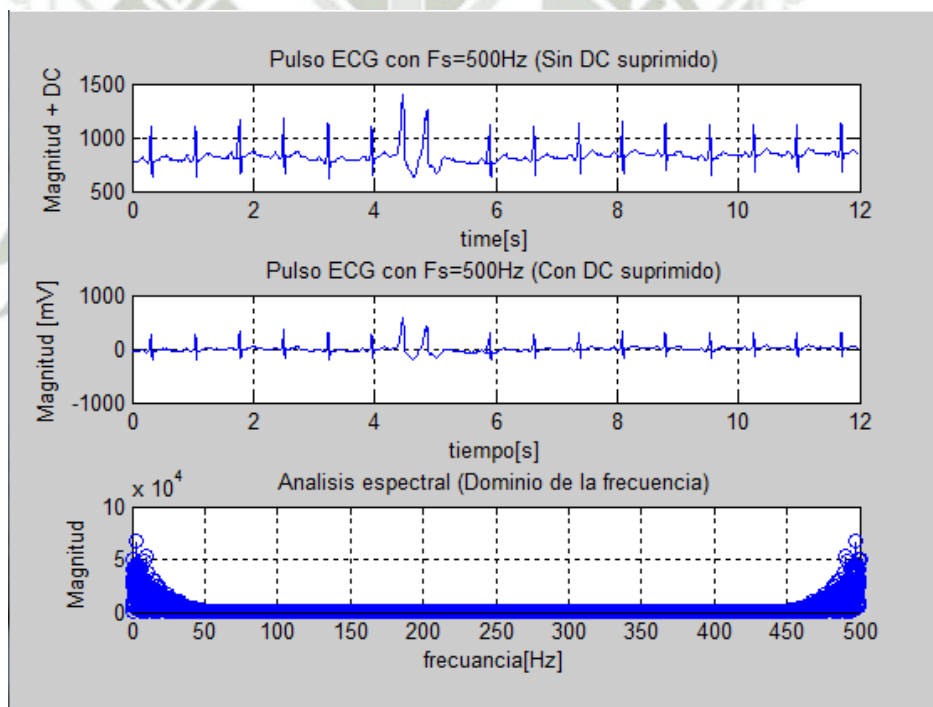


Figura 3.13 análisis espectral de señal ECG.

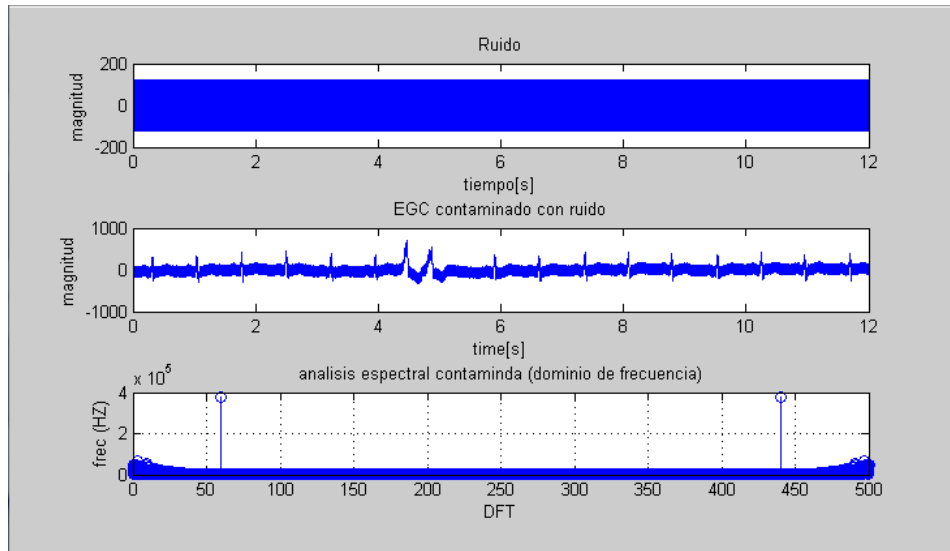


Figura 3.14 análisis espectral de señal ECG contaminada.

Finalmente en la figura 3.15, podemos observar el efecto producido por el filtro NOTCH sobre la señal contaminada.

El script de simulación se encuentra en el anexo 1.

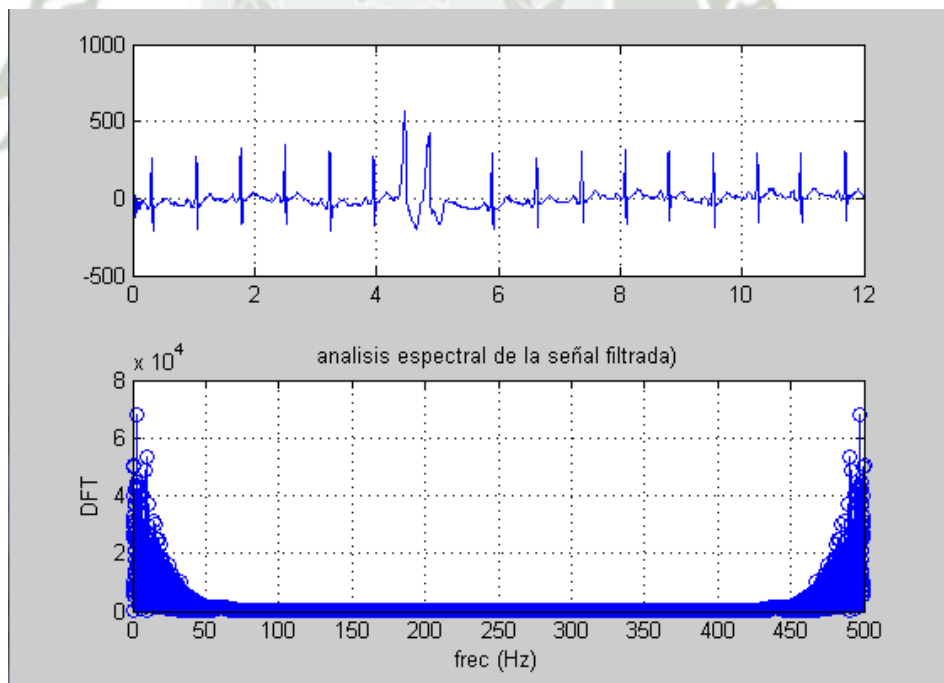


Figura 3.15 análisis espectral de señal ECG contaminada filtrada.

### 3.1.2.3. ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO.

Para el acondicionamiento de la señal usaremos el TL074 amplificador operacional configurado de tal manera que se comporte como un comparador de voltaje en la entrada inversora introduciremos un voltaje de referencia en nuestro caso es 25 mV para ello realizamos un divisor de voltaje donde:

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V$$

Reemplazando tenemos:

$$26 \times 10^{-6} = \frac{R_2}{2.2 \times 10^3 + R_2} \times 12V$$

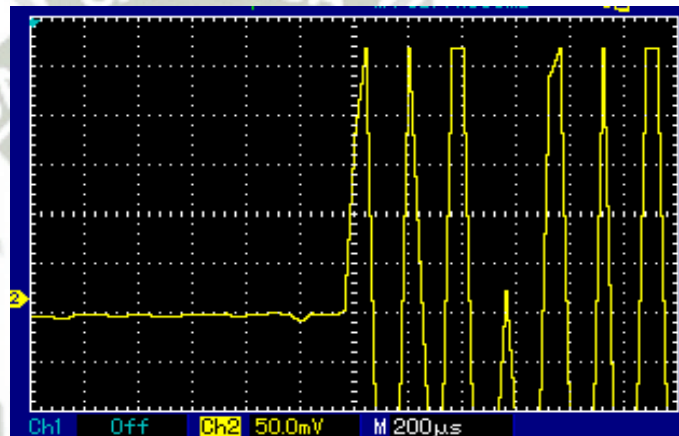
$$R_2 = 48 \Omega$$

Se tomo el valor de 25 mV como voltaje de referencia por estar sobre el voltaje de ruido que es de 15 mV aproximadamente y teniendo como primer arribo una onda con un voltaje pico de 250 mV después de ser amplificada y filtrada (Figura 3.16.a).

Cuando la señal de voltaje sobrepasa el voltaje de referencia la señal de salida estará en nivel alto positivo, cuando la señal esté por debajo del voltaje de referencia la señal estará en nivel bajo negativo. A la salida del opamp colocamos un diodo zener en paralelo como regulador de voltaje con un  $V_Z$  que tiene como valor mínimo 4.8v y un valor máximo de 5.4v este diodo zener mantiene un nivel de voltaje constante a la salida del opam siempre y cuando el voltaje de salida del opamp sea mayor al  $V_Z$ .

Cuando el zener se encuentra polarizado inversamente mantiene un voltaje constante en sus terminales ( $V_Z$ ), mientras cuando está polarizado directamente el zener se comporta como un diodo normal y cuando esto ocurre tenemos un limitador de voltaje negativo eliminando la parte negativa de la señal idealmente esto debería ser cero pero en la práctica el diodo no es ideal y el recorte termina en  $-0.7V$ . Para que este remanente de voltaje negativo no cause algún tipo de problema en el PIC introducimos un transistor que solo será activa por el voltaje positivo.

a)



b)

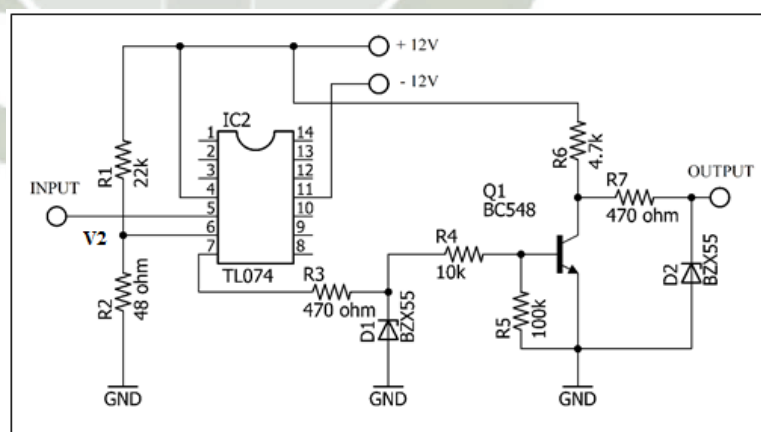


Figura 3.16 a) Señal del primer arribo, b) Acondicionamiento de señal

En la figura 3.17 podemos observar las tres etapas en conjunto lo que constituye el sistema de adquisición de datos (SAD) y en la figura 3.18 el diseño del PCB.

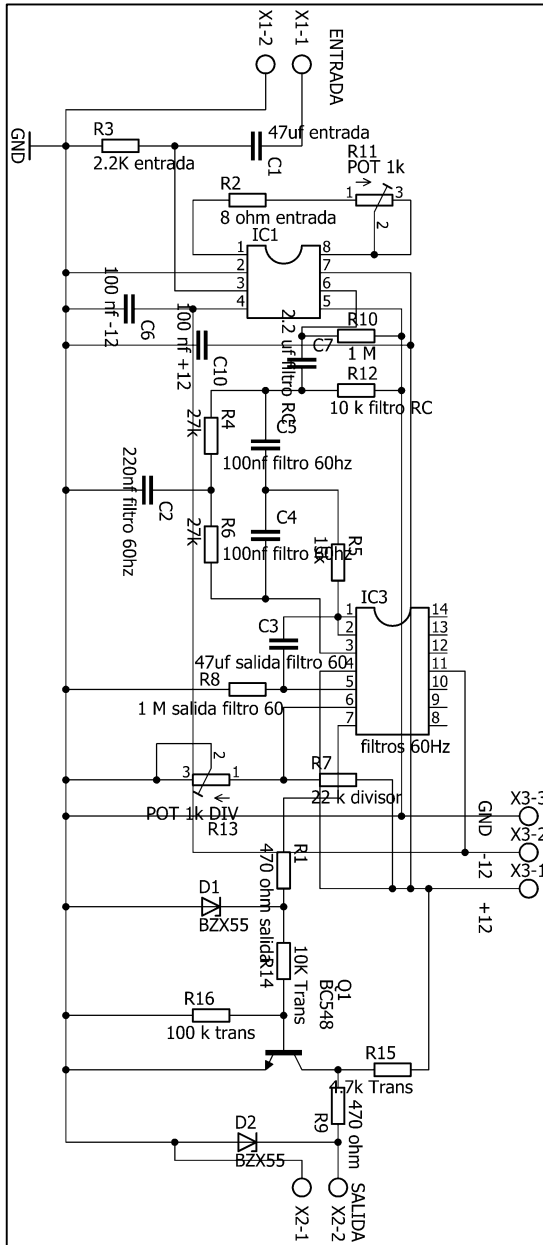


Figura 3.17 Esquemático del SAD.

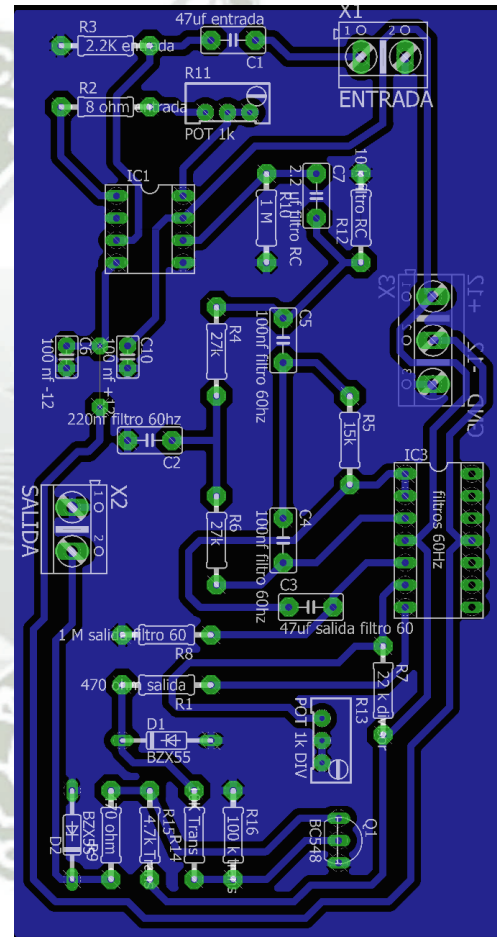


Figura 3.18 PCB del SAD.

### 3.1.3. CONSTRUCCIÓN DE LOS PALPADORES

Los palpadores se construyeron por la necesidad de ser estos elementos muy raros de conseguir en el mercado nacional y aun así al encontrarlos son caros (anexo 2), por tanto recurrimos a la teoría que hace factible su construcción, para lo cual necesitamos dos piezoeléctricos de alto voltaje, estos piezoeléctricos están hechos de Titanato de Circonato de Plomo ideales para la aplicación que estamos desarrollando, por teoría estos piezoeléctricos deben estar montados en carcazas metálicas para ello encontramos que el hierro es un metal con una buena efectividad de apantallado magnético a bajas frecuencias (menores a 100Khz) [5], por tanto para proteger los piezoeléctricos utilizaremos pequeños cilindros de hierro con un diámetro externo de 6.5cm y un espesor de 3mm (ver figura 3.19) para el amortiguador usaremos lo indicado en la teoría, resina epoxica mezclada con limaduras de hierro.

Por el alto voltaje que se genera (280V) en el emisor y por la frecuencia (ondas de 40 KHz) es necesario utilizar cables blindados en los conectores de los palpadores tanto en el emisor como en el receptor para evitar interferencias de acoplamiento electromagnéticos.



Figura 3.19 Construcción del palpador.

### 3.1.4. CONSTRUCCIÓN DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN

El prototipo ultrasónico obtiene el suministro de energía de una fuente simétrica con una salida DC regulada a  $\pm 12\text{V}$  basado en dos de los más populares reguladores de voltaje positivo y negativo (LM7812 y LM7912).

EL transformador proporciona 1A de corriente, 220 VAC a 24VAC

C5 y C6 son condensadores cerámicos a 50V y los demás condensadores son electrolíticos a 35V. El puente de diodos es a 100V y 1A.

La operación del circuito es simple. El transformador reduce el voltaje de 220VAC a 24VAC seguido el puente de diodos hace una rectificación de onda completa a la salida del transformador. C1, C2, C5 y C6 estabilizan y filtran el voltaje rectificado. Los reguladores fijan el voltaje a niveles DC ( $+12\text{V}$  y  $-12\text{V}$ ). Y por último los capacitores C3 y C4 estabilizan el voltaje  $\pm 12\text{VDC}$ .

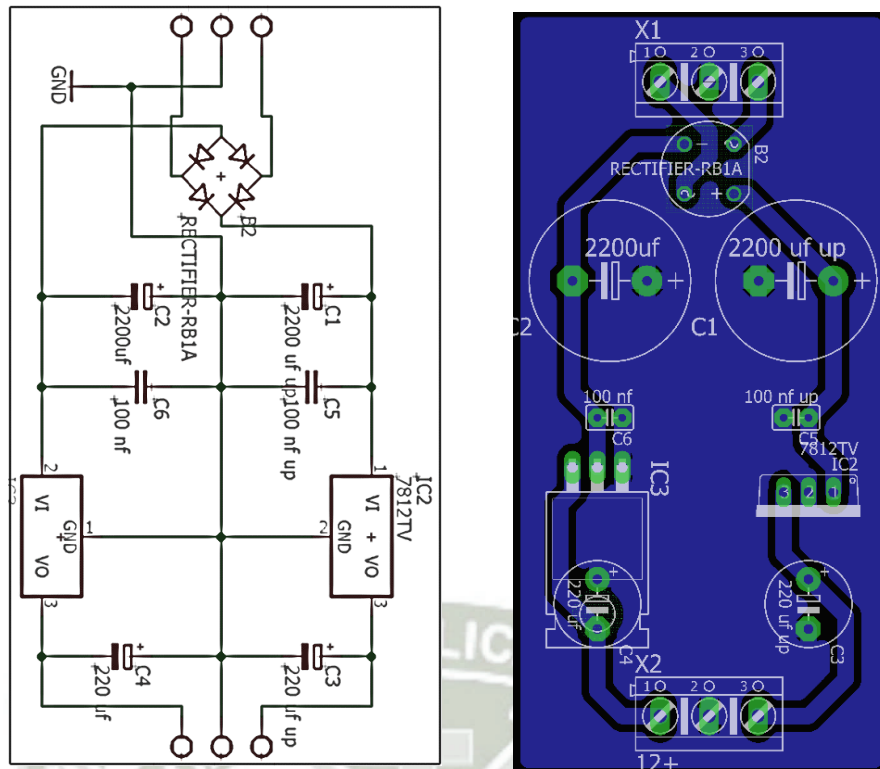


Figura 3.20 Esquemático y PCB de fuente simétrica  $\pm 12\text{VDC}$ .

### 3.1.5. DISEÑO DEL HARDWARE PARA EL MICROCONTROLADOR PIC.

Para el diseño del hardware del microcontrolador usaremos un cristal de 4 Mhz un LCD de 2x16 con un potenciómetro ajustable de brillo el voltaje que recibe es de 12v que se reducera a 5v por medio de un regulador de voltaje L7805 toda la tarjeta estara protegida de polarizaciones inversas atraves del diodo 4002.

En la figura 3.21 podemos ver el esquemático y la figura 3.22 el diseño del PCB realizados en Eagle v7.3.

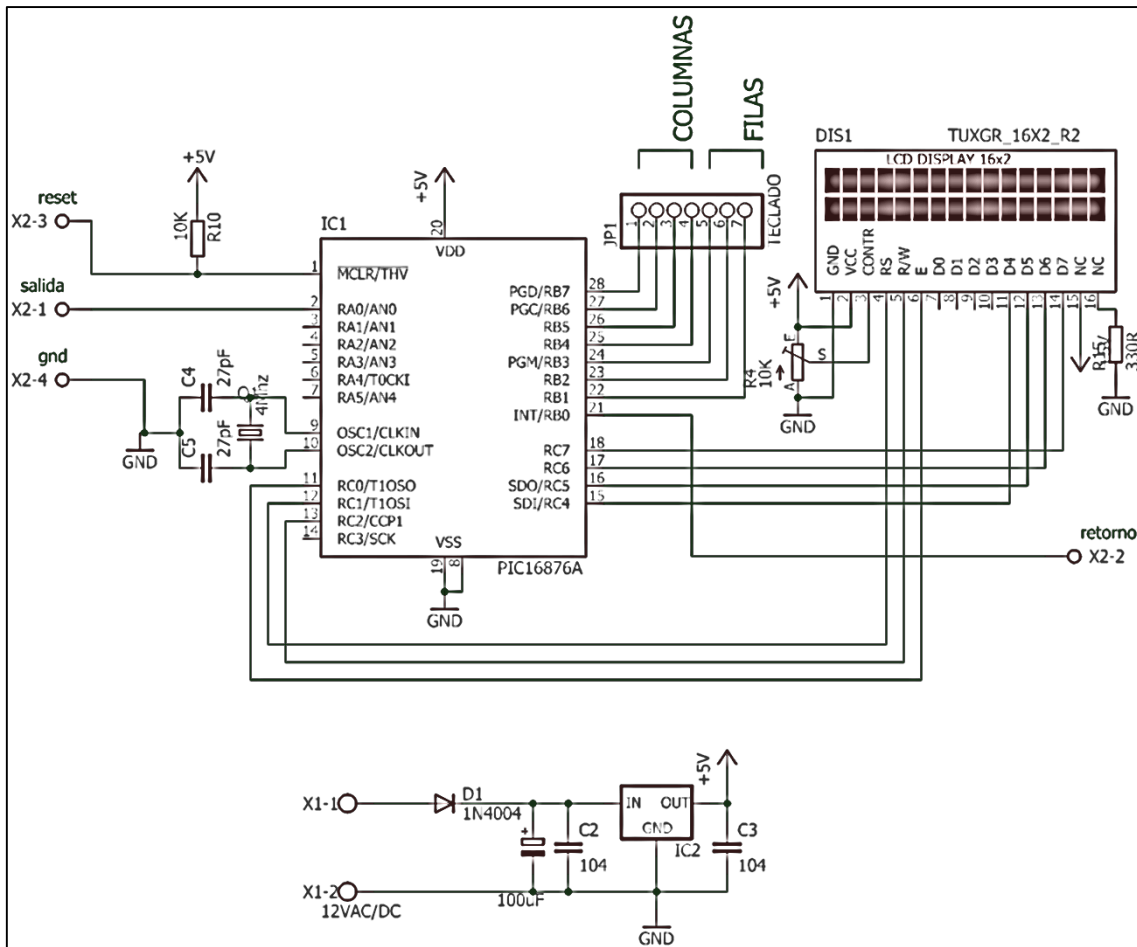


Figura 3.21 Esquemático de Hardware para PIC

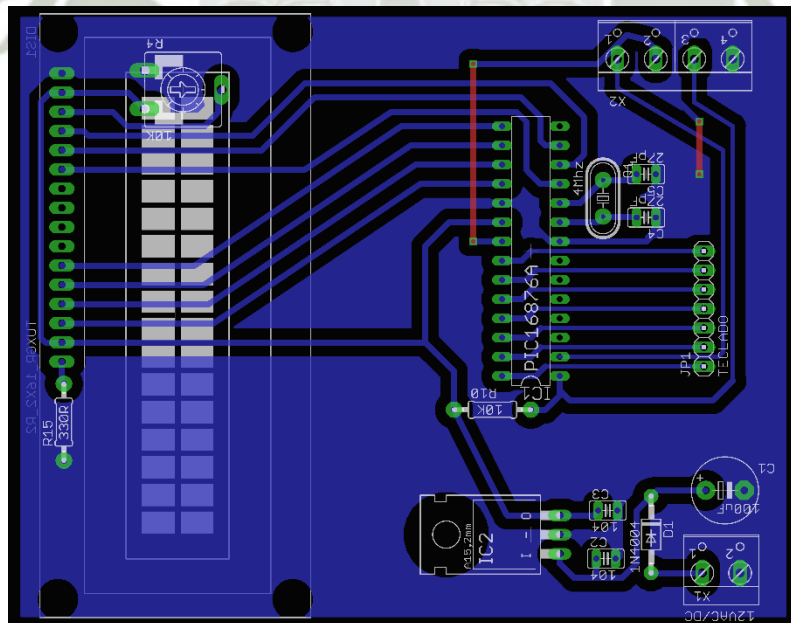


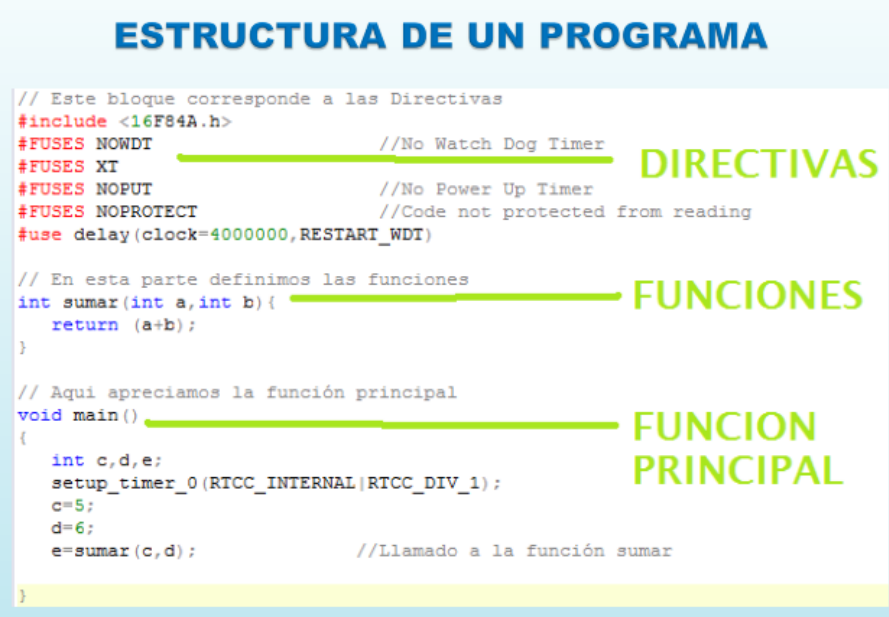
Figura 3.22 PCB de Hardware para PIC

### 3.2. DISEÑO DE SOFTWARE.

La programación del microcontrolador PIC lo haremos usando el lenguaje C, el compilador C que vamos a utilizar es el PCW de la casa CCS Inc. Dicho compilador nos genera ficheros en formato Intel-hexadecimal y los formatos \*.cof que son utilizados en Proteus para hacer simulaciones en microcontroladores PIC.

El compilador C de CCS está diseñado específicamente para microcontrolador PIC posee una amplia librería de funciones predefinidas, comandos de preprocesado, controladores para diversos dispositivos (LCD, ADC, EEPROM, etc).

La estructura de un programa es como se muestra en la figura 3.23 donde en primer lugar encontramos las directivas que controlan la conversión del programa a código de máquina por parte del compilador seguido tenemos las funciones, que son un conjunto de instrucciones donde puede haber uno o varios; Debe haber uno definido como principal: main().



```
ESTRUCTURA DE UN PROGRAMA

// Este bloque corresponde a las Directivas
#include <16F84A.h>
#FUSES NOWDT //No Watch Dog Timer
#FUSES XT
#FUSES NOPUT //No Power Up Timer
#FUSES NOPROTECT //Code not protected from reading
#use delay(clock=4000000,RESTART_WDT)

// En esta parte definimos las funciones
int sumar(int a,int b){
    return (a+b);
}

// Aqui apreciamos la función principal
void main()
{
    int c,d,e;
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
    c=5;
    d=6;
    e=sumar(c,d); //Llamado a la función sumar
}
```

Figura 3.23 Estructura de un programa.

Los tipos de datos que podemos utilizar en el programa podemos observarlos en la tabla 2

Tabla 2 Tipos de datos

TIPOS DE DATOS			
Tipo	Tamaño	Rango	Descripción
Int1 Short	1 bit	0 a 1	Entero de 1 bit
Int Int8	8 bit	0 a 255	Entero
Int16 Long	16 bit	0 a 65.535	Entero de 16 bit
Int32	32 bit	0 a 4.294.967.295	Entero de 32 bit
Float	32 bit	$\pm 1,175 \times 10^{-38}$ a $\pm 3,402 \times 10^{38}$	Coma flotante
Char	8 bit	0 a 255	Carácter
Void	-	-	Sin valor
Signed Int8	8 bit	-128 a +127	Entero con signo
Signed Int16	16 bit	-32768 a + 32767	Entero largo con signo
Signed Int32	32 bit	$-2^{31}$ a $(2^{31}-1)$	Entero 32 bit con signo

Las variables se utilizan para nombrar posiciones de memoria RAM Se deben declarar antes de utilizarlas indicando:

```
tipo_de_datos nombre;
```

Ejemplo:

```
int a;
```

El valor inicial es opcional y podemos definir varias variables por línea separándolas con el signo (,).

```
float a=1.1,b;
```

No debemos olvidar terminar la línea con el signo (;).

Para almacenar un dato en una variable una vez definida, usamos el signo (=).

Ejemplo:

```
float temperatura; //definición de la variable
char letra; //definición de la variable
temperatura=35.3; //asignación de valor
letra='d'; //asignación de valor
```

Los operadores matemáticos tienen su respectiva simbología mostrada en la tabla

3.

Tabla 3 Operadores Matemáticos

SIMBOLO	OPERADOR
+	SUMA
-	RESTA
*	MULTIPLICACION
/	DIVISION
%	MODULO
++	INCREMENTO
--	DECREMENTO

Ejemplo:

```
int a=2,b=5,c;
a++; //a=3;
b=b*a+1; //b=16;
c=a+b+b%a; //c=20;
```

Donde las barras (//) indican que todo lo que se escribe detrás de ellas son considerados como comentarios.

Para más información sobre uso de funciones y demás características del programa dirigirse al manual de usuario del compilador PCW de CCS.

Una vez desarrollado el programa se procede a compilar para observar si existe algún tipo de error, si la compilación es exitosa se genera de manera automática un archivo en formato hexadecimal el cual será grabado a través de un software de programación en nuestro caso el PICkit 2 de MICROCHIP que consta de una interfaz que nos permite importar los programas en formato .HEX y luego transferirlos por comunicación USB al grabador de PICs ver figura 3.21.

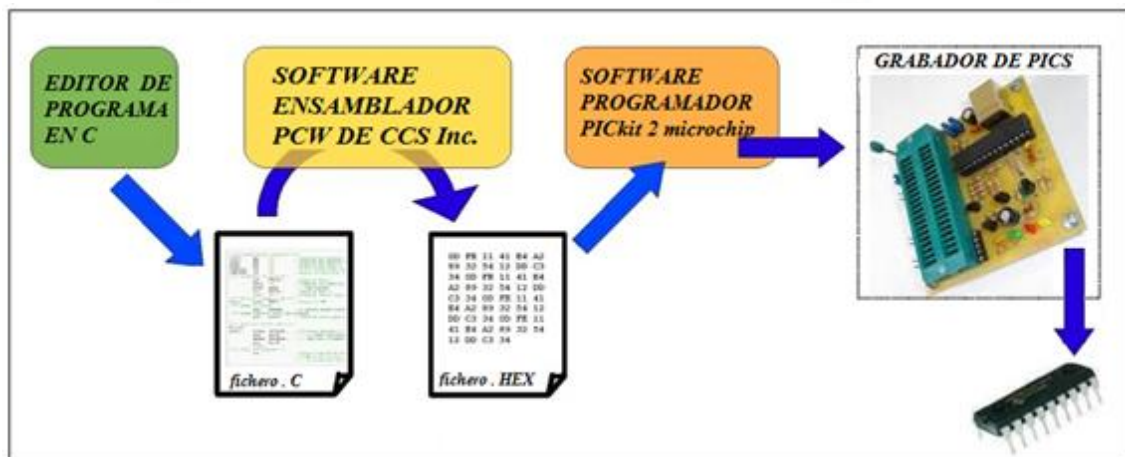
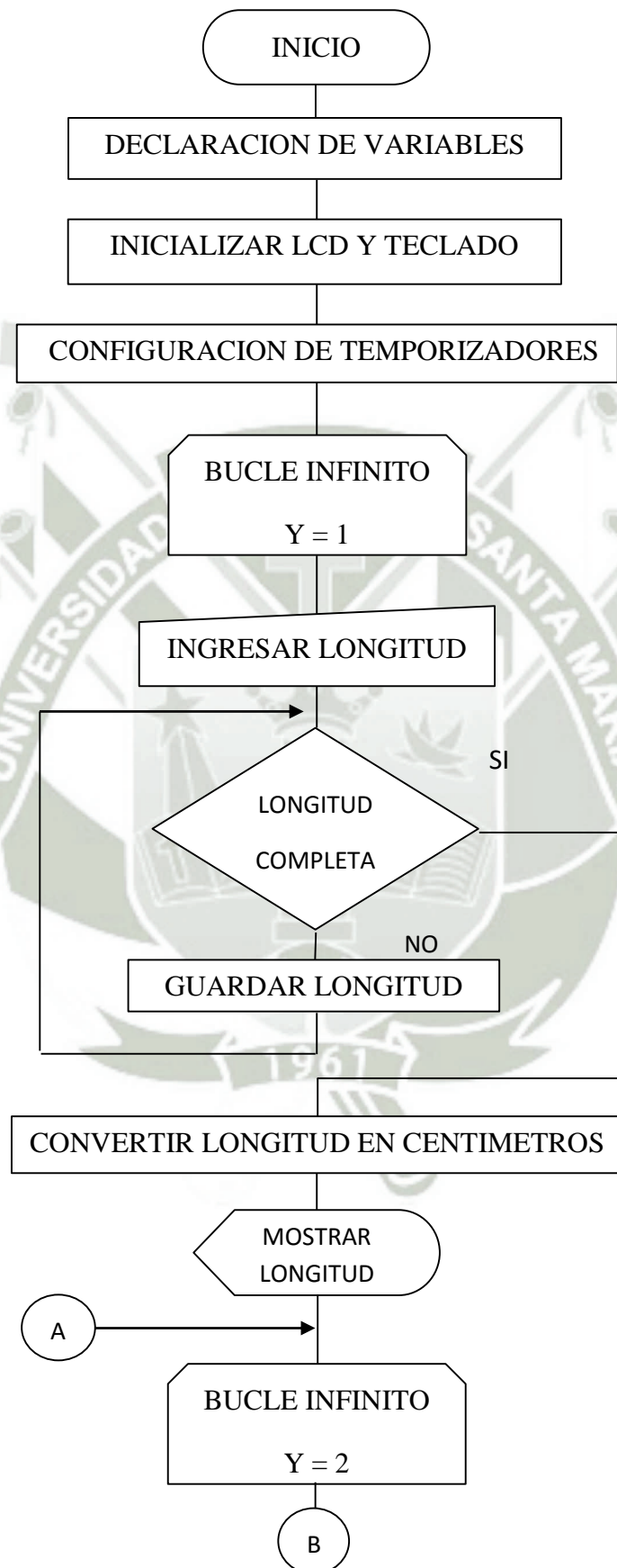


Figura 3.24 Esquema de grabado de PICs.

### 3.2.1. DIAGRAMA DE FLUJO



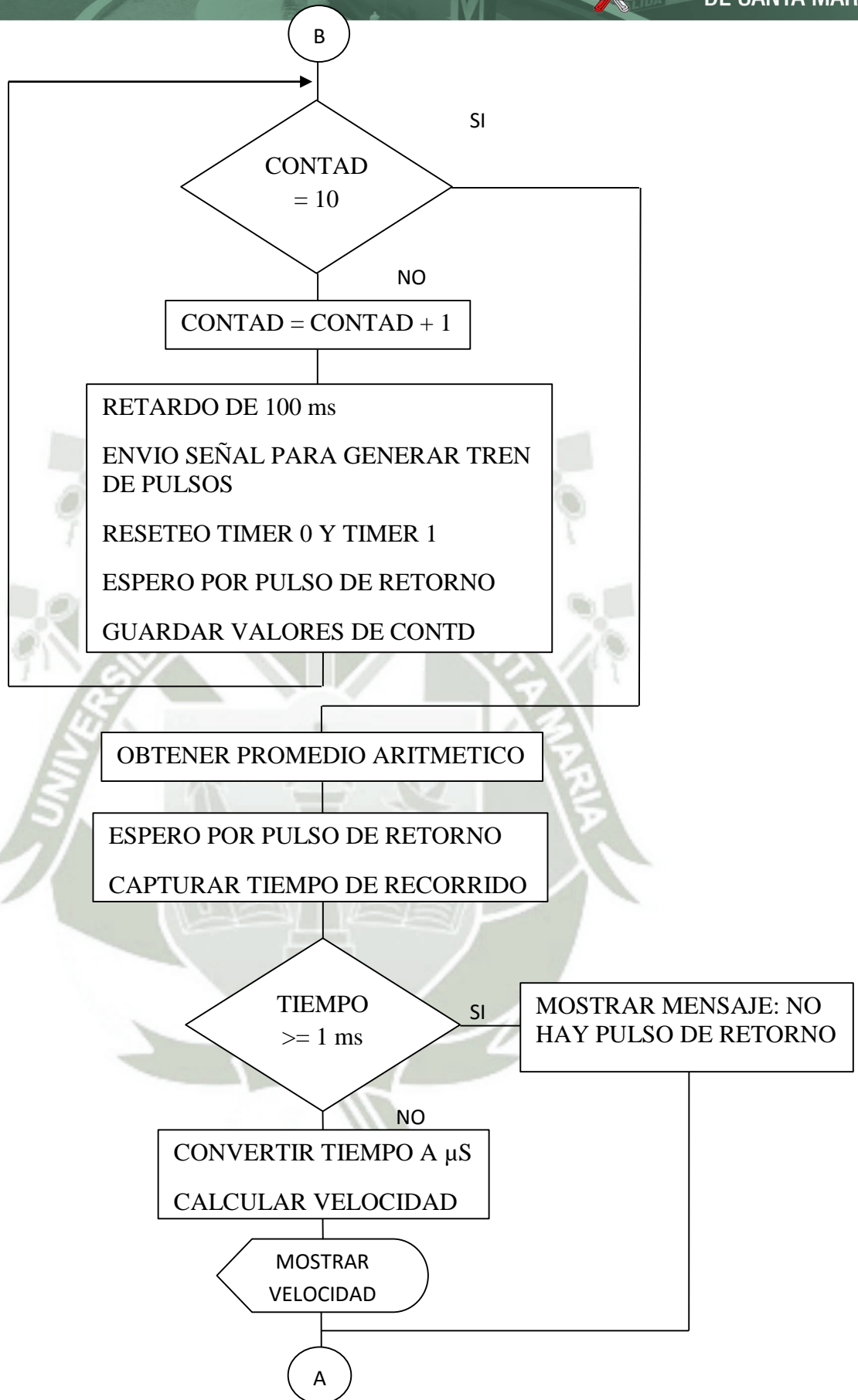


Figura 3.25 Diagrama de flujo de programa.

### 3.2.2. SIMULACIÓN Y CÓDIGO FUENTE

Para la simulación en PROTEUS utilizaremos dos PICs (U1,U2), U1 se encargara de retardar el pulso enviado por U2 en X segundos y U2 se encargara de medir y mostrar el retardo provocado por U1 ver figura 3.23.

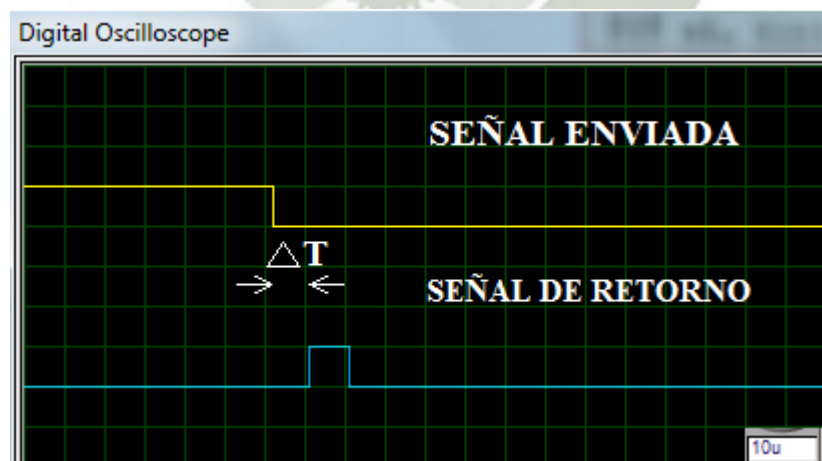
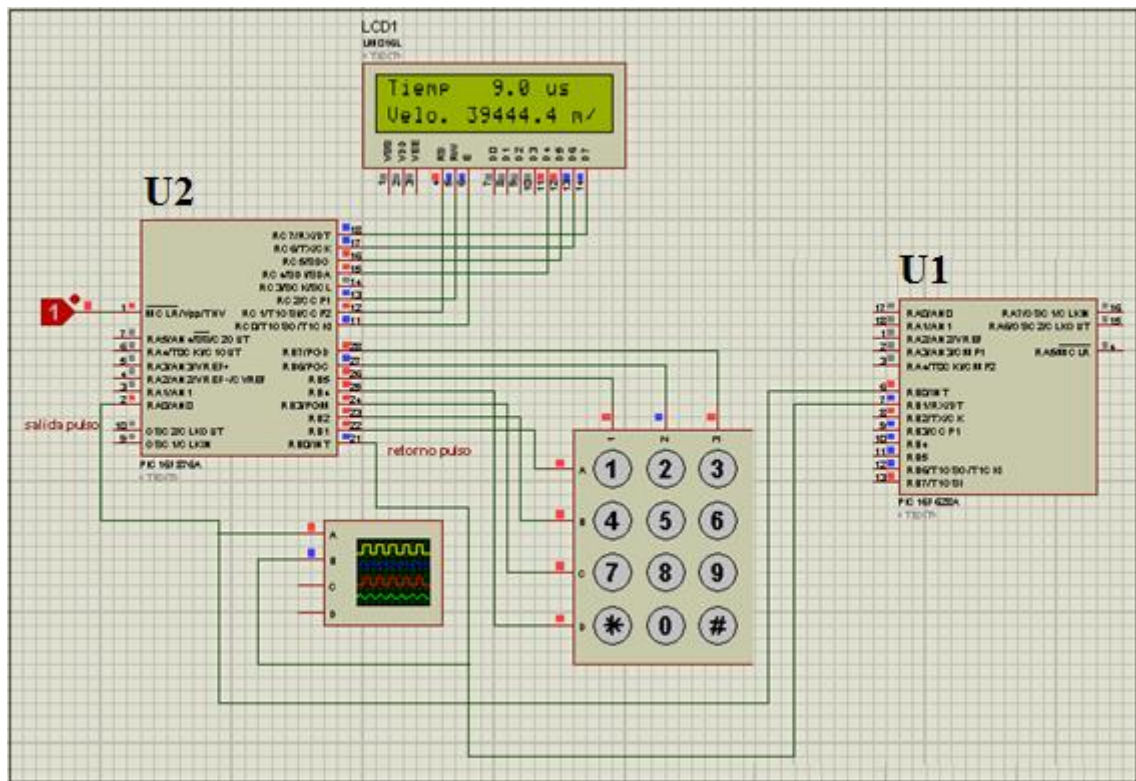


Figura 3.26 Simulación de medida de pulso con retardo.

**Código Fuente para U2**

```
#include <16F876A.h>
#fuses XT,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=4000000)
#define use_portb_kbd TRUE
#include <kbd11.c>
#use fast_io(A)
#use fast_io(B)
#define LCD_E PIN_C0
#define LCD_RS PIN_C1
#define LCD_RW PIN_C2
#define LCD_DB4 PIN_C4
#define LCD_DB5 PIN_C5
#define LCD_DB6 PIN_C6
#define LCD_DB7 PIN_C7
#include <flex_lcd.c>
int y=1;
int16 tiempo=0,microseg;
float longitud=0, velocidad=0, t_total=0;
char k;
int i=0,n;
char data[3];
int dato1=0,dato2=0;
int16 dato0=0;
int16 prome[11];
#INT_timer0
void timer0()
{
    output_high(PIN_A0);
}
```

```
void main()
{
    setup_adc_ports(NO_ANALOGS);
    setup_adc(ADC_OFF);
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);
    enable_interrupts(INT_timer0);
    enable_interrupts(global);

    lcd_init();
    kbd_init();
    port_b_pullups(TRUE);
    delay_ms(500);
    SET_TRIS_A(0b11111110);
    output_high(PIN_A0);
    WHILE(TRUE)
    {
        lcd_gotoxy(1,1);
        printf(lcd_putc,"Ingrese Longitud\n 00.0 cm");
        output_high(PIN_A0);
        delay_ms(1000);
        WHILE(i <= 2)
        {
            k = kbd_getc();
            IF(k != 0)
            {
                data[i] = k;
                i++;
                IF(i==3)lcd_gotoxy(9,2);
                ELSE lcd_gotoxy(5 + i, 2);
                printf(lcd_putc, "%c", k);
            }
        }
    }
}
```

```
y = 2;
}
}
dato0 = data[0] - 48;
dato1 = data[1] - 48;
dato2 = data[2] - 48;
dato0 = dato0 * 100;
dato1 = dato1 * 10;
longitud = dato0 + dato1 + dato2;
longitud = longitud / 10;
printf(lcd_putc, "\fLongitud %2.1f cm", longitud);
delay_ms(1000);
SET_TRIS_B(0b00011111);
WHILE(y==2)//para caso real:
{
  FOR(n = 1; n <= 10; ++n)
  {
    delay_ms(100);
    output_low(PIN_A0);
    set_timer0(0);
    set_timer1(0);
    WHILE( ! input(PIN_B0));
    tiempo = get_timer1();
    prome[n] = tiempo;
  }
  microseg = prome[1] + prome[2] + prome[3] +
  prome[4] + prome[5] + prome[6] + prome[7] +
  prome[8] + prome[9] + prome[10];
  microseg=microseg / 10;
```

```
IF ((microseg <= 5) || (microseg >= 1000))
    printf(lcd_putc, "\fNo hay pulso de \nretorno");
ELSE
{
    t_total = microseg;
    t_total = t_total-99;
    printf(lcd_putc, "\f");
    lcd_gotoxy(1,1);
    printf(lcd_putc, "Tiemp %5.1f us", t_total);
    velocidad = longitud / (t_total);
    lcd_gotoxy(1,2);
    printf(lcd_putc, "Velo. %5.1f m/s", velocidad * 10000);
}
}
}
}
```

**Código Fuente para U1**

```
#include <16F628A.h>

#fuses HS,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP,NOMCLR

#use delay(clock=20000000)

#use fast_io(B)

#int_ext

void handle_ext_int()
{
    delay_us(200);
    output_high(PIN_B1);
    delay_us(10);
    output_low(PIN_B1);
}

void main()
{
    enable_interrupts(int_ext);
    ext_int_edge(0,H_TO_L);
    enable_interrupts(global);
    SET_TRIS_B(0b00000001);
    output_low (PIN_B1);

    while (1)
    {
    }
}
}
```

## CAPITULO IV

### PRUEBAS, RESULTADOS Y COSTOS

#### 4.1. PRUEBAS Y RESULTADOS

El concreto que es una masa heterogénea, sujeta a numerosas variables como son: las características de sus componentes y su variabilidad, la dosificación de los materiales, el proceso de mezclado, su fabricación y proceso de curado. Sin embargo, a pesar de esto, es posible producir concreto de buena calidad si se mantiene un control de las variables mencionada.

La calidad del concreto generalmente se verifica por medio del ensayo de resistencia a la compresión de cilindros o probetas que se preparan a partir del concreto vaciado en el sitio.

Para nuestro caso de estudio fabricamos 3 probetas de concreto de 15 cm de diámetro por 30cm de altura con dosificaciones de materiales necesarias para tener un factor de resistencia específico ( $f_c$ ) por cada probeta (Figura 4.1), estas probetas tienen un tiempo de fraguada de 28 días (28 días donde debería alcanzar o sobrepasar el  $f_c$  para el cual fue diseñado) [15]. Antes de realizar el ensayo las probetas deben de tener las superficies sumamente lisas (Figura 4.2) para obtener un buen acople mecánico con los palpadores.

Luego de obtener la superficies sumamente lisas se procede a colocar un acoplante acústico que para nuestro caso utilizaremos el jabón líquido por ser fácil de obtener y de bajo costo.



Figura 4.1 Probetas con FC de 140, 210, 280 Kg/cm<sup>2</sup>



Figura 4.2 Probetas pulidas para mejorar el acoplamiento mecánico

Para iniciar el proceso de lectura de los ensayos primero el prototipo nos indica que tenemos que introducir un longitud “x” (figura 4.3) luego de esto ponemos el acoplante para luego posicionar los palpadores procurando no moverlos, ya que se puede generar ruido y consecuentemente lecturas erróneas, mantener firmes los palpadores generando una presión uniforme hasta que la lectura sea definida (figura 4.4).



Figura 4.3 Prototipo de ultrasonido en funcionamiento.



Figura 4.4 Palpadores en posición.

Una vez iniciado el programa el microcontrolador PIC de manera automática mostrara en pantalla la media aritmética de cada 10 lecturas de tiempo realizadas, de esta manera tendremos un valor central para cada prueba. Por ejemplo para la muestra con  $f_c = 280$  tendremos un valor de  $72 \mu s$  (Figura 4.5).



Figura 4.5 Tiempo y velocidad mostrados en el LCD.

Los resultados de las pruebas hechas en las probetas de concreto las podemos observar en la tabla 4.

Tabla 4 Resultados.

Resistencia (Kg/cm <sup>2</sup> )	Longitud de probeta (cm)	Tiempo (μs)	Velocidad Promedio (m/s)
140	30.0	87	3439.0
210	30.2	81	3703.7
280	29.5	72	4097.2

Los datos mostrados por el prototipo presentan cierto grado de inestabilidad a continuación se presenta la tabla 5 donde registramos 55 promedios de lecturas hechas por el ultrasonido a una probeta con un  $f_c = 140 \text{ Kg/cm}^2$ .

Tabla 5 Lecturas de velocidad.

N° Lectura	Velocidad Promedio m/s
1	3402
2	3402
3	3402
4	3363
5	3402
6	3363
7	3402
8	3363
9	3402
10	3363
11	3402
12	3441
13	3402
14	3363
15	4289
16	3402
17	3325
18	3402
19	3363
20	3402
21	3363

22	3363
23	4228
24	3363
25	3325
26	3363
27	3402
28	3402
29	4228
30	3402
31	3363
32	3325
33	3363
34	3363
35	3402
36	3402
37	3402
38	3363
39	3402
40	3288
41	4169
42	3363
43	3402
44	3363
45	3363
46	3363
47	3402
48	3363
49	3402
50	3325
51	3363
52	3363
53	3402
54	3363
55	3363

Tabla 6 Análisis de datos

<b>Análisis de datos</b>	
Media	3439
Mediana	3363
Moda	3363
Desviación estándar	225
Varianza de la muestra	50707
Mínimo	3288
Máximo	4289

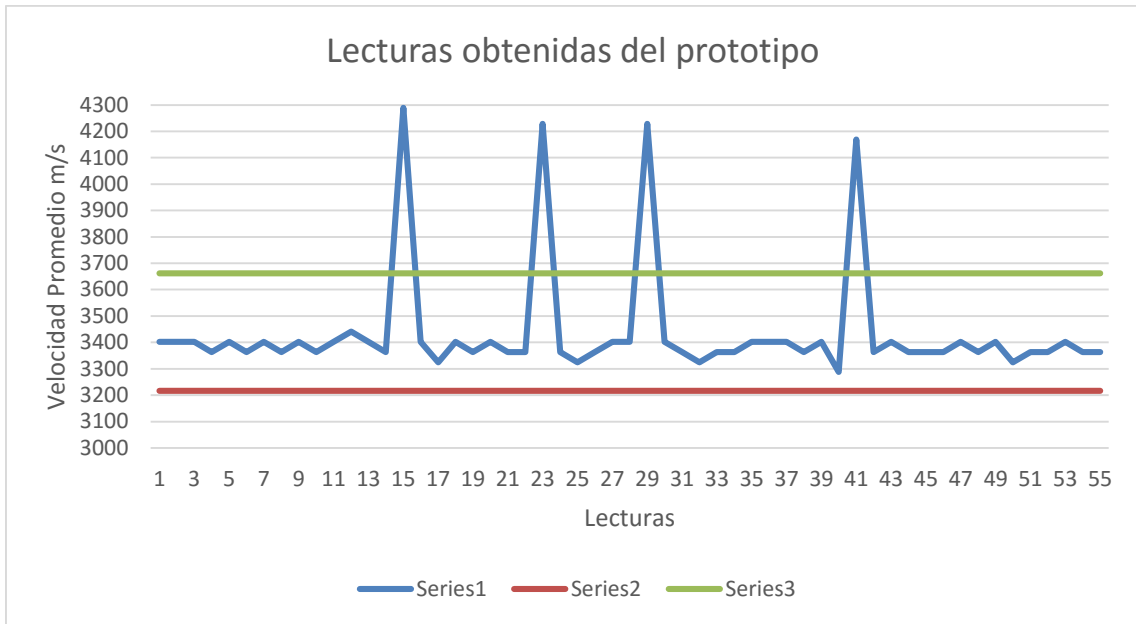


Figura 4.6 Lecturas

La gráfica 4.6 muestra los promedios de lectura hechas por el prototipo con mas menos una desviación estándar, se puede observar que hay cuatro promedios de lectura que están fuera de rango lo que podría haber sido generado por algún movimiento brusco hecho por el operador, suprimiendo dichos valores aún tenemos cierto grado de inestabilidad en las lecturas mostradas (Figura 4.7) lo que nos da a entender que existe algún tipo de problema de acoplamiento mecánico-acústico.

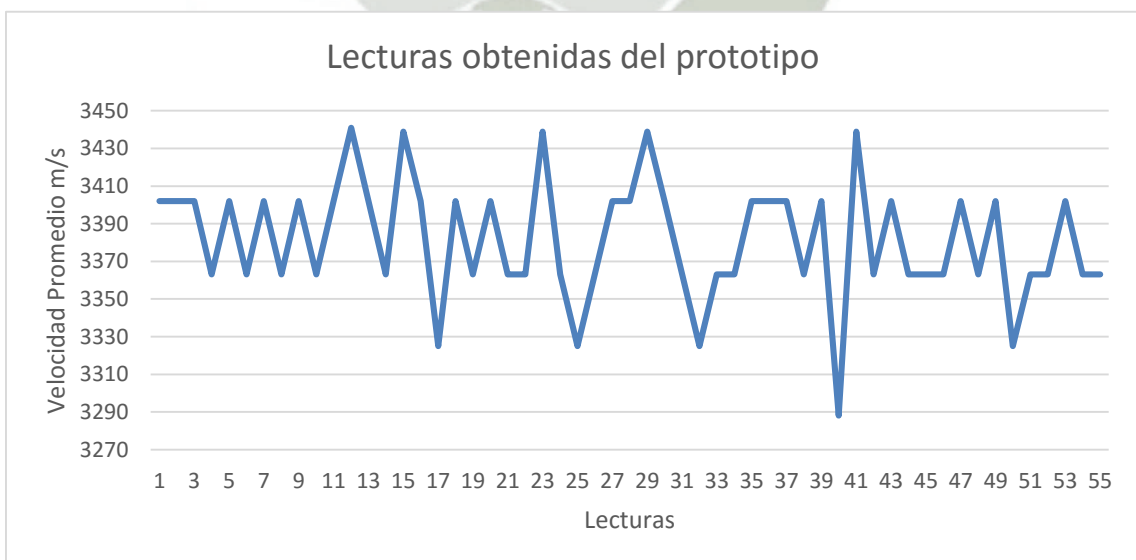


Figura 4.7 Lecturas

Para solucionar el problemas que nos genera el acoplamiento mecánico-acústico mejoramos el elemento de acople pasamos de usar jabón líquido a usar grasa automotriz industrial [22], y envés de hacer un sencillo pulido a la superficie de la probeta a hacer un corte en diamantina (Figura 4.8) a las superficies de las probetas para que queden perfectamente niveladas, con estos procedimientos hechos se mejoró la exactitud y precisión de las lecturas.



Figura 4.8 Corte de nivelación con disco diamantado

A continuación se muestra los resultados obtenidos para una probeta con  $f_c = 140$  Kg/cm<sup>2</sup> (Tabla 7).

Tabla 7 Lecturas de velocidades

Nº Lecturas	Velocidad Promedio m/s
1	3439
2	3439
3	3439
4	3439
5	3439
6	3439
7	3488
8	3488
9	3488
10	3439

11	3439
12	3409
13	3409
14	3439
15	3439
16	3439
17	3488
18	3439
19	3439
20	3409
21	3439
22	3488
23	3488
24	3488
25	3439
26	3439
27	3439
28	3409
29	3409
30	3439
31	3439
32	3439
33	3488
34	3488
35	3488
36	3439
37	3439
38	3488
39	3488
40	3488
41	3439
42	3488
43	3488
44	3488
45	3488
46	3488
47	3488
48	3488
49	3439
50	3439
51	3488
52	3488
53	3488
54	3488
55	3488

Tabla 8. Análisis de datos

<i>Análisis de datos</i>	
Media	3459
Mediana	3439
Moda	3439
Desviación estándar	28
Varianza de la muestra	806
Mínimo	3409
Máximo	3488

En la figura 4.9 podemos observar una lectura más estable con una menor desviación estándar.

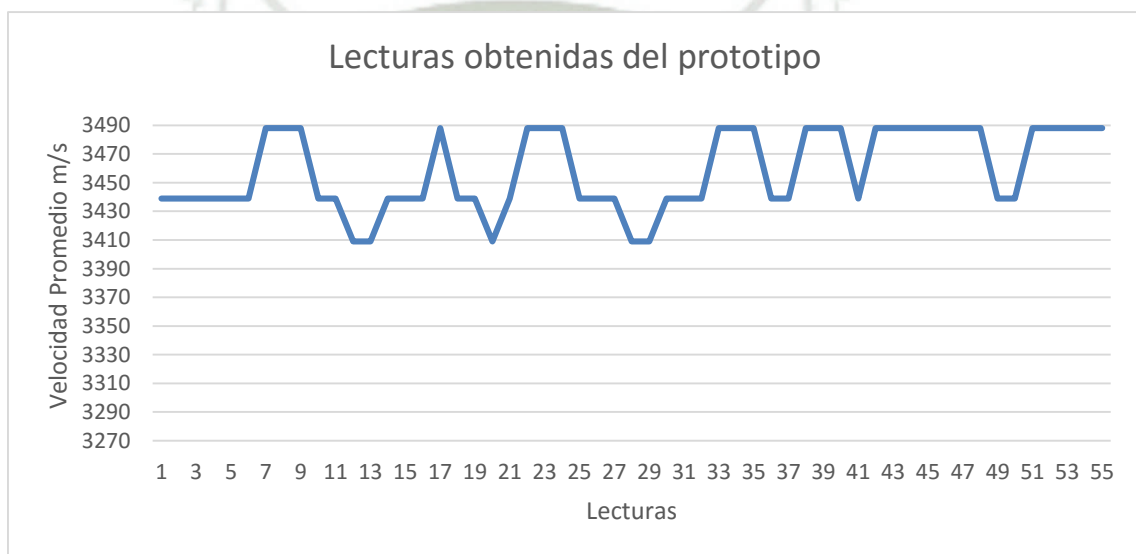


Figura 4.9 Lecturas

Analizando nuestros resultados podemos situar las probetas de acuerdo a lo que se muestra en la tabla 9 [6]. Por ejemplo la probeta con una resistencia  $f_c = 140 \text{ Kg/cm}^2$  presenta una velocidad promedio de onda de 3459.0 m/s, si vemos nuestra tabla sabremos que esta calidad está dentro del rango de 3050-3650 lo cual la califica como Regula o dudosa, en cambio la probeta que posee una resistencia  $f_c = 280 \text{ Kg/cm}^2$  presenta una velocidad de onda de 4097.2 m/s colocándola dentro del rango de 3650-4570 lo cual la califica como Buena.

Tabla 9 Calidad del concreto en función de la velocidad de onda.

<b>Clasificación de la calidad del hormigón por medio de la velocidad de onda según Leslie y Cheesman.</b>	
<b>Velocidad de la onda longitudinal m/seg</b>	<b>Condición del hormigón</b>
Más de 4570	Excelente
De 3650 a 4570	Buena
De 3050 a 3650	Regular a dudosa
De 2130 a 3050	Pobre
Menos de 2130	Muy pobre

<b>Evaluación la calidad mediante la velocidad de pulso según Agraval y otros</b>	
<b>Velocidad de pulso m/seg</b>	<b>Condición del hormigón</b>
Más de 3000	Buena
De 2500 a 3000	Regular
Menos de 2130	Pobre



## 4.2. CONTROL DE CALIDAD DE PROBETAS ENDURECIDAS POR MEDIO DE RUPTURA CONVENCIONAL Y POR MEDIO DE ULTRASONIDO.

Es la medida mas común de desempeño que usan los ingenieros para diseñar cualquier estructura Los resultados de pruebas de resistencia a la compresión se usan fundamentalmente para evaluar el cumplimiento del concreto suministrado con la resistencia especificada ( $f_c$ ) [22].

### 4.2.1. RESISTENCIA A LA COMPRESION

Por definición un ensayo de resistencia corresponde al promedio de la resistencia de dos probetas de 150 mm de diámetro y 300 mm de altura (Figura 4.10), ensayados a los 28 días.

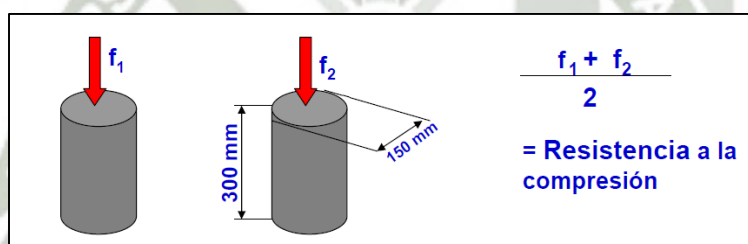


Figura 4.10 Resistencia a la compresión

### 4.2.2. TOLERANCIA DE TIEMPO PARA REALIZAR EL ENSAYO DE RESISTENCIA.

Tabla 10 Tolerancia de tiempo permisible para los ensayos.

Edad de Ensayo	Tolerancia de tiempo Permisible NTP 339.034	
	horas	%
24 h	± 0.5	± 2.1
3 d	± 2	± 2.8
7 d	± 6	± 3.6
28 d	± 20	± 3.0
90 d	± 48	± 2.2

Para la compresión de las probetas se utiliza una prensa hidráulica que ejerce presión sobre una de las caras de la probeta (Figura 4.11).

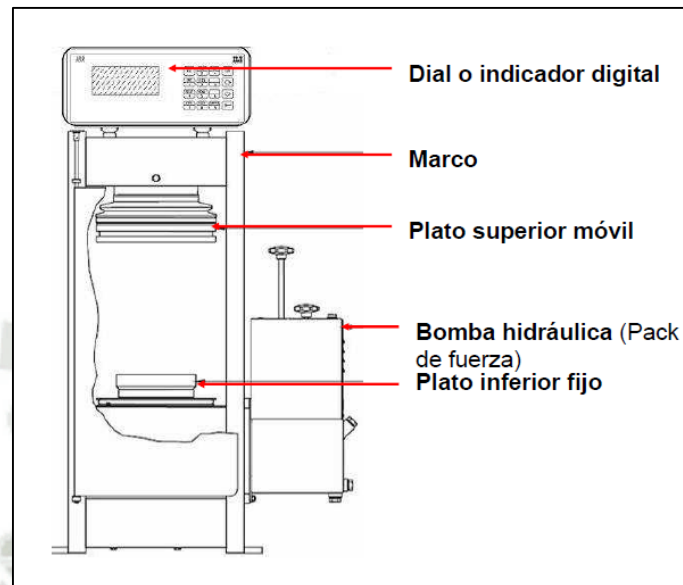


Figura 4.11 Prensa para ensayos de resistencia a la compresión.

#### 4.2.3. COLOCACION DE LA PROBETA.

- Limpiar las superficies de los bloques superior e inferior y ambos lados de la probeta.
- Centrar las probetas en la máquina de ensayo (Figura 4.12).

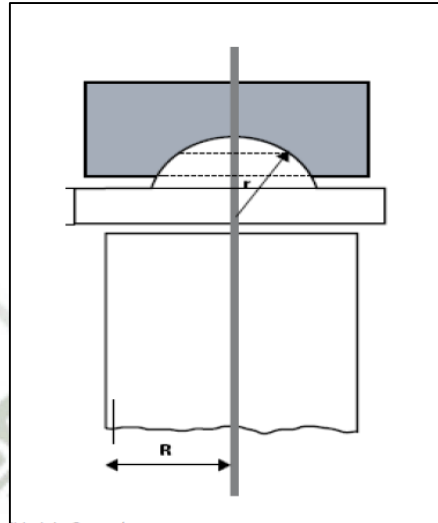


Figura 4.12 Centrado de probetas en máquina de ensayos.

#### 4.2.4. DURANTE EL PROCESO DE RUPTURA DE PROBETAS.

- La carga hasta completar la rotura debe ser axial (Figura 4.13).

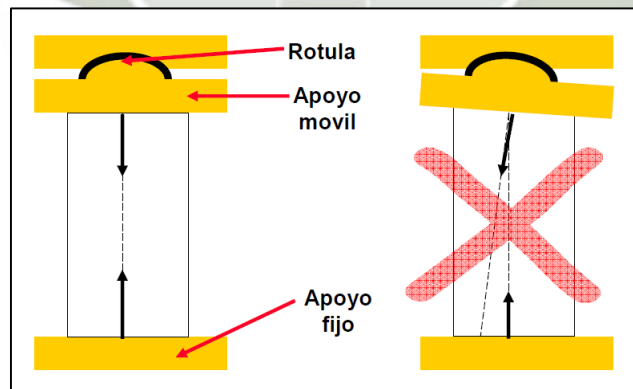


Figura 4.13 Carga axial aplicada a la probeta.

- Aplicar la carga en forma continua y constante. En el rango de 14 a 34 Mpa/s durante la última mitad de la fase de carga.

#### 4.2.5. EXPRESIÓN DE RESULTADOS

Como podemos observar en la figura 4.14 los resultados se pueden expresar en  $\text{Kg}/\text{cm}^2$ .

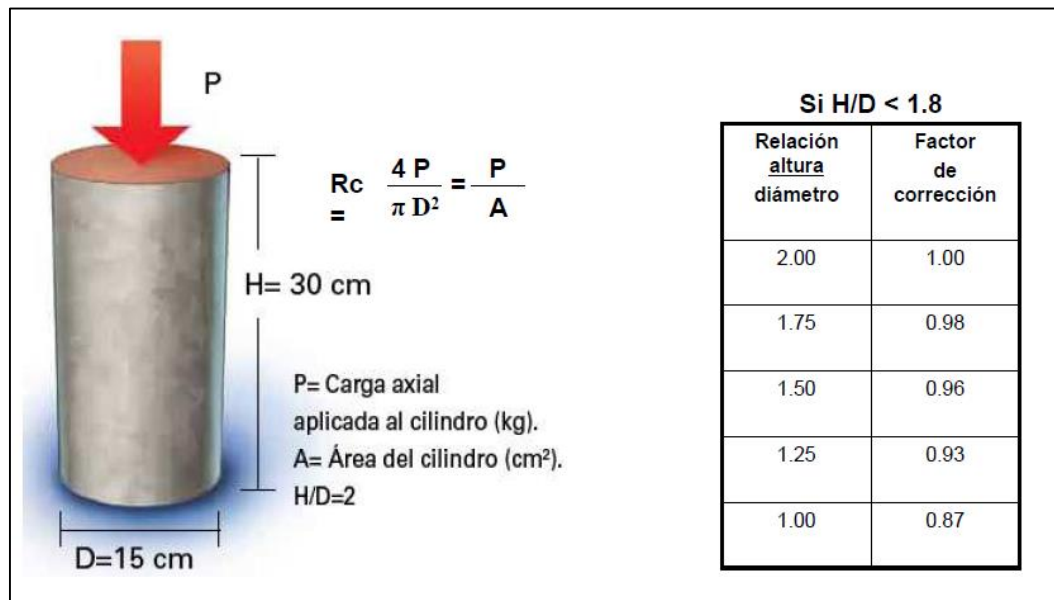


Figura 4.14 Expresión de resultados.

La resistencia a la compresión es conforme si:

- a) Cada promedio aritmético de tres ensayos de resistencia consecutivos a 28 días será mayor o igual a  $f'c$ .
- b) Ningún ensayo individual de resistencia será menor que  $f'c$  en mas de 35  $\text{Kg}/\text{cm}^2$  cuando  $f'c$  es 350  $\text{kg}/\text{cm}^2$  o menor.

Ningún ensayo individual de resistencia será menor que  $f'c$  en mas de  $0.1f'c$  cuando  $f'c$  es mayor a 350  $\text{kg}/\text{cm}^2$ .

#### 4.2.6. COMPARACION DE RESULTADOS PARA PROBETAS SOMETIDAS A RUPTURA CONVENCIONAL Y AL ULTRASONIDO.

Para ello analizaremos 11 probetas que nos permitirán encontrar la función que mejor se ajusta en respuesta a los datos obtenidos por el prototipo de ultrasonido y los datos que se obtienen en laboratorio de resistencia de materiales.

Tabla 11 Resultados.

VELOCIDAD MEDIDA (m/s)	RESISTENCIA REAL (Kg/cm <sup>2</sup> )	RESISTENCIA ESTIMADA (Kg/cm <sup>2</sup> )	Diferencia de Resistencia Real-Estimada (Kg/cm <sup>2</sup> )	Porcentaje Residual (%)
5263	467	473.9	-6.9	-1.5
5263	477	473.9	3.1	0.6
4838	446	415.7	30.3	6.8
5172	435	459.4	-24.4	-5.6
4918	410	425.5	-15.5	-3.8
4761	429	406.1	22.9	5.3
5454	522	511.8	10.2	2.0
4411	330	352.2	-22.2	-6.7
4285	348	325.1	22.9	6.6
4309	300	330.7	-30.7	-10.2
4109	286	276.6	9.4	3.3

Los resultados obtenidos en laboratorio están expresados en libras, para expresar los resultados de carga en Kg/cm<sup>2</sup> realizamos la siguiente transformación:

$$\frac{\text{Carga Kg}}{\text{Area de la base}} = \text{Carga kg/cm}^2$$

a)



b)



Figura 4.15 Probetas sometidas a ruptura a)  $f_c = 210 \text{ kg/cm}^2$ , b)  $f_c = 280 \text{ kg/cm}^2$ .

La curva que mejor se ajusta a los datos obtenidos en la tabla 11 es la función cubica (Figura 4.16 ) para construir la función hacemos un regresión cúbica obteniendo los siguientes resultados:

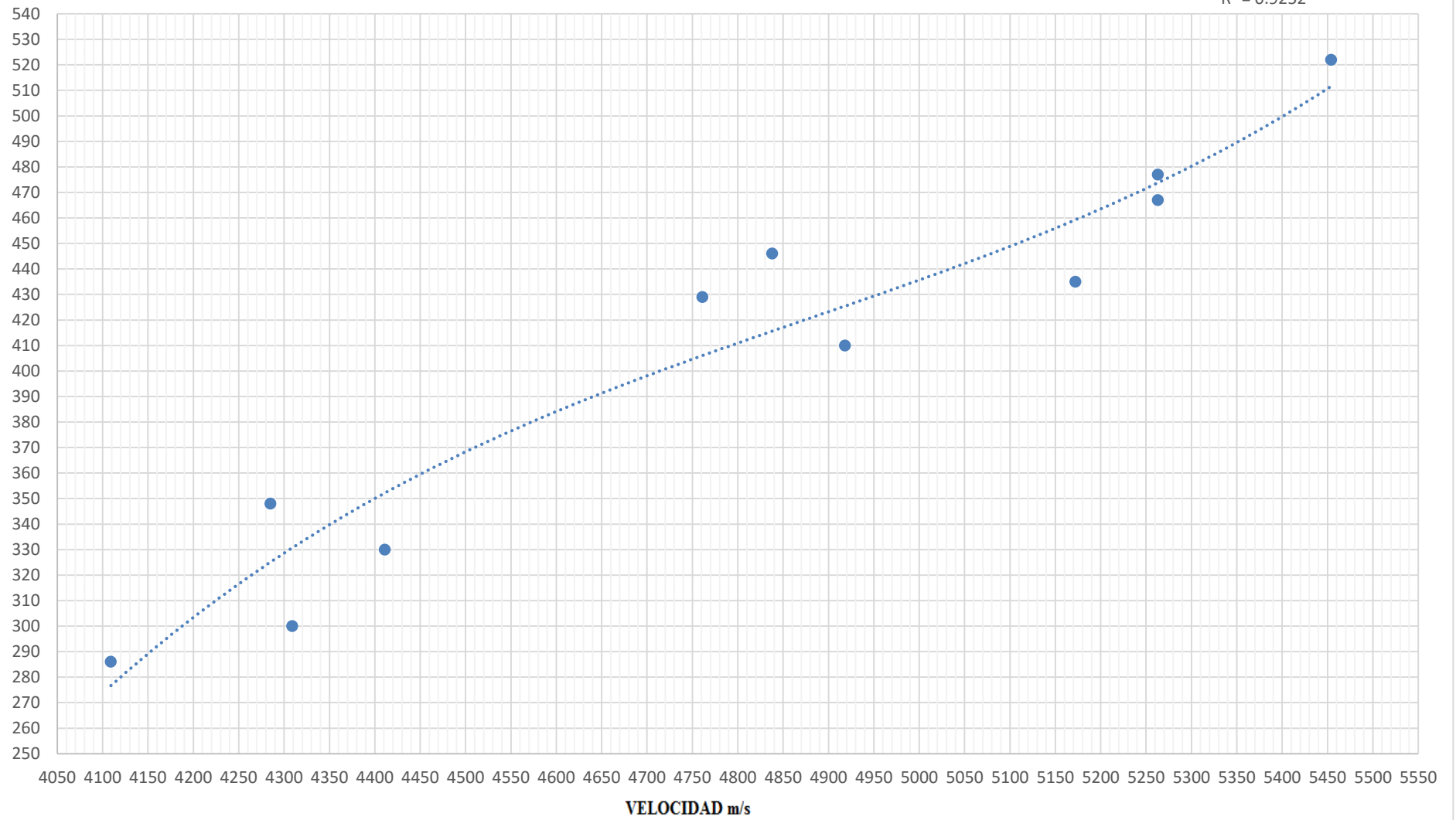
$$y = p1 \cdot x^3 + p2 \cdot x^2 + p3 \cdot x + p4$$

Dónde:  $p1 = 1.0871e-007$ ,  $p2 = -0.0015914$ ,  $p3 = 7.888$ ,  $p4 = -12808$

RESISTENCIA Kg/cm2

FIGURA 4.16 VELOCIDAD VS RESISTENCIA

$$y = 1E-07x^3 - 0.0016x^2 + 7.888x - 12808$$
$$R^2 = 0.9252$$



Haciendo uso de la función de tendencia cúbica encontrada analizaremos 3 probetas para determinar qué porcentaje residual podemos obtener.

Tabla 12 Resultados.

<b>VELOCIDAD MEDIDA (m/s)</b>	<b>RESISTENCIA REAL (Kg/cm<sup>2</sup>)</b>	<b>RESISTENCIA ESTIMADA (Kg/cm<sup>2</sup>)</b>	<b>Diferencia de Resistencia Real- Estimada (Kg/cm<sup>2</sup>)</b>	<b>Porcentaje Residual (%)</b>
4397	349	350.0	-1.0	-0.3
4350	358	340.0	18.0	5.0
5320	600	480.0	120.0	20.0

Analizando los datos obtenidos (Tabla 12), podemos observar que existe un máximo valor porcentual de 20% esto podría obedecer a que esta probeta no presenta los mismos agregados de diseño que las demás probetas presentando un tipo de agregado grueso de mayor diámetro que las demás probetas anteriormente analizadas. Para tales probetas se adjunta en el anexo 4 el informe proporcionado por el laboratorio de resistencia de materiales de la Universidad Nacional de San Agustín.

### 4.3.COSTOS

Tabla 13 Costos.

ITEM	DESCRIPCION	PRECIO S/.
1	Componentes electrónicos	200.00
2	Transformadores (2)	100.00
3	Placas de fibra	20.00
4	Piezoeléctricos (2)	200.00
5	Blindaje para los piezoeléctricos	120.00
6	Productos varios	60.00
7	Probetas	100.00
8	Pruebas en laboratorio de resistencia de materiales	80.00
9	Mano de obra	900.00
<b>TOTAL</b>		<b>1780.00</b>

### CONCLUSIONES

- Se logró diseñar e implementar un prototipo de ultrasonido de bajo costo para ensayos no destructivos en probetas de concreto.
- En el diseño del prototipo se utilizó el micro controlador 16F876A el que cubre todas las necesidades requeridas para esta aplicación, la interface de adquisición y visualización de datos no se llevó a cabo en una PC esto debido a que aumentaría los costos de implementación y además sería algo trivial.
- Se hizo un análisis y comparación de resultados por el método convencional de ruptura y él método por ultrasonido.

- Se logró determinar la calidad de las probetas en función a la velocidad de onda.

## RECOMENDACIONES

- El uso de agregados de diferente origen puede generar cambios en las lecturas aun siendo las probetas fabricadas con una misma resistencia esto debido a que exista diferente calidad de agregados.
- La humedad que presenta las probetas es un punto muy importante a tomar en cuenta durante los ensayos ya que una medida hecha con una probeta de 10 días de fraguado será muy diferente a una de 28 días de fraguado recomendado.
- Una probeta para que se le pueda aplicar la técnica de ensayos no destructivos debe ser fabricada de tal manera que no tenga espacios de burbujas en su estructura esto influye de manera negativa en la toma de lecturas.
- El tratamiento de las superficies de las probetas a ser analizadas deben ser lo más lisas posibles para tener un buen acoplamiento mecánico acústico.
- La longitud de trayectoria sobre la que se determina la velocidad del impulso debería ser lo suficientemente grande para que no esté influenciada significativamente por la naturaleza heterogénea del concreto. Se recomienda un mínimo de trayectoria de 100mm.
- Es prototipo está diseñado y orientado para hacer ensayos sobre probetas de concreto para otro tipo de ensayos se debe realizar modificaciones tanto en hardware y software.
- Los ensayos de ultrasonido realizados en laboratorio ponen en evidencia que existe cierto grado de confiabilidad en los resultados pero aún así no va reemplazar al ensayo de resistencia a compresión.

## ANEXO 1

## SCRIP FILTRO NOTCH EN MATLAB

```
%1 Generando señal ECG
ecg=e1162547;
fs=500;
figure(1);
t=0:1/fs:12-1/500;
figure(1);
subplot(3,1,1);
plot(t,ecg);
grid;
xlabel('time[s]');
ylabel('Magnitud + DC');
title('Pulso ECG con Fs=500Hz (Sin DC suprimido)');

%2 Elimando la componente DC
ecg2=ecg-mean(ecg);
t=0:1/fs:12-1/500;
figure(1);
subplot(3,1,2);
plot(t,ecg2);
grid;
xlabel('tiempo[s]');
ylabel('Magnitud [mV]');
title('Pulso ECG con Fs=500Hz (Con DC suprimido)');

%3 Analisis espectral de la señal ECG
muestras=length(ecg2);
y=fft(ecg2,muestras);
y=abs(y);
x=linspace(0,fs,muestras);
figure(1);
subplot(3,1,3);
stem(x,y);
grid;
xlabel('frecuencia[Hz]');
ylabel('Magnitud ');
title('Analisis espectral (Dominio de la frecuencia)');

%4 contaminando la señal ECG con 60 HZ
t=0:1/fs:12-1/500;
n1=125*sin(2*pi*60*t);
figure(2);
subplot(3,1,1);
plot(t,n1);
xlabel('tiempo[s]');
ylabel('magnitud');
title('Ruido');

ecgn=ecg2+n1;
figure(2);
subplot(3,1,2);
plot(t,ecgn);
xlabel('time[s]');
ylabel('magnitud');
title('EGC contaminado con ruido');
```

```
%5 Analisis espectral de la señal ECG contaminada
muestras=length(ecgres);
ordenadas=fft(ecgres,muestras);
ordenadas=abs(ordenadas)
abcisas=linspace(0,fs,muestras);
figure(2);
subplot(3,1,3);
stem(abcisas,ordenadas);
grid;
xlabel('frec (HZ)');
ylabel('DFT');
title(' analisis espectral contaminda (dominio de frecuencia)');

%FILTRANDO la señal ECG contamida
Wo=60/(fs/2);%Wo=frecuencia que quiero eliminar sobre frecuencia max de
la señal
BW=0.024;%BW=(60/250)/Q con un Q=10
[b,a]=iirnotch(Wo,BW);
filtrada=filter(b,a,ecgn);
figure(3);
subplot(2,1,1);
plot(t,filtrada);
grid;

% analisis espectral de la señal filtrada
ordenadas=fft(filtrada);
ordenadas=abs(ordenadas)
abcisas=linspace(0,fs,muestras);
subplot(2,1,2);
stem(abcisas,ordenadas);
grid;
xlabel('frec (Hz)');
ylabel('DFT');
title(' analisis espectral de la señal filtrada');
```

### SCRIP FILTRO RC EN MATLAB

```
% Programa en Matlab RC.m para verificar la respuesta del filtro pasa
alto de 0.05 Hz
% Simulación de la respuesta de la Red RC pasa alto
% -----
% Xc = 1/(2.pi.F.R.C)


f = 0:0.001:10;           %Frecuencia
R = 100000;              %R = 10 Kohm
C = 0.00000022;         %C1 = 2.2 uF

Vout=2*pi*C*R.*f./(1+2*pi*C*R.*f);
VoutDB= mag2db(Vout);

plot(f,VoutDB,'r')
title('Respuesta de la red RC pasa alto');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
ylabel('Magnitude (dB)');
grid on;
```

## ANEXO 2

### COTIZACION COSTOS DE TRANSDUCTORES

	<b>PROPUESTA ECONÓMICA</b>	COTIZACION N°: CE-13-0285	
		Rev.: 01	Doc. N°: GC-VE-F-001
		Página 1 de 2	



<b>CLIENTE:</b>	<b>Fecha: 22-Abril-2013</b>
<b>Señores:</b> <b>JUAN CARLOS APAZA MANRIQUE</b> <b>Presente.-</b>	
<b>Att: Sr. Juan Carlos Apaza Manrique</b>	

<b>Referencia</b>
Transductores Low Frequency Narrowband, OLYMPUS NDT

<b>Moneda</b>	<b>Impuesto</b>	<b>Forma de Pago</b>	<b>Lugar</b>	<b>Plazo de Entrega</b>
Dólares Americanos	Precios, No Incluye IGV	50% con la O/C Saldo contra entrega	Lima	4 a 6 semanas

<b>Ejecutivo Comercial</b>	<b>Teléfono</b>	<b>Fax</b>	<b>Contacto Email</b>
Ing. Julio C. Tello N.	(51-1) 226-8358	(51-1) 226-7809	<a href="mailto:jtello@gss-peru.com">jtello@gss-peru.com</a>


Estimados señores,

Por medio de la presente, nos es grato hacerle llegar la cotización de Transductores Low Frequency Narrowband de la marca Olympus NDT, según detalle:

Ítem	Código	Cant	Descripción	Precio Unit.	Total US \$
1	X1019	01	Special Transducer, 180 KHz, Narrowband, Low Frequency Transducer with RB Connectors.		1,045.50
2	X1020	01	Special Transducer, 100 KHz, Narrowband, Low Frequency Transducer with RB Connectors.		1,045.50
3	X1021	01	Special Transducer, 50 KHz, Narrowband, Low Frequency Transducer with RB Connectors		1,486.50
<b>TOTAL US \$</b>					<b>3,577.50</b>

#### CONDICIONES GENERALES:

<b>PRECIOS:</b>	Dólares Americanos - No incluyen el IGV
<b>FORMA DE PAGO:</b>	50% con la Orden de Compra, Saldo contra entrega.
<b>PLAZO DE ENTREGA:</b>	4 a 6 semanas, luego de recibida la O/C y transferencia
<b>GARANTIA:</b>	Todos los equipos están garantizados por un año, desde la fecha de compra (baterías no incluidas).
<b>PROCEDENCIA:</b>	<b>Olympus</b> - USA

	<b>PROPUESTA ECONÓMICA</b>	COTIZACION N°: CE-13-0285	
		Rev.: 01	Doc. N°: GC-VE-F-001
		Página 2 de 2	

**Nota .-** Enviar su Orden de Compra a nombre de:

**Global Support Systems**  
RUC : 20508361930

y enviar copia para su procesamiento a :

[jtello@gss-peru.com](mailto:jtello@gss-peru.com)  
[mvargas@ndt-innovations.com](mailto:mvargas@ndt-innovations.com)

Sin otro particular por el momento, quedamos a la espera de sus gratas órdenes.

Atentamente,



**Ing. Julio C. Tello N.**

## ANEXO 3

### PIEZOELECTRICOS

TOP / PIEZO DISC / PIEZO ELECTRIC DISC 50X3MM R 45 KHZ



Part Number: SMD50T30F45R

Piezo Electric Ceramic Disc Transducer. Both electrodes on one side (R configuration). Radial mode vibration application

Piezo Material: SM111  
 Dimensions: 50mm diameter x 3mm thickness  
 Resonant frequency fr: 44 KHz $\pm$ 3 KHz  
 Electromechanical coupling coefficient Kp: $\geq$ 60%  
 Resonant impedance Zm:  $\leq$ 8  $\Omega$   
 Static capacitance Cs: 7200pF $\pm$ 15%@1kHz  
 Test Condition: 23 $\pm$ 3  $^{\circ}$ C 40~70% R.H.  
 fr, Zm, Kp => Radial mode vibration application  
 Cs => LCR meter at 1KHz 1Vrms

Applications: Ultrasonic Sensor, Vibration Sensor, Wall thickness sensor, Material stress sensor, Pressure sensor, Vibration generation, Energy/Electricity harvesting, Biodiesel mixing transducer, Fish finder transducer and others.

Notes: The max voltage that this transducer can withstand is 1050V, but the most important issue is the maximum power allowed which is 55W. If input voltage is increased up to the maximum value, the power should always be kept below the max power. Of course the maximum power will be dependent on the bonding job. So the operation voltage we suggest is 280V. The wrap around electrode has the negative polarity.



ANEXO 4

INFORME DE LABORATORIO DE CONCRETO Y EMC



UNIVERSIDAD NACIONAL DE SAN AGUSTIN  
DE AREQUIPA  
Av. Independencia s/n - Area Ingenierias



FACULTAD DE INGENIERÍA CIVIL  
LABORATORIO DE CONCRETO Y EMC  
Teléfono N° 299992

**ENSAYO: COMPRESION SIMPLE**

SOLICITA JUAN CARLOS APAZA MANRIQUE  
OBRA PROYECTO TESIS  
UBICACIÓN URB. CESAR VALLEJO A-14  
MUESTRA **PROBETAS DE CONCRETO ESTANDAR ( 6" x 12" )**  
NORMA ASTM C 39-96; NTP 339.034  
EXPEDIENTE 357-2400  
FECHA AREQUIPA 2016, JULIO 22

FECHA DE VACIADO	ESPECIFICACION DE MUESTRA	FECHA DE ENSAYO	EDAD Días	DIAMETRO cm.	CARGA kg	ESFUERZO DE ROTURA f <sub>c</sub> = kg/cm <sup>2</sup>	ESFUERZO DE ROTURA f <sub>c</sub> =MPa
---	MUESTRA N° 1	22/07/2016	--	15.23	63503	349	34.23
---	MUESTRA N° 2	22/07/2016	--	15.23	65317	359	35.21
---	MUESTRA N° 3	22/07/2016	--	15.26	109317	598	58.64

**NOTA**

- Las Probetas Cilíndricas fueron colocadas en el Laboratorio por el solicitante.

Laboratorio de Concreto y Ensayo de Materiales  
FACULTAD DE INGENIERÍA CIVIL - UNSA

Ing. Jorge Airuri Pérez  
JEFE DE LABORATORIO  
C.E. N° 37242

## ANEXO 5

### INA121



INA121

## FET-Input, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER

### FEATURES

- **LOW BIAS CURRENT:**  $\pm 4\text{pA}$
- **LOW QUIESCENT CURRENT:**  $\pm 450\mu\text{A}$
- **LOW INPUT OFFSET VOLTAGE:**  $\pm 200\mu\text{V}$
- **LOW INPUT OFFSET DRIFT:**  $\pm 2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- **LOW INPUT NOISE:**  
 $20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  at  $f = 1\text{kHz}$  ( $G = 100$ )
- **HIGH CMR:** 106dB
- **WIDE SUPPLY RANGE:**  $\pm 2.25\text{V}$  to  $\pm 18\text{V}$
- **LOW NONLINEARITY ERROR:** 0.001% max
- **INPUT PROTECTION TO  $\pm 40\text{V}$**
- **8-PIN DIP AND SO-8 SURFACE MOUNT**

### APPLICATIONS

- **LOW-LEVEL TRANSDUCER AMPLIFIERS**  
Bridge, RTD, Thermocouple
- **PHYSIOLOGICAL AMPLIFIERS**  
ECG, EEG, EMG, Respiratory
- **HIGH IMPEDANCE TRANSDUCERS**
- **CAPACITIVE SENSORS**
- **MULTI-CHANNEL DATA ACQUISITION**
- **PORTABLE, BATTERY OPERATED SYSTEMS**
- **GENERAL PURPOSE INSTRUMENTATION**

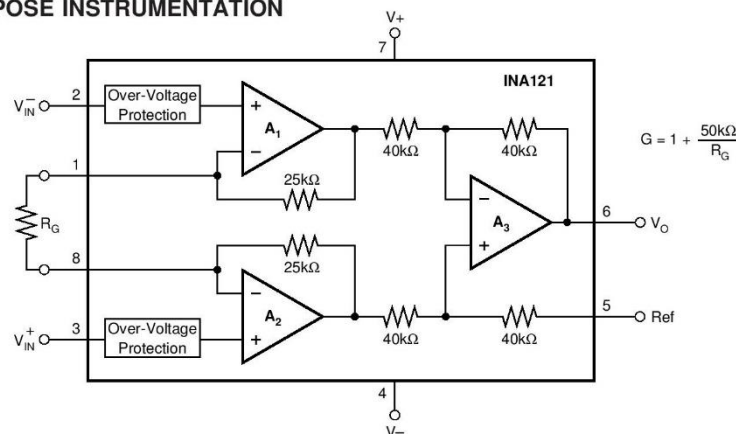
### DESCRIPTION

The INA121 is a FET-input, low power instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile three-op amp design and very small size make it ideal for a variety of general purpose applications. Low bias current ( $\pm 4\text{pA}$ ) allows use with high impedance sources.

Gain can be set from 1V to 10,000V/V with a single external resistor. Internal input protection can withstand up to  $\pm 40\text{V}$  without damage.

The INA121 is laser-trimmed for very low offset voltage ( $\pm 200\mu\text{V}$ ), low offset drift ( $\pm 2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), and high common-mode rejection (106dB at  $G = 100$ ). It operates on power supplies as low as  $\pm 2.25\text{V}$  ( $+4.5\text{V}$ ), allowing use in battery operated and single 5V systems. Quiescent current is only  $450\mu\text{A}$ .

Package options include 8-pin plastic DIP and SO-8 surface mount. All are specified for the  $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$  industrial temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111  
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

## SPECIFICATIONS: $V_S = \pm 15V$

At  $T_A = +25^\circ C$ ,  $V_S = \pm 15V$ ,  $R_L = 10k\Omega$ , and IA reference = 0V, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA121P, U			INA121PA, UA			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>INPUT</b>								
Offset Voltage, RTI vs Temperature vs Power Supply Long-Term Stability Impedance, Differential Common-Mode	$V_S = \pm 2.25V$ to $\pm 18V$  $V_O = 0V$		$\pm 200 \pm 200/G$ $\pm 2 \pm 2/G$ $\pm 5 \pm 20/G$ $\pm 0.5$ $10^{12} \parallel 1$ $10^{12} \parallel 12$	$\pm 500 \pm 500/G$ $\pm 5 \pm 20/G$ $\pm 50 \pm 150/G$		$\pm 300 \pm 200/G$ * * * *	$\pm 1000 \pm 1000/G$ $\pm 15 \pm 20/G$ * *	$\mu V$ $\mu V/^\circ C$ $\mu V/V$ $\mu V/mo$ $\Omega \parallel pF$ $\Omega \parallel pF$
Input Voltage Range Safe Input Voltage Common-Mode Rejection	$V_{CM} = -12.5V$ to $13.5V$ $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$		See Text and Typical Curves	$\pm 40$		*	*	V dB dB dB
<b>BIAS CURRENT</b> vs Temperature Offset Current vs Temperature	$V_{CM} = 0V$		$\pm 4$ See Typical Curve $\pm 0.5$ See Typical Curve	$\pm 50$		*	*	pA pA
<b>NOISE, RTI</b> Voltage Noise: $f = 10Hz$ $f = 100Hz$ $f = 1kHz$ $f = 0.1Hz$ to $10Hz$ Current Noise: $f = 1kHz$	$R_S = 0\Omega$ $G = 100$ $G = 100$ $G = 100$ $G = 100$			30 21 20 1 1		*	*	$nV/\sqrt{Hz}$ $nV/\sqrt{Hz}$ $nV/\sqrt{Hz}$ $\mu Vp-p$ $fA/\sqrt{Hz}$
<b>GAIN</b> Gain Equation Range of Gain Gain Error  Gain vs Temperature <sup>(1)</sup>  Nonlinearity	$V_O = -14V$ to $13.5V$ $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$  $V_O = -14V$ to $13.5V$ $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$	1	$1 + (50k\Omega/R_G)$	10,000	*	*	*	V/V V/V % % % % ppm/ $^\circ C$ ppm/ $^\circ C$ % of FSR % of FSR % of FSR % of FSR
<b>OUTPUT</b> Voltage: Positive Negative Positive Negative Capacitance Load Drive Short-Circuit Current	$R_L = 100k\Omega$ $R_L = 100k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	$(V+) - 1.5$ $(V-) + 1$	$(V+) - 0.9$ $(V-) + 0.15$ $(V+) - 0.9$ $(V-) + 0.25$	1000 $\pm 14$	*	*	*	V V V V pF mA
<b>FREQUENCY RESPONSE</b> Bandwidth, -3dB  Slew Rate Settling Time, 0.01%  Overload Recovery	$G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$  $V_O = \pm 10V$ , $G \leq 10$ $G = 1$ to $10$ $G = 100$ $G = 1000$  50% Input Overload		600 300 50 5 0.7 20 35 260 5			*	*	kHz kHz kHz kHz V/ $\mu s$ $\mu s$ $\mu s$ $\mu s$ $\mu s$
<b>POWER SUPPLY</b> Voltage Range Quiescent Current	$I_O = 0V$	$\pm 2.25$	$\pm 15$ $\pm 450$	$\pm 18$ $\pm 525$	*	*	*	V $\mu A$
<b>TEMPERATURE RANGE</b> Specification Operating Storage Thermal Resistance, $\theta_{JA}$ 8-Lead DIP SO-8 Surface Mount		-40 -55 -55		85 125 125	*	*	*	$^\circ C$ $^\circ C$ $^\circ C$ $^\circ C/W$ $^\circ C/W$

\* Specification same as INA121P, U.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "Internal Resistor" in the gain equation. Does not include TCR of gain-setting resistor,  $R_G$ .

## APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA121. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown.

The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 8Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR ( $G = 1$ ).

### SETTING THE GAIN

Gain of the INA121 is set by connecting a single external resistor,  $R_G$ , connected between pins 1 and 8:

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (1)$$

Commonly used gains and resistor values are shown in Figure 1.

The 50kΩ term in Equation 1 comes from the sum of the two internal feedback resistors of  $A_1$  and  $A_2$ . These on-chip metal film resistors are laser trimmed to accurate absolute values. The accuracy and temperature coefficient of these resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA121.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor,  $R_G$ , also affects gain.  $R_G$ 's contribution to gain accuracy and drift can be directly inferred from the gain equation (1). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance which will contribute additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

### DYNAMIC PERFORMANCE

The typical performance curve "Gain vs Frequency" shows that, despite its low quiescent current, the INA121 achieves wide bandwidth, even at high gain. This is due to the current-feedback topology of the INA121. Settling time also remains excellent at high gain.

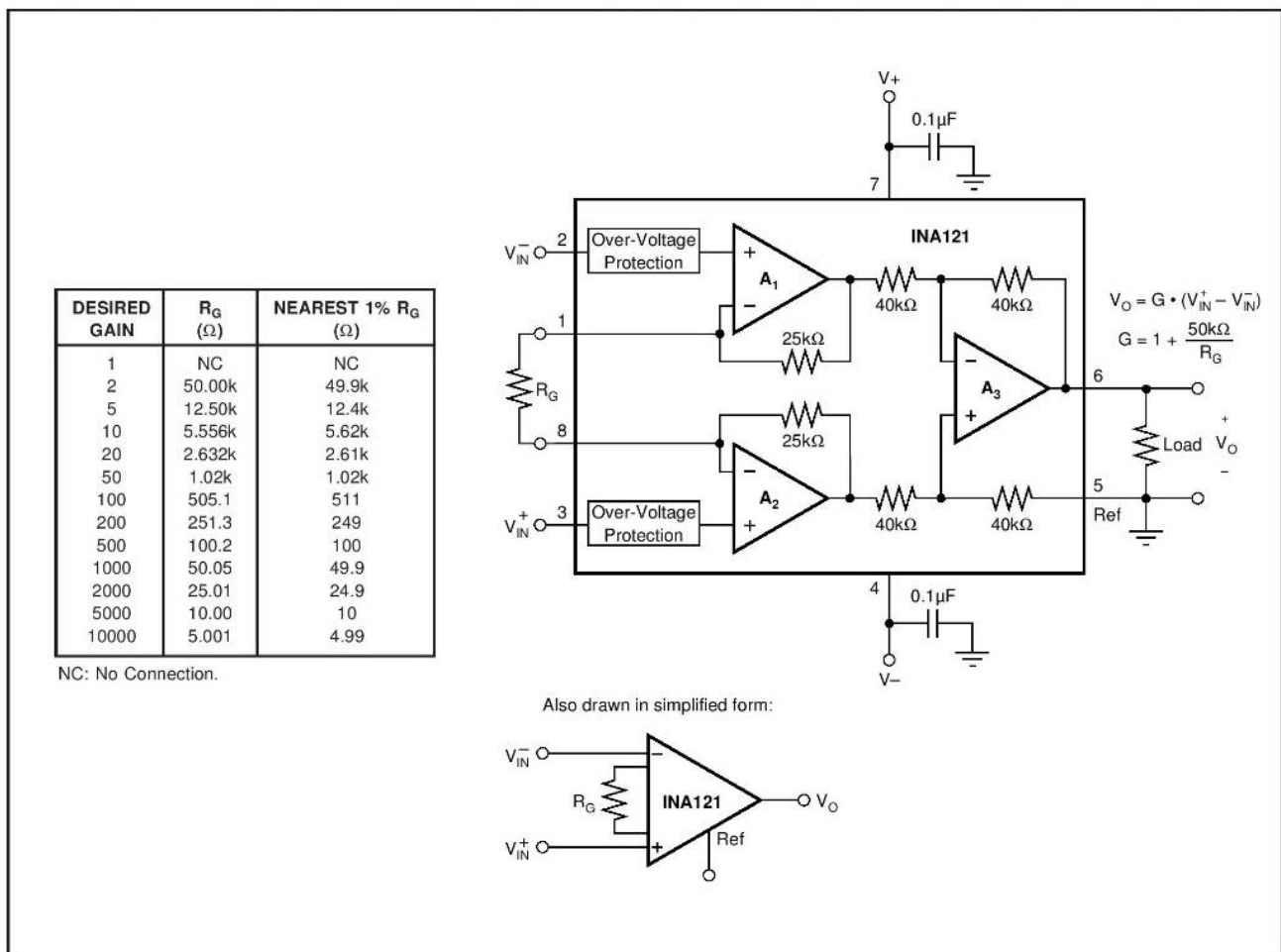


FIGURE 1. Basic Connections.

The INA121 provides excellent rejection of high frequency common-mode signals. The typical performance curve, “Common-Mode Rejection vs Frequency” shows this behavior. If the inputs are not properly balanced, however, common-mode signals can be converted to differential signals. Run the  $V_{IN}^+$  and  $V_{IN}^-$  connections directly adjacent each other, from the source signal all the way to the input pins. If possible use a ground plane under both input traces. Avoid running other potentially noisy lines near the inputs.

### NOISE AND ACCURACY PERFORMANCE

The INA121’s FET input circuitry provides low input bias current and high speed. It achieves lower noise and higher accuracy with high impedance sources. With source impedances of  $2k\Omega$  to  $50k\Omega$  the INA114, INA128, or INA129 may provide lower offset voltage and drift. For very low source impedance ( $\leq 1k\Omega$ ), the INA103 may provide improved accuracy and lower noise. At very high source impedances ( $> 1M\Omega$ ) the INA116 is recommended.

### OFFSET TRIMMING

The INA121 is laser trimmed for low offset voltage and drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to Ref terminal is summed at the output. The op amp buffer provides low impedance at the Ref terminal to preserve good common-mode rejection. Trim circuits with higher source impedance should be buffered with an op amp follower circuit to assure low impedance on the Ref pin.

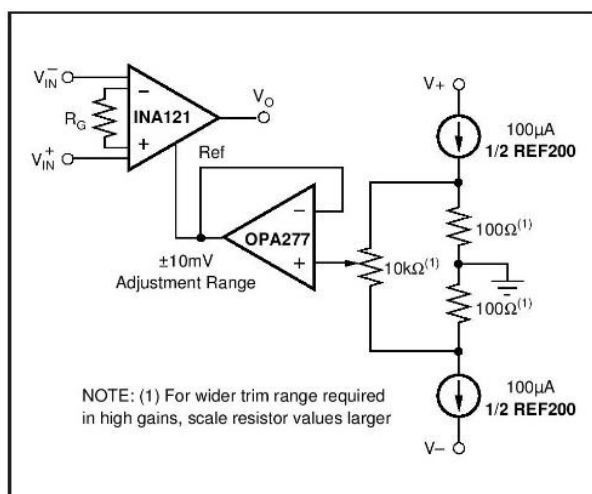


FIGURE 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage.

### INPUT BIAS CURRENT RETURN PATH

The input impedance of the INA121 is extremely high—approximately  $10^{12}\Omega$ . However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is typically  $4pA$ . High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Input circuitry must provide a path for this input bias current if the INA121 is to operate properly. Figure 3 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current return path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range of the INA121 and the input amplifiers will saturate.

If the differential source resistance is low, the bias current return path can be connected to one input (see the thermocouple example in Figure 3). With higher source impedance, using two resistors provides a balanced input with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better high-frequency common-mode rejection.

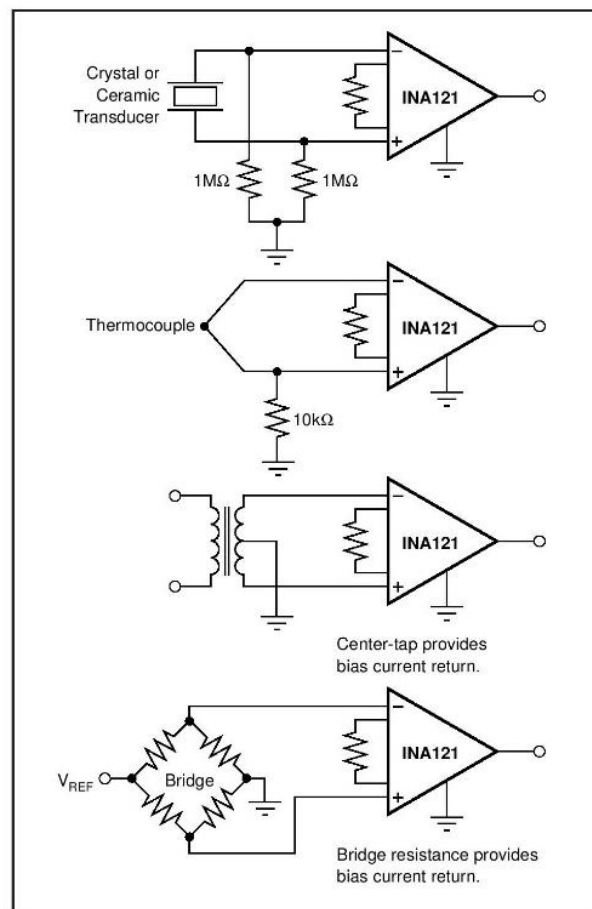


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

### INPUT COMMON-MODE RANGE

The linear input voltage range of the input circuitry of the INA121 is from approximately  $1.2V$  below the positive supply voltage to  $2.1V$  above the negative supply. A differential input voltage causes the output voltage to increase. The linear input range, however, will be limited by the output voltage swing of amplifiers  $A_1$  and  $A_2$ . So the linear common-mode input range is related to the output voltage of the complete amplifier. This behavior also depends on supply voltage—see typical performance curve “Input Common-Mode Range vs Output Voltage”.

A combination of common-mode and differential input voltage can cause the output of  $A_1$  or  $A_2$  to saturate. Figure 4 shows the output voltage swing of  $A_1$  and  $A_2$  expressed in terms of a common-mode and differential input voltages. For applications where input common-mode range must be maximized, limit the output voltage swing by connecting the INA121 in a lower gain (see performance curve “Input Common-Mode Voltage Range vs Output Voltage”). If necessary, add gain after the INA121 to increase the voltage swing.

Input-overload can produce an output voltage that appears normal. For example, if an input overload condition drives both input amplifiers to their positive output swing limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of  $A_3$  will be near 0V even though both inputs are overloaded.

**LOW VOLTAGE OPERATION**

The INA121 can be operated on power supplies as low as  $\pm 2.25V$ . Performance remains excellent with power supplies ranging from  $\pm 2.25V$  to  $\pm 18V$ . Most parameters vary only slightly throughout this supply voltage range—see typical

performance curves. Operation at very low supply voltage requires careful attention to assure that the input voltages remain within their linear range. Voltage swing requirements of internal nodes limit the input common-mode range with low power supply voltage. Typical performance curves, “Input Common-Mode Range vs Output Voltage” show the range of linear operation for  $\pm 15V$ ,  $\pm 5V$ , and  $\pm 2.5V$  supplies.

**INPUT FILTERING**

The INA121’s FET input allows use of an R/C input filter without creating large offsets due to input bias current. Figure 5 shows proper implementation of this input filter to preserve the INA121’s excellent high frequency common-mode rejection. Mismatch of the common-mode input time constant ( $R_1C_1$  and  $R_2C_2$ ), either from stray capacitance or mismatched values, causes a high frequency common-mode signal to be converted to a differential signal. This degrades common-mode rejection. The differential input capacitor,  $C_3$ , reduces the bandwidth and mitigates the effects of mismatch in  $C_1$  and  $C_2$ . Make  $C_3$  much larger than  $C_1$  and  $C_2$ . If properly matched,  $C_1$  and  $C_2$  also improve ac CMR.

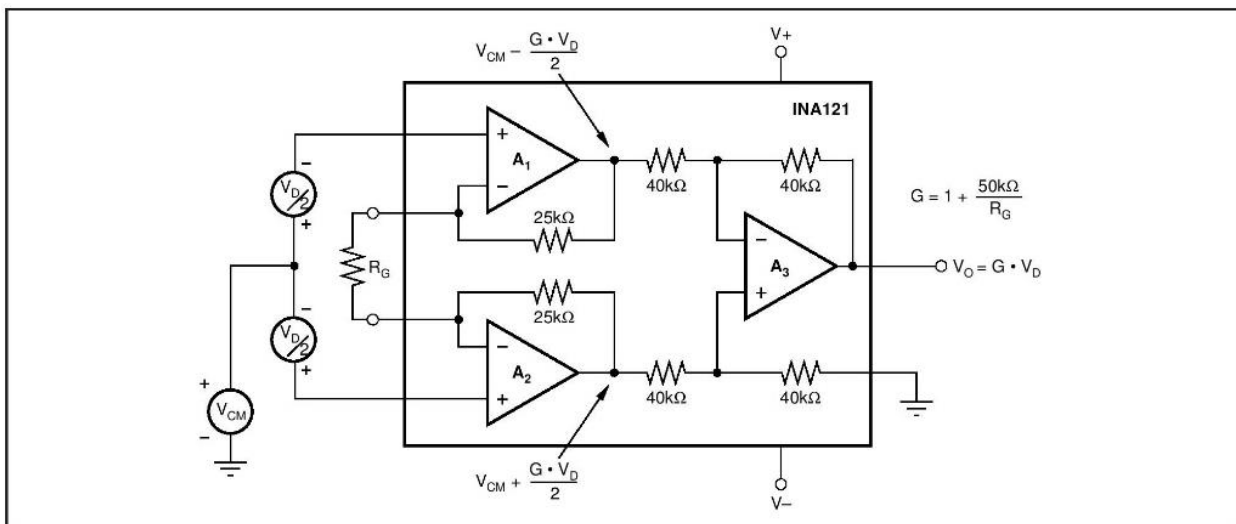


FIGURE 4. Voltage Swing of  $A_1$  and  $A_2$ .

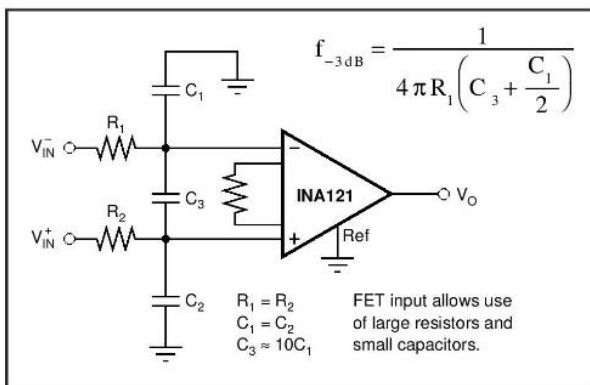


FIGURE 5. Input Low-Pass Filter.

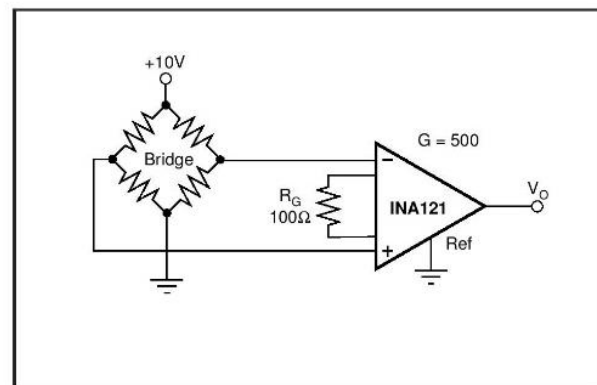


FIGURE 6. Bridge Transducer Amplifier.

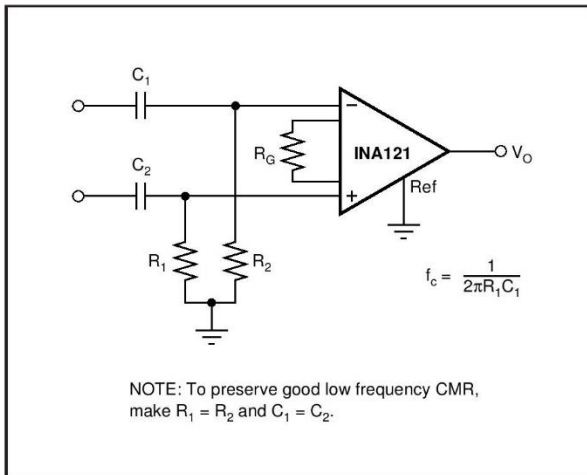


FIGURE 7. High-Pass Input Filter.

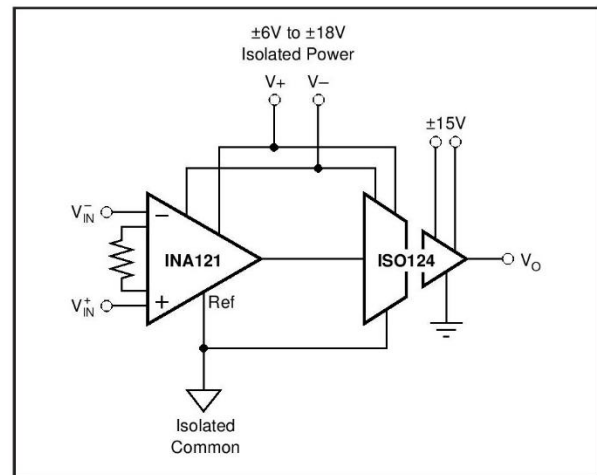


FIGURE 8. Galvanically Isolated Instrumentation Amplifier.

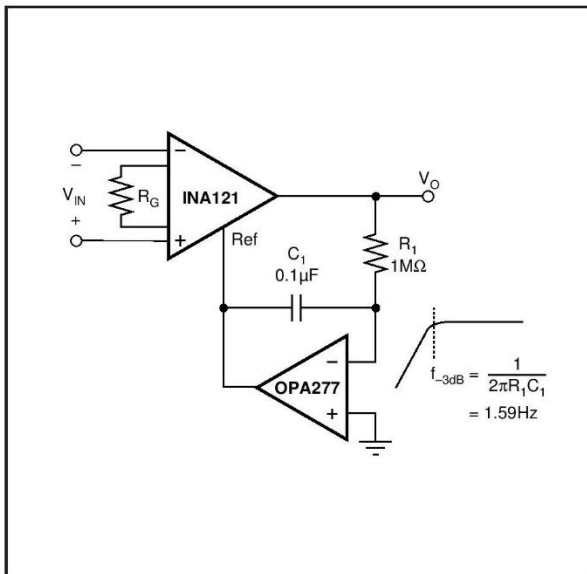


FIGURE 9. AC-Coupled Instrumentation Amplifier.

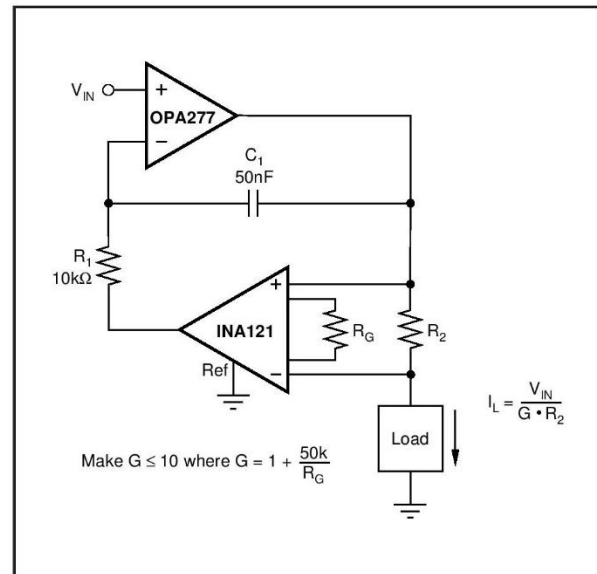


FIGURE 10. Voltage Controlled Current Source.

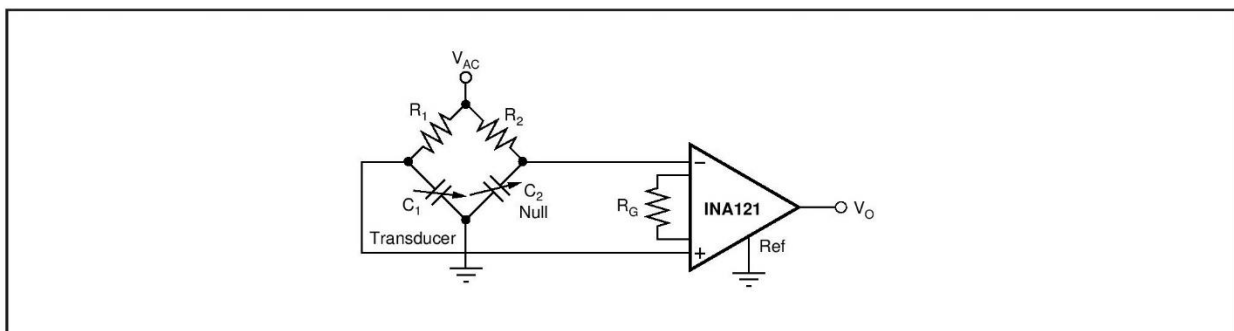


FIGURE 11. Capacitive Bridge Transducer Circuit.

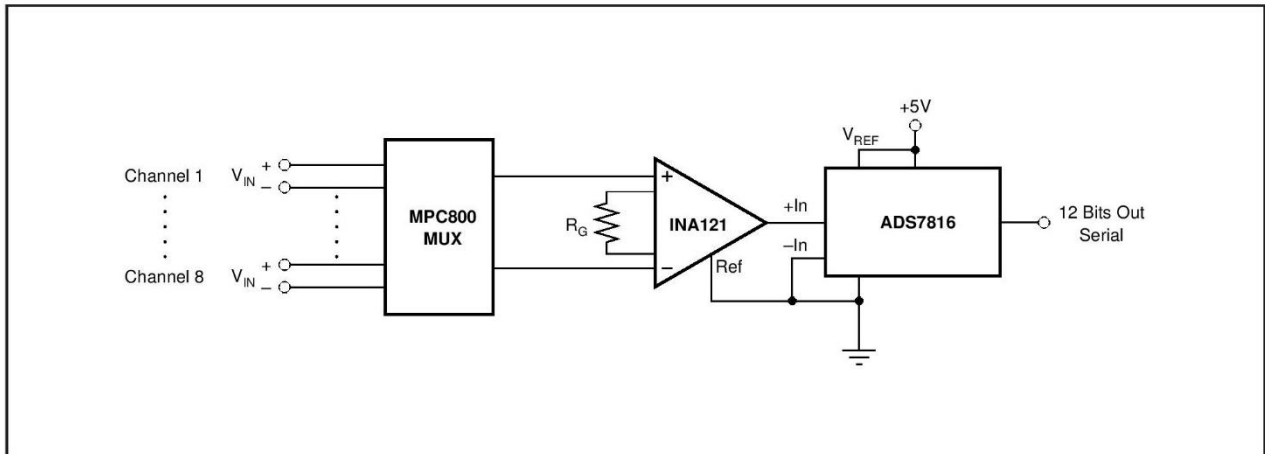


FIGURE 12. Multiplexed-Input Data Acquisition System.

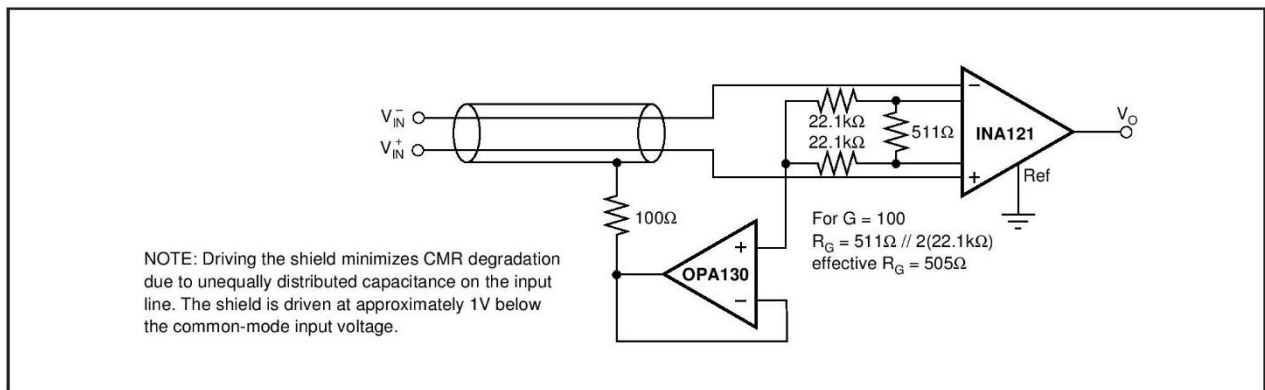


FIGURE 13. Shield Driver Circuit.

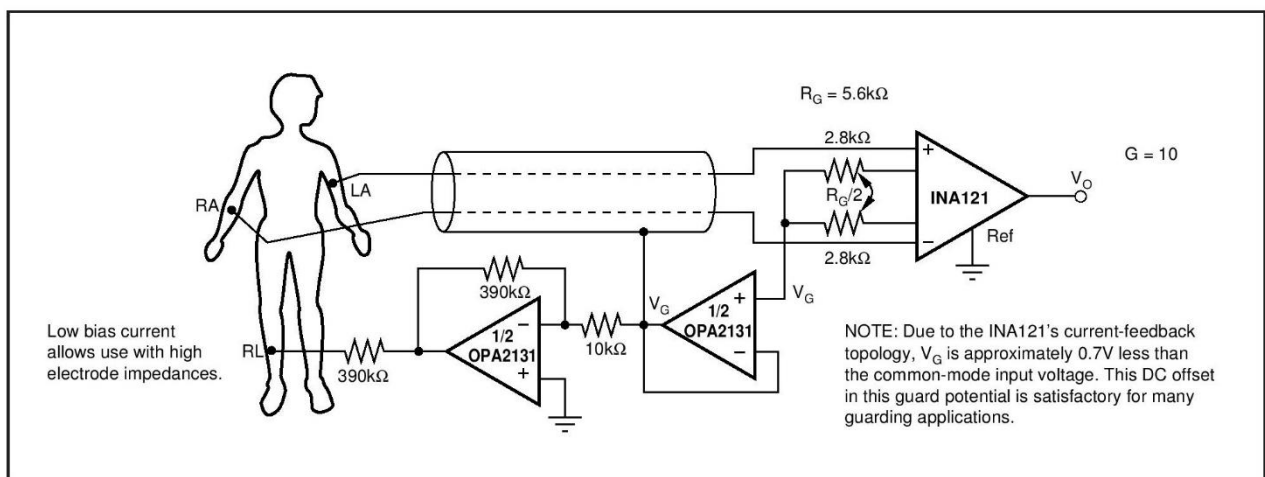


FIGURE 14. ECG Amplifier With Right-Leg Drive.

## ANEXO 6

### SCHMITT TRIGGER INVERTER 4069

# HEF4069UB

Hex inverter

Rev. 8 — 16 November 2011

Product data sheet

## 1. General description

The HEF4069UB is a general purpose hex inverter. Each inverter has a single stage.

It operates over a recommended  $V_{DD}$  power supply range of 3 V to 15 V referenced to  $V_{SS}$  (usually ground). Unused inputs must be connected to  $V_{DD}$ ,  $V_{SS}$ , or another input.

## 2. Features and benefits

- Fully static operation
- 5 V, 10 V, and 15 V parametric ratings
- Standardized symmetrical output characteristics
- Specified from  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  to  $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$  and  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  to  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Complies with JEDEC standard JESD 13-B

## 3. Applications

- Oscillator

## 4. Ordering information

**Table 1. Ordering information**

All types operate from  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  to  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Type number	Package		Version
	Name	Description	
HEF4069UBP	DIP14	plastic dual in-line package; 14 leads (300 mil)	SOT27-1
HEF4069UBT	SO14	plastic small outline package; 14 leads; body width 3.9 mm	SOT108-1
HEF4069UBTT	TSSOP14	plastic thin shrink small outline package; 14 leads; body width 4.4 mm	SOT402-1



## 5. Functional diagram

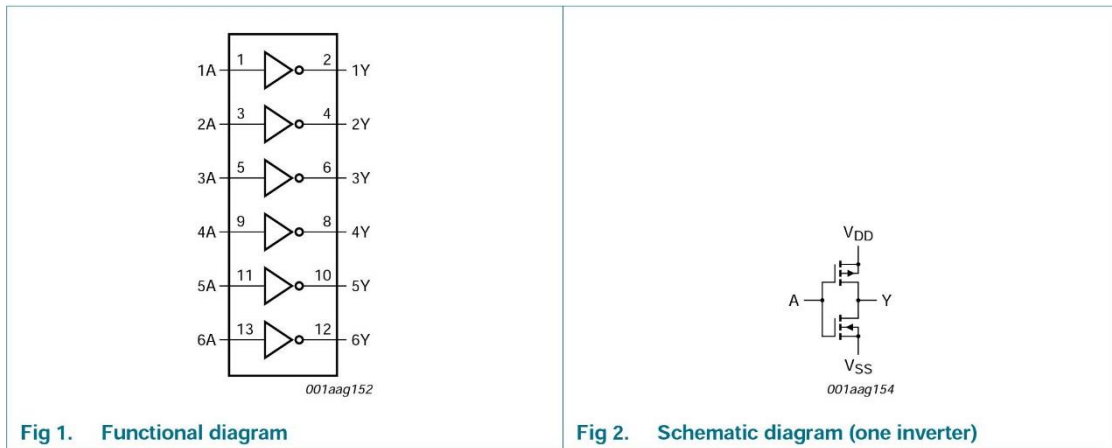


Fig 1. Functional diagram

Fig 2. Schematic diagram (one inverter)

## 6. Pinning information

### 6.1 Pinning

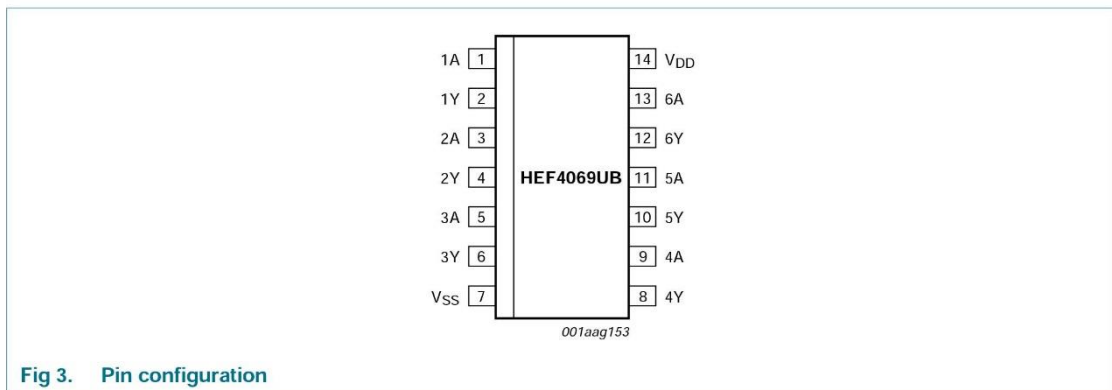


Fig 3. Pin configuration

### 6.2 Pin description

Table 2. Pin description

Symbol	Pin	Description
1A to 6A	1, 3, 5, 9, 11, 13	input
1Y to 6Y	2, 4, 6, 8, 10, 12	output
V <sub>SS</sub>	7	ground (0 V)
V <sub>DD</sub>	14	supply voltage

## 7. Limiting values

**Table 3. Limiting values**

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
$V_{DD}$	supply voltage		-0.5	+18	V
$I_{IK}$	input clamping current	$V_I < -0.5\text{ V}$ or $V_I > V_{DD} + 0.5\text{ V}$	-	$\pm 10$	mA
$V_I$	input voltage		-0.5	$V_{DD} + 0.5$	V
$I_{OK}$	output clamping current	$V_O < -0.5\text{ V}$ or $V_O > V_{DD} + 0.5\text{ V}$	-	$\pm 10$	mA
$I_{I/O}$	input/output current		-	$\pm 10$	mA
$I_{DD}$	supply current		-	50	mA
$T_{stg}$	storage temperature		-65	+150	°C
$T_{amb}$	ambient temperature		-40	+125	°C
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_{amb} = -40\text{ °C}$ to $+125\text{ °C}$			
		DIP14	[1] -	750	mW
		SO14	[2] -	500	mW
		TSSOP14	[3] -	500	mW
P	power dissipation	per output	-	100	mW

[1] For DIP14 packages: above  $T_{amb} = 70\text{ °C}$ ,  $P_{tot}$  derates linearly with 12 mW/K.

[2] For SO14 packages: above  $T_{amb} = 70\text{ °C}$ ,  $P_{tot}$  derates linearly with 8 mW/K.

[3] For TSSOP14 packages: above  $T_{amb} = 60\text{ °C}$ ,  $P_{tot}$  derates linearly with 5.5 mW/K.

## 8. Recommended operating conditions

**Table 4. Recommended operating conditions**

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$V_{DD}$	supply voltage		3	-	15	V
$V_I$	input voltage		0	-	$V_{DD}$	V
$T_{amb}$	ambient temperature	in free air	-40	-	+125	°C

## 9. Static characteristics

**Table 5. Static characteristics**

$V_{SS} = 0\text{ V}$ ;  $V_I = V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ; unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	$V_{DD}$	$T_{amb} = -40\text{ °C}$		$T_{amb} = +25\text{ °C}$		$T_{amb} = +85\text{ °C}$		$T_{amb} = +125\text{ °C}$		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$V_{IH}$	HIGH-level input voltage	$ I_O  < 1\text{ }\mu\text{A}$	5 V	4	-	4	-	4	-	4	-	V
			10 V	8	-	8	-	8	-	8	-	V
			15 V	12.5	-	12.5	-	12.5	-	12.5	-	V
$V_{IL}$	LOW-level input voltage	$ I_O  < 1\text{ }\mu\text{A}$	5 V	-	1	-	1	-	1	-	1	V
			10 V	-	2	-	2	-	2	-	2	V
			15 V	-	2.5	-	2.5	-	2.5	-	2.5	V
$V_{OH}$	HIGH-level output voltage	$ I_O  < 1\text{ }\mu\text{A}$	5 V	4.95	-	4.95	-	4.95	-	4.95	-	V
			10 V	9.95	-	9.95	-	9.95	-	9.95	-	V
			15 V	14.95	-	14.95	-	14.95	-	14.95	-	V
$V_{OL}$	LOW-level output voltage	$ I_O  < 1\text{ }\mu\text{A}$	5 V	-	0.05	-	0.05	-	0.05	-	0.05	V
			10 V	-	0.05	-	0.05	-	0.05	-	0.05	V
			15 V	-	0.05	-	0.05	-	0.05	-	0.05	V
$I_{OH}$	HIGH-level output current	$V_O = 2.5\text{ V}$	5 V	-	-1.7	-	-1.4	-	-1.1	-	-1.1	mA
		$V_O = 4.6\text{ V}$	5 V	-	-0.64	-	-0.5	-	-0.36	-	-0.36	mA
		$V_O = 9.5\text{ V}$	10 V	-	-1.6	-	-1.3	-	-0.9	-	-0.9	mA
		$V_O = 13.5\text{ V}$	15 V	-	-4.2	-	-3.4	-	-2.4	-	-2.4	mA
$I_{OL}$	LOW-level output current	$V_O = 0.4\text{ V}$	5 V	0.64	-	0.5	-	0.36	-	0.36	-	mA
		$V_O = 0.5\text{ V}$	10 V	1.6	-	1.3	-	0.9	-	0.9	-	mA
		$V_O = 1.5\text{ V}$	15 V	4.2	-	3.4	-	2.4	-	2.4	-	mA
$I_I$	input leakage current		15 V	-	$\pm 0.1$	-	$\pm 0.1$	-	$\pm 1.0$	-	$\pm 1.0$	$\mu\text{A}$
$I_{DD}$	supply current	all valid input combinations; $I_O = 0\text{ A}$	5 V	-	0.25	-	0.25	-	7.5	-	7.5	$\mu\text{A}$
			10 V	-	0.5	-	0.5	-	15.0	-	15.0	$\mu\text{A}$
			15 V	-	1.0	-	1.0	-	30.0	-	30.0	$\mu\text{A}$
$C_I$	input capacitance	digital inputs		-	-	-	7.5	-	-	-	pF	

## 10. Dynamic characteristics

**Table 6. Dynamic characteristics**

$T_{amb} = 25\text{ °C}$ ; for waveforms see [Figure 4](#); for test circuit see [Figure 5](#).

Symbol	Parameter	Conditions	$V_{DD}$	Extrapolation formula <sup>[1]</sup>	Min	Typ	Max	Unit
$t_{PHL}$	HIGH to LOW propagation delay	nA to nY;	5 V	$18\text{ ns} + (0.55\text{ ns/pF})C_L$	-	45	90	ns
			10 V	$9\text{ ns} + (0.23\text{ ns/pF})C_L$	-	20	40	ns
			15 V	$7\text{ ns} + (0.16\text{ ns/pF})C_L$	-	15	25	ns
$t_{PLH}$	LOW to HIGH propagation delay	nA to nY	5 V	$13\text{ ns} + (0.55\text{ ns/pF})C_L$	-	40	80	ns
			10 V	$9\text{ ns} + (0.23\text{ ns/pF})C_L$	-	20	40	ns
			15 V	$7\text{ ns} + (0.16\text{ ns/pF})C_L$	-	15	30	ns
$t_{THL}$	HIGH to LOW output transition time	output nY	5 V	$10\text{ ns} + (1.00\text{ ns/pF})C_L$	-	60	120	ns
			10 V	$9\text{ ns} + (0.42\text{ ns/pF})C_L$	-	30	60	ns
			15 V	$6\text{ ns} + (0.28\text{ ns/pF})C_L$	-	20	40	ns
$t_{TLH}$	LOW to HIGH output transition time	output nY	5 V	$10\text{ ns} + (1.00\text{ ns/pF})C_L$	-	60	120	ns
			10 V	$9\text{ ns} + (0.42\text{ ns/pF})C_L$	-	30	60	ns
			15 V	$6\text{ ns} + (0.28\text{ ns/pF})C_L$	-	20	40	ns

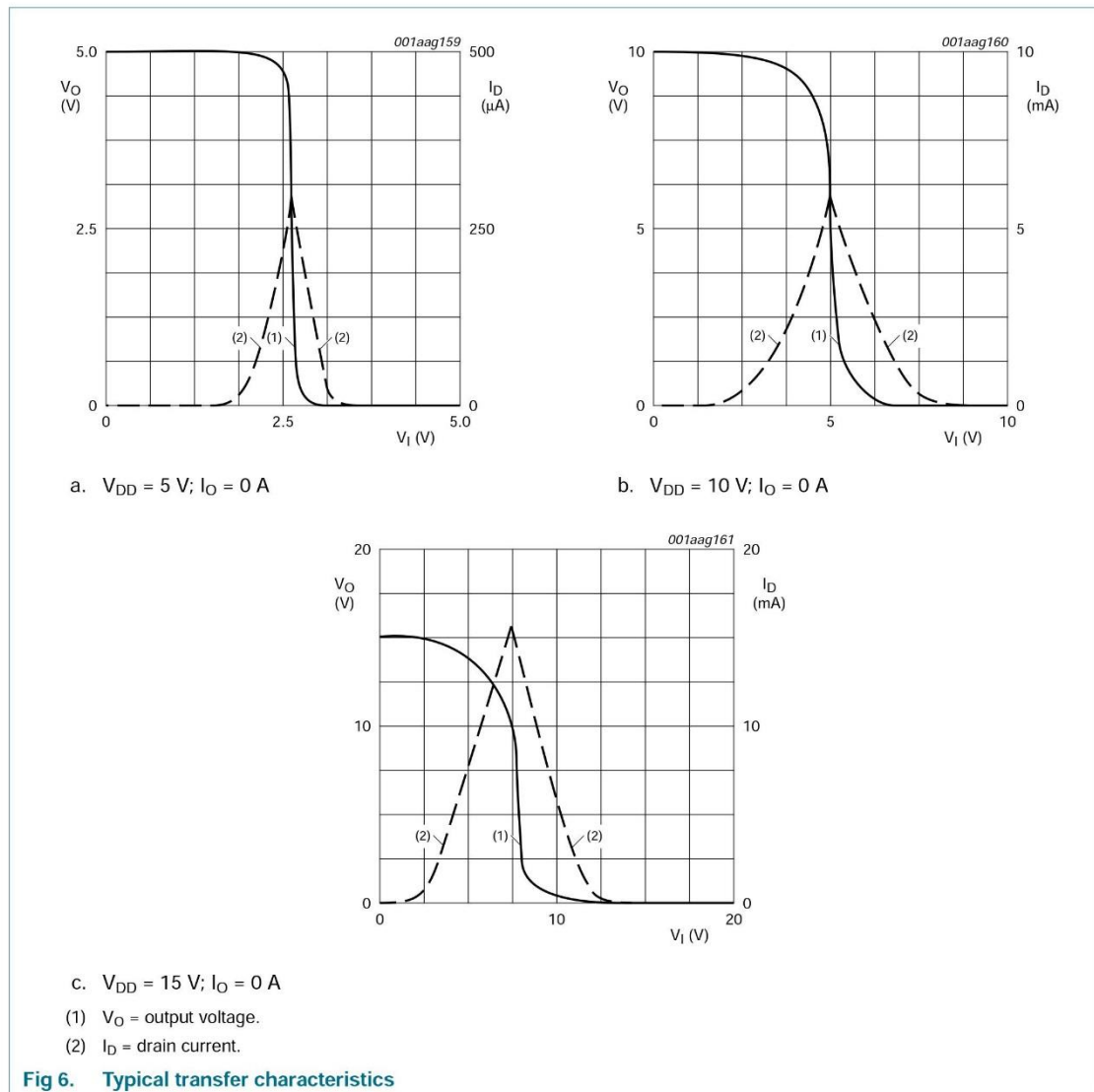
[1] The typical value of the propagation delay and output transition time can be calculated with the extrapolation formula ( $C_L$  in pF).

**Table 7. Dynamic power dissipation**

$V_{SS} = 0\text{ V}$ ;  $t_r = t_f \leq 20\text{ ns}$ ;  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ .

Symbol	Parameter	$V_{DD}$	Typical formula	Where
$P_D$	dynamic power dissipation	5 V	$P_D = 600 \times f_i + \Sigma(f_o \times C_L) \times V_{DD}^2$ ( $\mu\text{W}$ )	$f_i$ = input frequency in MHz;
		10 V	$P_D = 4000 \times f_i + \Sigma(f_o \times C_L) \times V_{DD}^2$ ( $\mu\text{W}$ )	$f_o$ = output frequency in MHz;
		15 V	$P_D = 22000 \times f_i + \Sigma(f_o \times C_L) \times V_{DD}^2$ ( $\mu\text{W}$ )	$C_L$ = output load capacitance in pF; $\Sigma(f_o \times C_L)$ = sum of the outputs; $V_{DD}$ = supply voltage in V.

11.1 Transfer characteristics



## 12. Application information

Some examples of applications for the HEF4069UB.

Figure 7 shows an astable relaxation oscillator using two HEF4069UB inverters and 2 BAW62 diodes. The oscillation frequency is mainly determined by  $R1 \times C1$ , provided  $R1 \ll R2$  and  $R2 \times C2 \ll R1 \times C1$ .

The function of R2 is to minimize the influence of the forward voltage across the protection diodes on the frequency; C2 is a stray (parasitic) capacitance.

The period  $T_p$  is given by  $T_p = T_1 + T_2$ ,

where:

$$T_1 = -R1C1 \ln \frac{V_{DD} + V_{ST}}{V_{ST}}$$

$$T_2 = -R1C1 \ln \frac{2V_{DD} - V_{ST}}{V_{DD} - V_{ST}}$$

$V_{ST}$  = the signal threshold level of the inverter.

The period is fairly independent of  $V_{DD}$ ,  $V_{ST}$  and temperature. The duty factor, however, is influenced by  $V_{ST}$ .

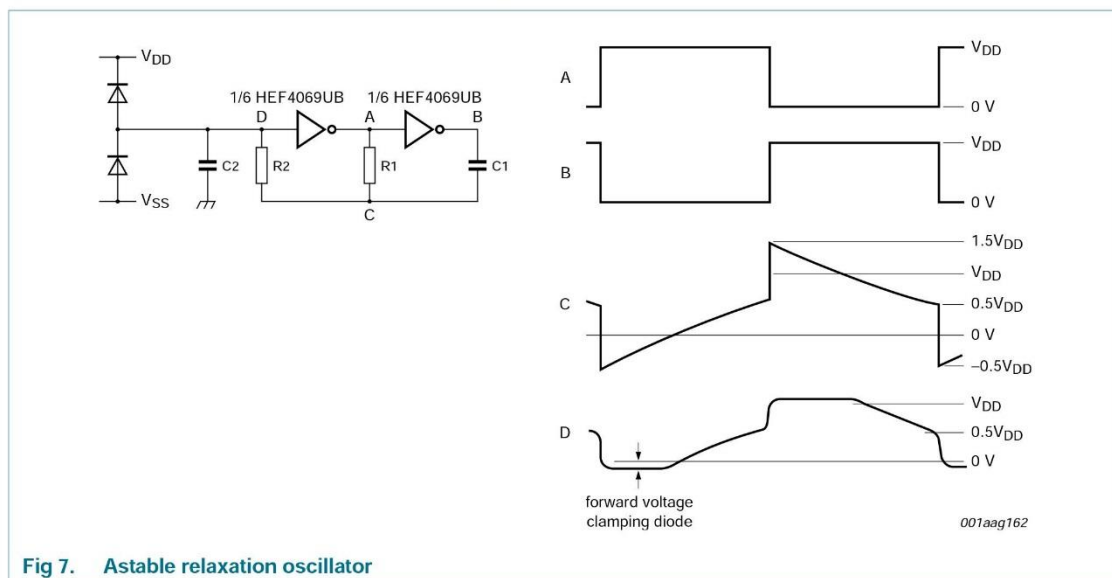
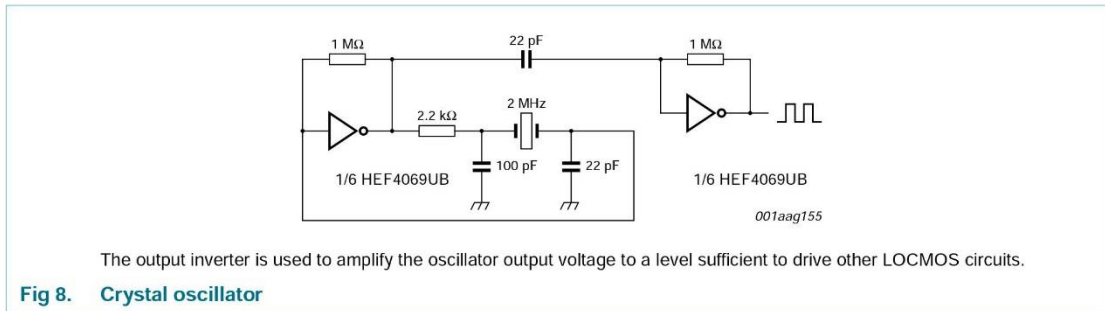


Fig 7. Astable relaxation oscillator

Figure 8 shows a crystal oscillator for frequencies up to 10 MHz using two HEF4069UB inverters. The second inverter amplifies the oscillator output voltage to a level sufficient to drive other Local Oxidation CMOS (LOCMOS) circuits.



The output inverter is used to amplify the oscillator output voltage to a level sufficient to drive other LOCMOS circuits.

Fig 8. Crystal oscillator

Figure 9 and Figure 10 show voltage gain and supply current. Figure 11 shows the test set-up and an example of an analog amplifier using one HEF4069UB.

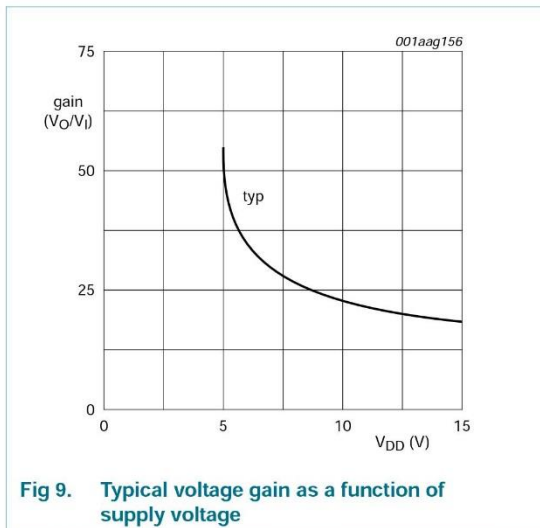


Fig 9. Typical voltage gain as a function of supply voltage

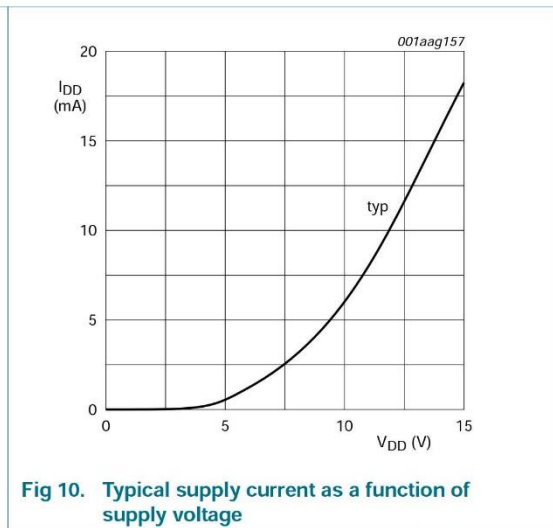


Fig 10. Typical supply current as a function of supply voltage

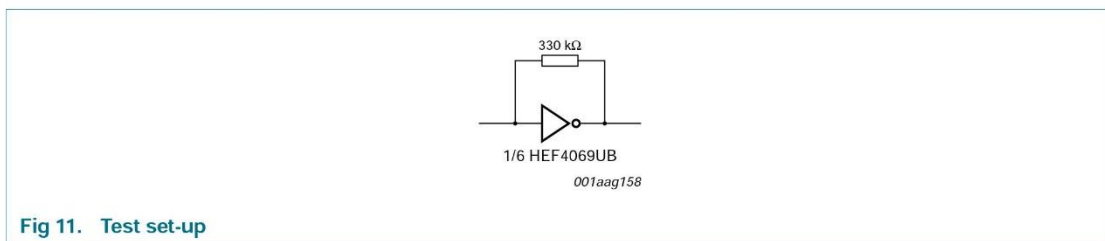


Fig 11. Test set-up

ANEXO 7

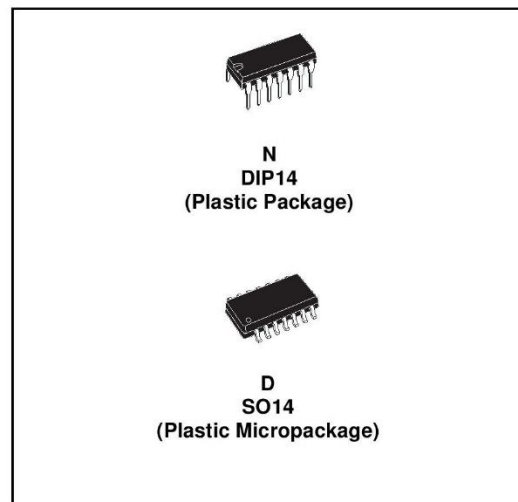
TL074



TL074  
TL074A - TL074B

LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC^+}$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE  $e_n = 15nV/\sqrt{Hz}$  (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $13V/\mu s$  (typ)



DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

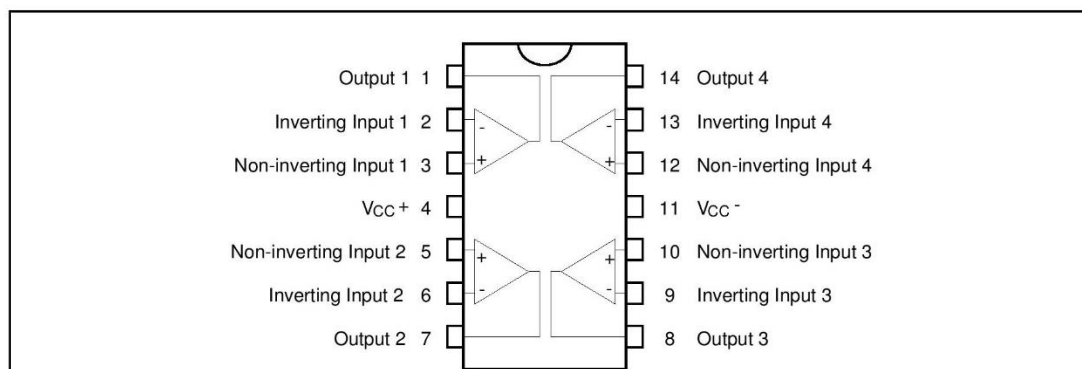
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL074M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL074I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL074C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

**Example** : TL074IN

N = Dual in Line Package (DIP)  
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

PIN CONNECTIONS (top view)

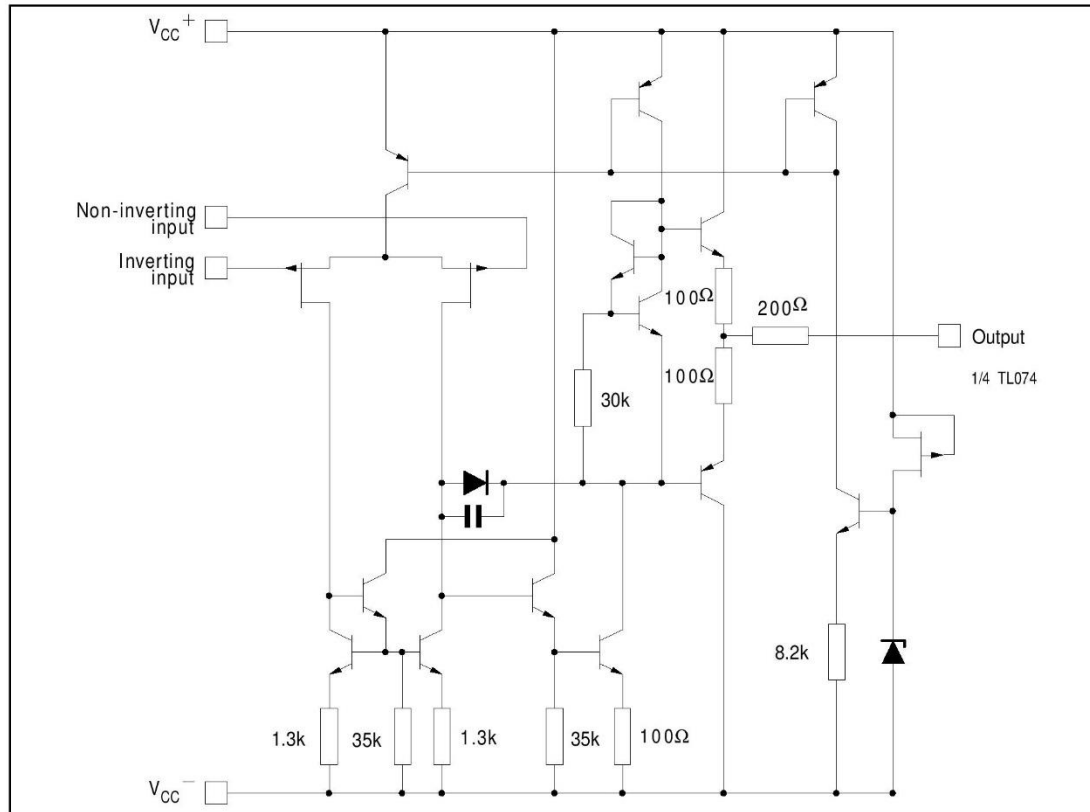


March 2001

1/11

**TL074- TL074A - TL074B**

**SCHEMATIC DIAGRAM**



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	TL074M, AM, BM	TL074I, AI, BI	TL074C, AC, BC	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage - note <sup>1)</sup>	±18			V
$V_i$	Input Voltage - note <sup>2)</sup>	±15			V
$V_{id}$	Differential Input Voltage - note <sup>3)</sup>	±30			V
$P_{tot}$	Power Dissipation	680			mW
	Output Short-circuit Duration - note <sup>4)</sup>	Infinite			
$T_{oper}$	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

TL074 - TL074A - TL074B

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$V_{CC} = \pm 15V$ ,  $T_{amb} = +25^{\circ}C$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{io}$	Input Offset Voltage ( $R_S = 50\Omega$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$		3	10		3	10	mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1	3			13	
$DV_{io}$	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
$I_{io}$	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$		5	100		5	100	pA nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			4			10	
$I_{ib}$	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$		20	200		30	200	pA nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			20			20	
$A_{vd}$	Large Signal Voltage Gain ( $R_L = 2k\Omega$ , $V_o = \pm 10V$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	50	200		25	200		V/mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	25			15			
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_S = 50\Omega$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
$I_{CC}$	Supply Current, no load, per amplifier $T_{amb} = +25^{\circ}C$		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			2.5			2.5	
$V_{icm}$	Input Common Mode Voltage Range	$\pm 11$	+15 -12		$\pm 11$	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ( $R_S = 50\Omega$ ) $T_{amb} = +25^{\circ}C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
$I_{os}$	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$	10	40	60	10	40	60	mA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10		60	10		60	
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$	10	12		10	12		V
	$RL = 2k\Omega$	12	13.5		12	13.5		
	$RL = 10k\Omega$	10			10			
	$RL = 10k\Omega$	12			12			
SR	Slew Rate ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 10V$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , unity gain	8	13		8	13		V/ $\mu s$
$t_r$	Rise Time ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , unity gain		0.1			0.1		$\mu s$
$K_{ov}$	Overshoot ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 20mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $V_{in} = 10mV$ , $R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$ , $f = 100kHz$	2	3		2	3		MHz
$R_i$	Input Resistance		$10^{12}$			$10^{12}$		$\Omega$



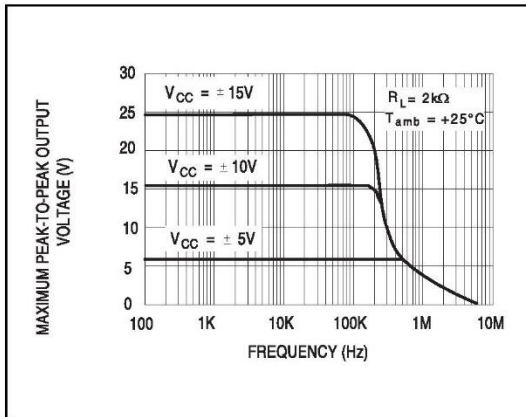
**TL074- TL074A - TL074B**

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ( $T_{amb} = +25^{\circ}C$ ) $f = 1kHz, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF, A_v = 20dB,$ $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega, f = 1KHz$		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
$\phi_m$	Phase Margin		45			45		degrees
$V_{o1}/V_{o2}$	Channel separation $A_v = 100$		120			120		dB

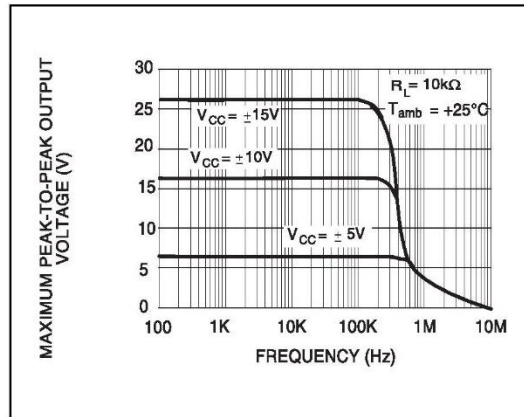
1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^{\circ}C$  increase in the junction temperature.

TL074 - TL074A - TL074B

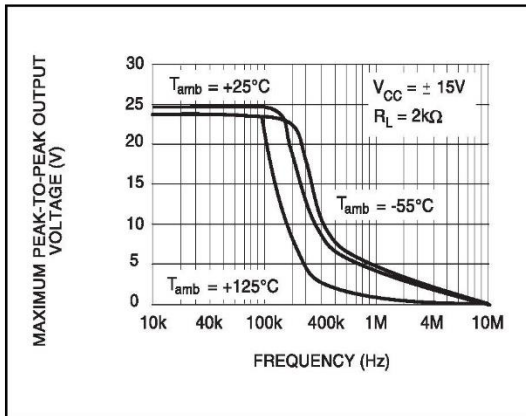
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT  
VOLTAGE versus FREQUENCY



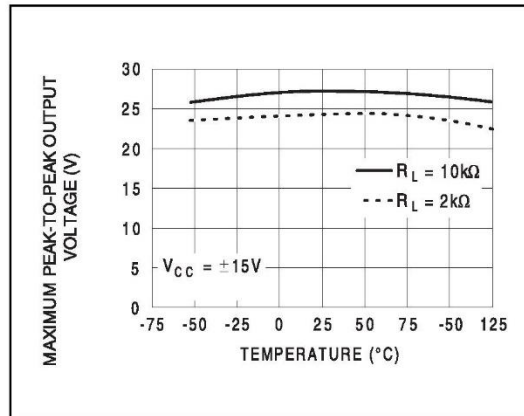
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT  
VOLTAGE versus FREQUENCY



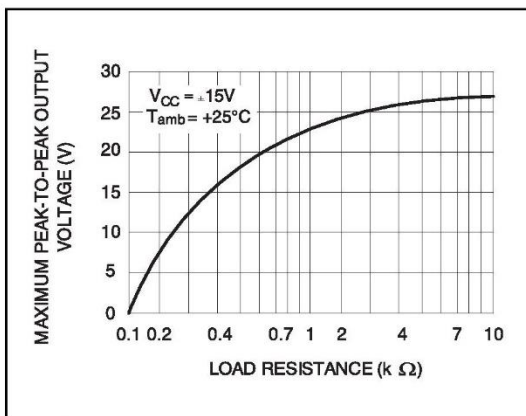
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT  
VOLTAGE versus FREQUENCY



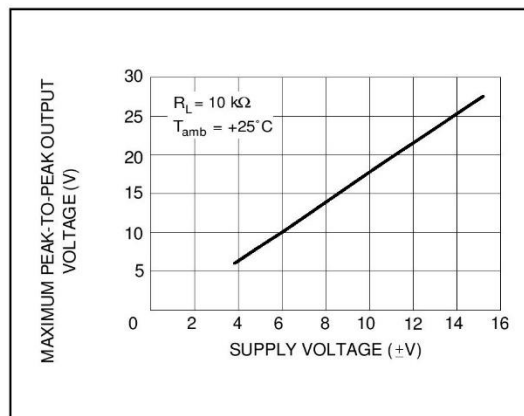
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT  
VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT  
VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE

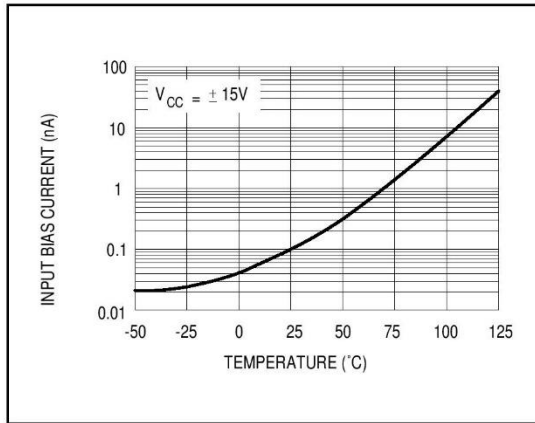


MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT  
VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

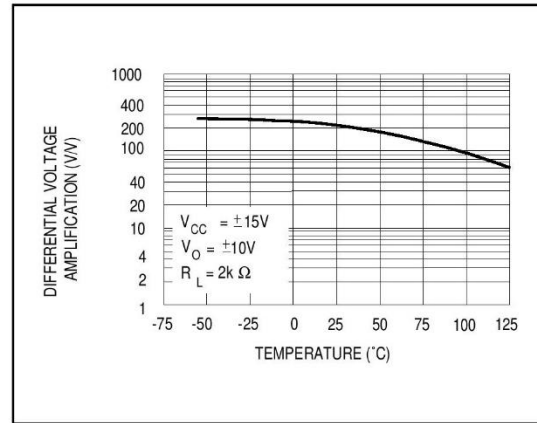


**TL074- TL074A - TL074B**

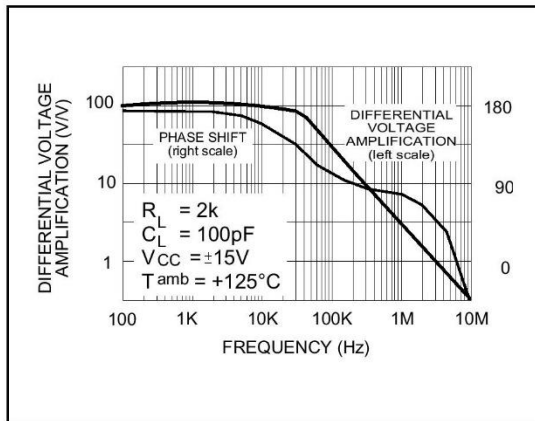
**INPUT BIAS CURRENT versus FREE AIR TEMPERATURE**



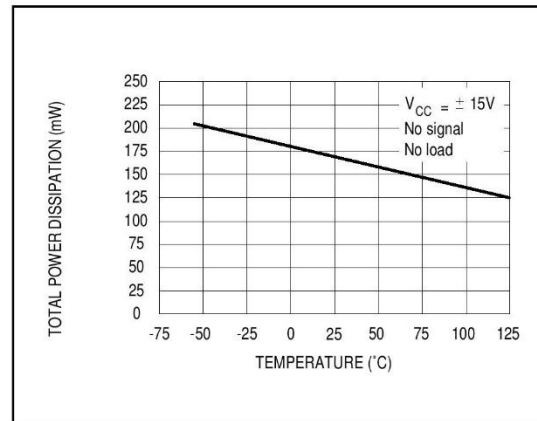
**LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.**



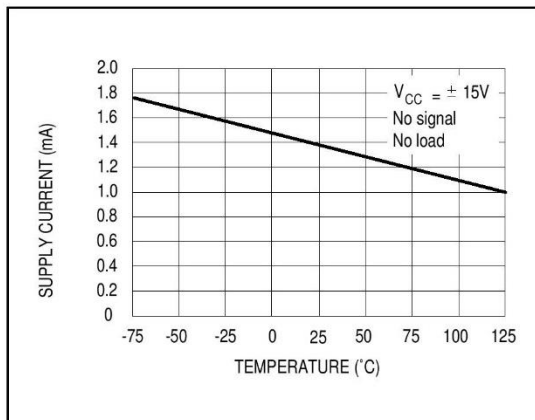
**LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY**



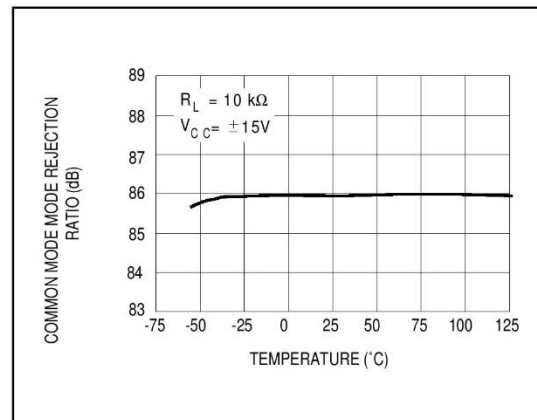
**TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE**



**SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus FREE AIR TEMPERATURE**

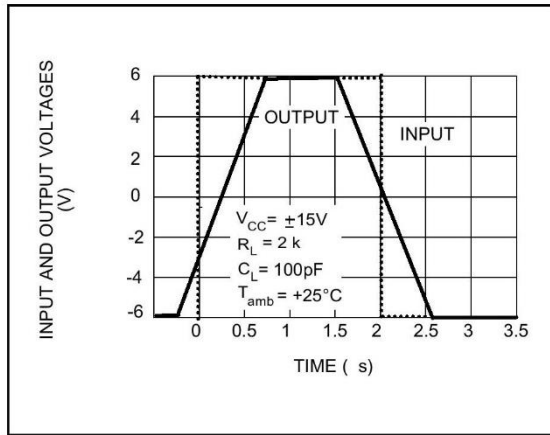


**COMMON MODE REJECTION RATIO versus FREE AIR TEMPERATURE**

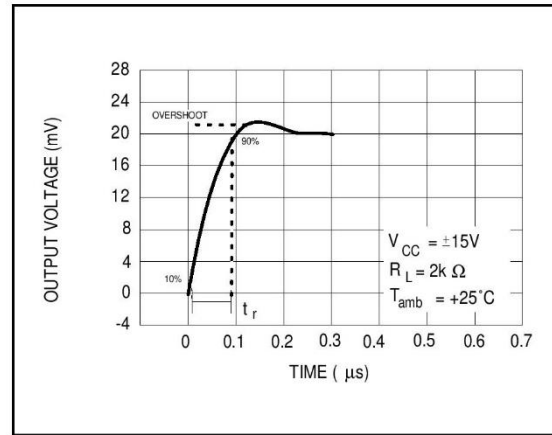


TL074 - TL074A - TL074B

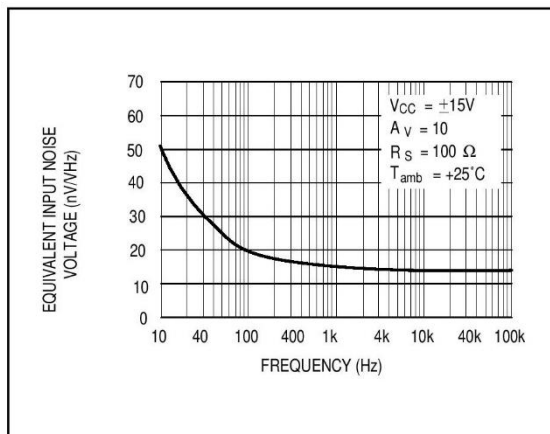
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



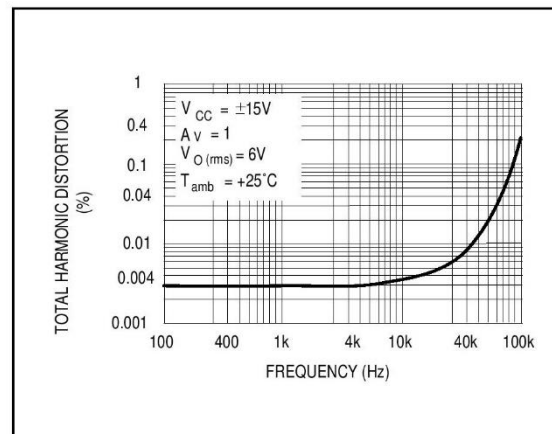
OUTPUT VOLTAGE versus ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY



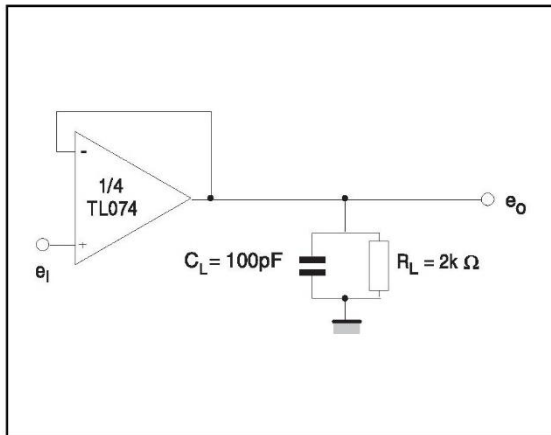
TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



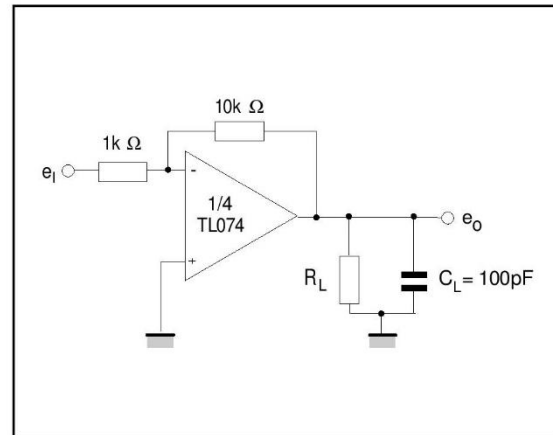
**TL074- TL074A - TL074B**

**PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION**

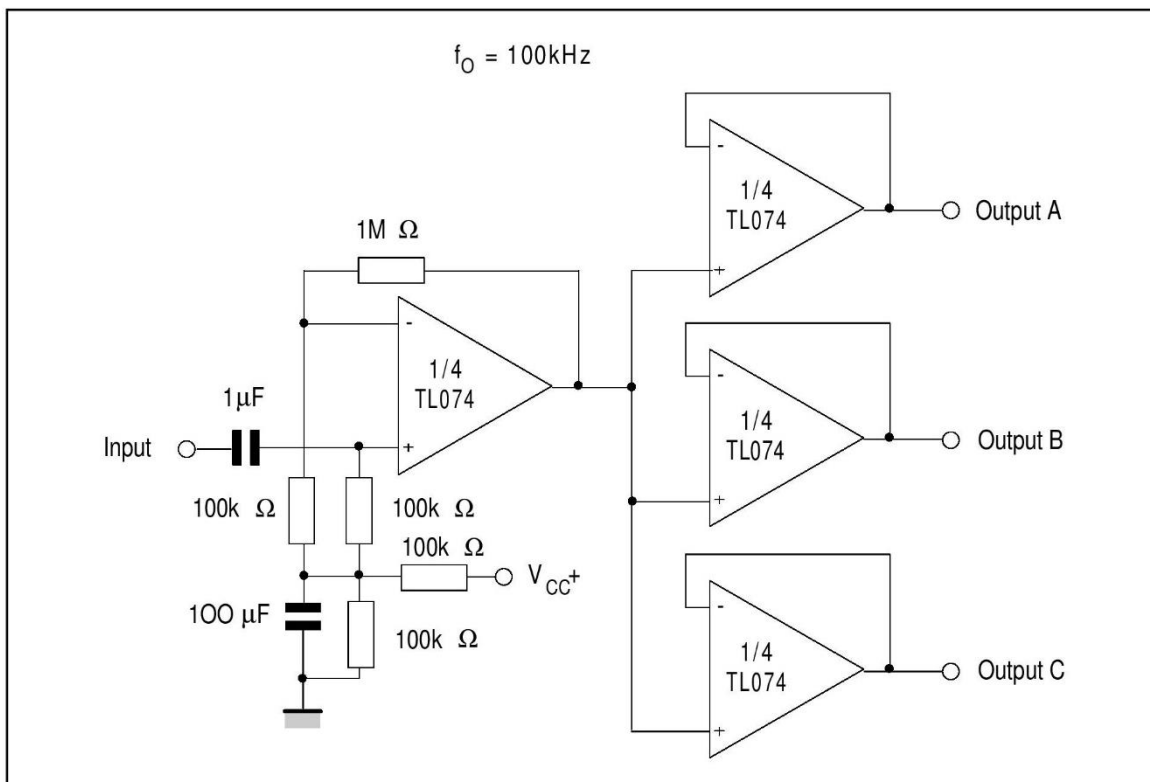
**Figure 1 :** Voltage Follower



**Figure 2 :** Gain-of-10 Inverting Amplifier



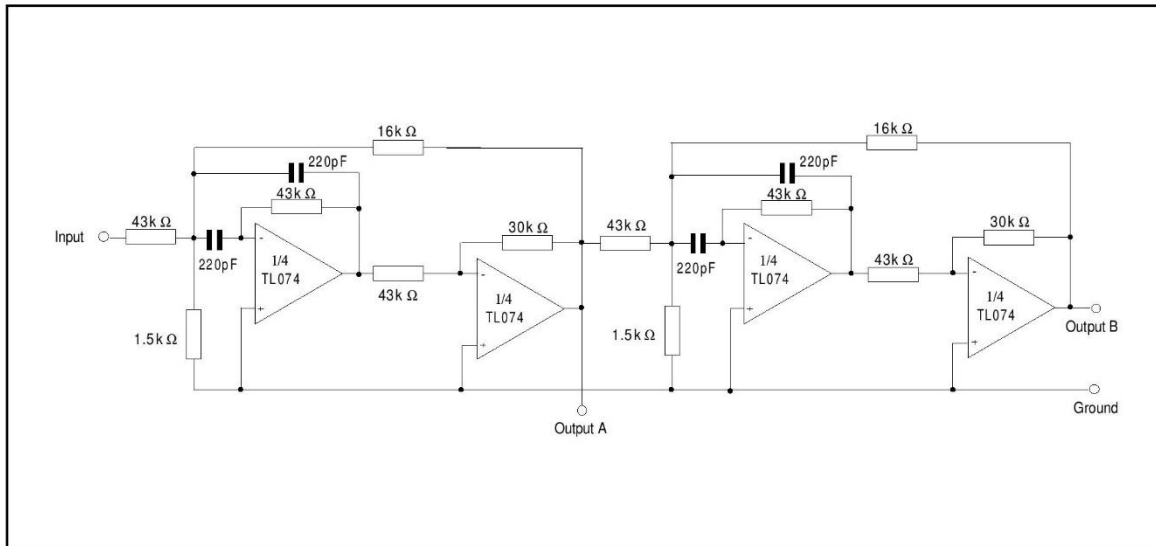
**TYPICAL APPLICATIONS**  
AUDIO DISTRIBUTION AMPLIFIER



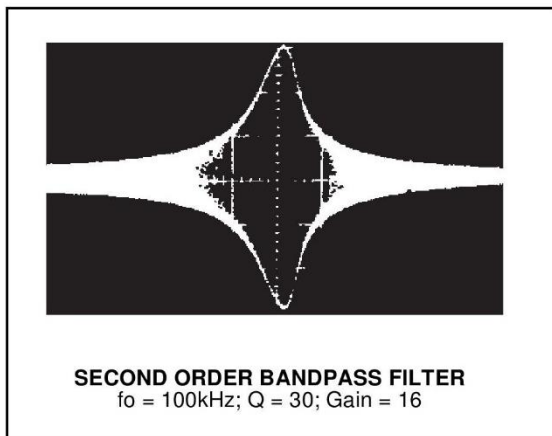
TL074 - TL074A - TL074B

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

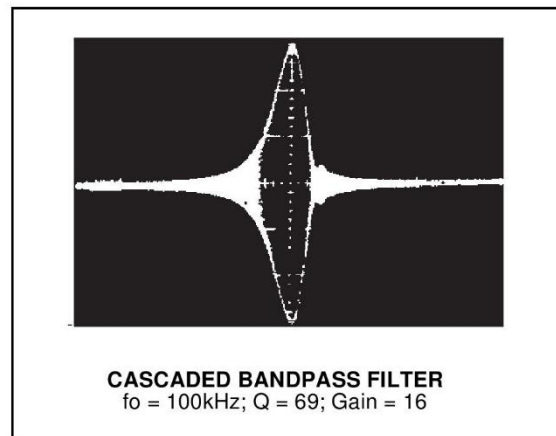
POSITIVE FEEDBACK BANDPASS FILTER



OUTPUT A



OUTPUT B



## ANEXO 8

### PIC 16F876A DEVICE OVERVIEW



# PIC16F87XA

## 28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers

### Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873A
- PIC16F874A
- PIC16F876A
- PIC16F877A

### 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 other 28-pin or 40/44-pin PIC16CXXX and PIC16FXXX microcontrollers

### 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
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master mode) and I<sup>2</sup>C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address detection
- Parallel Slave Port (PSP) – 8 bits wide with external  $\overline{RD}$ ,  $\overline{WR}$  and  $\overline{CS}$  controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)

### Analog Features:

- 10-bit, up to 8-channel Analog-to-Digital Converter (A/D)
- Brown-out Reset (BOR)
- Analog Comparator module with:
  - Two analog comparators
  - Programmable on-chip voltage reference (VREF) module
  - Programmable input multiplexing from device inputs and internal voltage reference
  - Comparator outputs are externally accessible

### Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Data EEPROM Retention > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving Sleep mode
- Selectable oscillator options
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

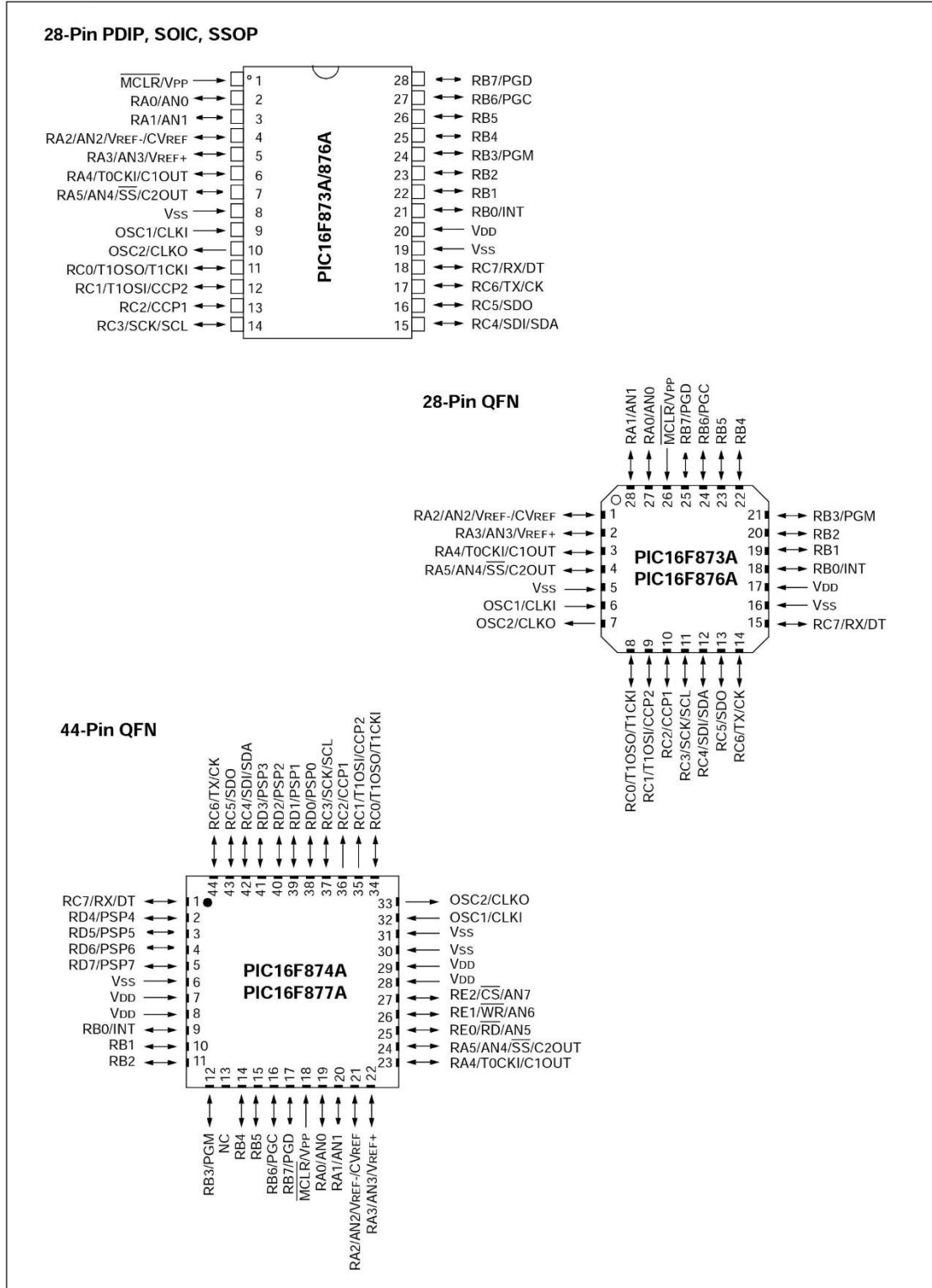
### CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash/EEPROM technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low-power consumption

Device	Program Memory		Data SRAM (Bytes)	EEPROM (Bytes)	I/O	10-bit A/D (ch)	CCP (PWM)	MSSP		USART	Timers 8/16-bit	Comparators
	Bytes	# Single Word Instructions						SPI	Master I <sup>2</sup> C			
PIC16F873A	7.2K	4096	192	128	22	5	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F874A	7.2K	4096	192	128	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F876A	14.3K	8192	368	256	22	5	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F877A	14.3K	8192	368	256	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2

# PIC16F87XA

## Pin Diagrams



# PIC16F87XA

## 1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device specific information about the following devices:

- PIC16F873A
- PIC16F874A
- PIC16F876A
- PIC16F877A

PIC16F873A/876A devices are available only in 28-pin packages, while PIC16F874A/877A devices are available in 40-pin and 44-pin packages. All devices in the PIC16F87XA family share common architecture with the following differences:

- The PIC16F873A and PIC16F874A have one-half of the total on-chip memory of the PIC16F876A and PIC16F877A
- The 28-pin devices have three I/O ports, while the 40/44-pin devices have five
- The 28-pin devices have fourteen interrupts, while the 40/44-pin devices have fifteen
- The 28-pin devices have five A/D input channels, while the 40/44-pin devices have eight
- The Parallel Slave Port is implemented only on the 40/44-pin devices

The available features are summarized in Table 1-1. Block diagrams of the PIC16F873A/876A and PIC16F874A/877A devices are provided in Figure 1-1 and Figure 1-2, respectively. The pinouts for these device families are listed in Table 1-2 and Table 1-3.

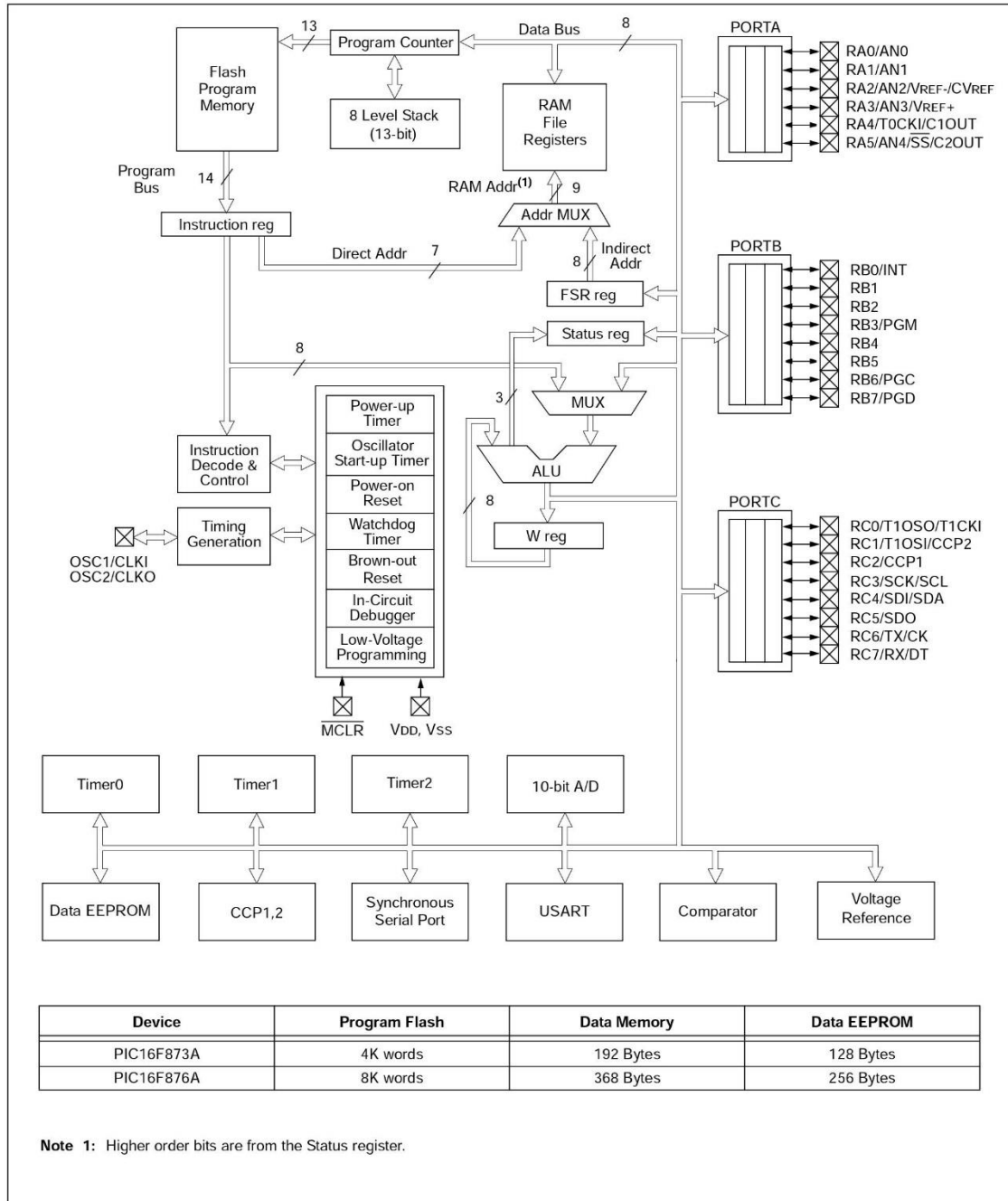
Additional information may be found in the PICmicro® Mid-Range Reference Manual (DS33023), which may be obtained from your local Microchip Sales Representative or downloaded from the Microchip web site. The Reference Manual should be considered a complementary document to this data sheet and is highly recommended reading for a better understanding of the device architecture and operation of the peripheral modules.

**TABLE 1-1: PIC16F87XA DEVICE FEATURES**

Key Features	PIC16F873A	PIC16F874A	PIC16F876A	PIC16F877A
Operating Frequency	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz
Resets (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
Flash Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory (bytes)	128	128	256	256
Interrupts	14	15	14	15
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Analog Comparators	2	2	2	2
Instruction Set	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions
Packages	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN

# PIC16F87XA

FIGURE 1-1: PIC16F873A/876A BLOCK DIAGRAM



# PIC16F87XA

TABLE 1-2: PIC16F873A/876A PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	PDIP, SOIC, SSOP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKI OSC1 CLKI	9	6	I I	ST/CMOS <sup>(3)</sup>	Oscillator crystal or external clock input. Oscillator crystal input or external clock source input. ST buffer when configured in RC mode; otherwise CMOS. External clock source input. Always associated with pin function OSC1 (see OSC1/CLKI, OSC2/CLKO pins).
OSC2/CLKO OSC2 CLKO	10	7	O O	—	Oscillator crystal or clock output. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. In RC mode, OSC2 pin outputs CLKO, which has 1/4 the frequency of OSC1 and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP MCLR VPP	1	26	I P	ST	Master Clear (input) or programming voltage (output). Master Clear (Reset) input. This pin is an active low Reset to the device. Programming voltage input.
RA0/AN0 RA0 AN0	2	27	I/O I	TTL	PORTA is a bidirectional I/O port.  Digital I/O. Analog input 0.
RA1/AN1 RA1 AN1	3	28	I/O I	TTL	Digital I/O. Analog input 1.
RA2/AN2/VREF-/ CVREF RA2 AN2 VREF- CVREF	4	1	I/O I I O	TTL	Digital I/O. Analog input 2. A/D reference voltage (Low) input. Comparator VREF output.
RA3/AN3/VREF+ RA3 AN3 VREF+	5	2	I/O I I	TTL	Digital I/O. Analog input 3. A/D reference voltage (High) input.
RA4/T0CKI/C1OUT RA4 T0CKI C1OUT	6	3	I/O I O	ST	Digital I/O – Open-drain when configured as output. Timer0 external clock input. Comparator 1 output.
RA5/AN4/SS/C2OUT RA5 AN4 SS C2OUT	7	4	I/O I I O	TTL	Digital I/O. Analog input 4. SPI slave select input. Comparator 2 output.

**Legend:** I = input      O = output      I/O = input/output      P = power  
— = Not used      TTL = TTL input      ST = Schmitt Trigger input

- Note** 1: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.  
2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.  
3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.

## PIC16F87XA

**TABLE 1-2: PIC16F873A/876A PINOUT DESCRIPTION (CONTINUED)**

Pin Name	PDIP, SOIC, SSOP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
RB0/INT RB0 INT	21	18	I/O I	TTL/ST <sup>(1)</sup>	PORTB is a bidirectional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs.  Digital I/O. External interrupt.
RB1	22	19	I/O	TTL	Digital I/O.
RB2	23	20	I/O	TTL	Digital I/O.
RB3/PGM RB3 PGM	24	21	I/O I	TTL	Digital I/O. Low-voltage (single-supply) ICSP programming enable pin.
RB4	25	22	I/O	TTL	Digital I/O.
RB5	26	23	I/O	TTL	Digital I/O.
RB6/PGC RB6 PGC	27	24	I/O I	TTL/ST <sup>(2)</sup>	Digital I/O. In-circuit debugger and ICSP programming clock.
RB7/PGD RB7 PGD	28	25	I/O I/O	TTL/ST <sup>(2)</sup>	Digital I/O. In-circuit debugger and ICSP programming data.
RC0/T1OSO/T1CKI RC0 T1OSO T1CKI	11	8	I/O O I	ST	PORTC is a bidirectional I/O port.  Digital I/O. Timer1 oscillator output. Timer1 external clock input.
RC1/T1OSI/CCP2 RC1 T1OSI CCP2	12	9	I/O I I/O	ST	Digital I/O. Timer1 oscillator input. Capture2 input, Compare2 output, PWM2 output.
RC2/CCP1 RC2 CCP1	13	10	I/O I/O	ST	Digital I/O. Capture1 input, Compare1 output, PWM1 output.
RC3/SCK/SCL RC3 SCK SCL	14	11	I/O I/O I/O	ST	Digital I/O. Synchronous serial clock input/output for SPI mode. Synchronous serial clock input/output for I <sup>2</sup> C mode.
RC4/SDI/SDA RC4 SDI SDA	15	12	I/O I I/O	ST	Digital I/O. SPI data in. I <sup>2</sup> C data I/O.
RC5/SDO RC5 SDO	16	13	I/O O	ST	Digital I/O. SPI data out.
RC6/TX/CK RC6 TX CK	17	14	I/O O I/O	ST	Digital I/O. USART asynchronous transmit. USART1 synchronous clock.
RC7/RX/DT RC7 RX DT	18	15	I/O I I/O	ST	Digital I/O. USART asynchronous receive. USART synchronous data.
VSS	8, 19	5, 6	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	20	17	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.

**Legend:** I = input      O = output      I/O = input/output      P = power  
— = Not used      TTL = TTL input      ST = Schmitt Trigger input

- Note 1:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.  
**2:** This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.  
**3:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.

ANEXO 9

IRF 830



IRF830

N - CHANNEL 500V - 1.35W - 4.5A - TO-220  
PowerMESH<sup>®</sup> MOSFET

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF830	500 V	< 1.5 W	4.5 A

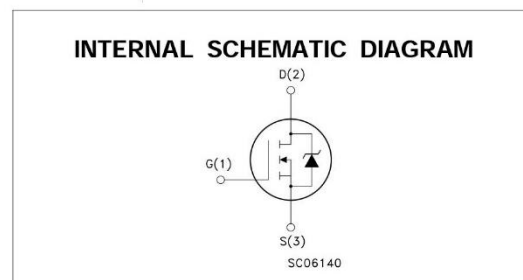
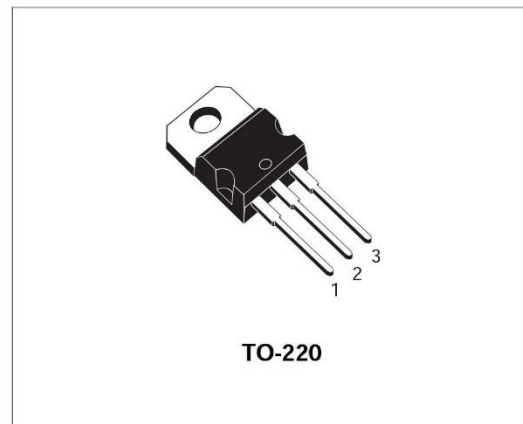
- n TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 1.35 W
- n EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- n 100% AVALANCHE TESTED
- n VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- n GATE CHARGE MINIMIZED

**DESCRIPTION**

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY<sup>®</sup> process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

**APPLICATIONS**

- n HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- n SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- n DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVER



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	500	V
V <sub>DGR</sub>	Drain- gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 kW)	500	V
V <sub>GS</sub>	Gate-source Voltage	± 20	V
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 25 °C	4.5	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 100 °C	2.9	A
I <sub>DM</sub> (·)	Drain Current (pulsed)	18	A
P <sub>tot</sub>	Total Dissipation at T <sub>c</sub> = 25 °C	100	W
	Derating Factor	0.8	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(·) Pulse width limited by safe operating area (1) I<sub>SD</sub> ≤ 4.5A, di/dt ≤ 75 A/nA, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub> ≤ T<sub>JMAX</sub>  
First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

## IRF830

### THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.25	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	$^{\circ}C/W$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5	$^{\circ}C/W$
$T_l$	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}C$

### AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
$I_{AR}$	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by $T_j$ max)	4.5	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$ , $I_D = I_{AR}$ , $V_{DD} = 50 V$ )	290	mJ

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

#### OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 mA$ $V_{GS} = 0$	500			V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}C$			1 50	$mA$ $mA$
$I_{GSS}$	Gate-body Leakage Current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20 V$			$\pm 100$	nA

#### ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250 mA$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 2.7 A$		1.35	1.5	W
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10 V$	4.5			A

#### DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 2.7 A$	2.5			S
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25 V$ $f = 1 MHz$ $V_{GS} = 0$		610		pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			120		pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance			10		pF

IRF830

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ $t_r$	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 2.9\text{ A}$ $R_G = 4.7\text{ }\Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		11.5 8		ns ns
$Q_g$ $Q_{gs}$ $Q_{gd}$	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 3\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		22 7.2 8	30	nC nC nC

SWITCHING OFF

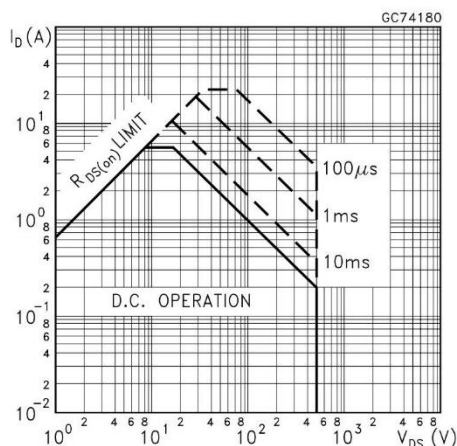
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_r(V_{off})$ $t_f$ $t_c$	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 4.5\text{ A}$ $R_G = 4.7\text{ }\Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		7 5 15		ns ns ns

SOURCE DRAIN DIODE

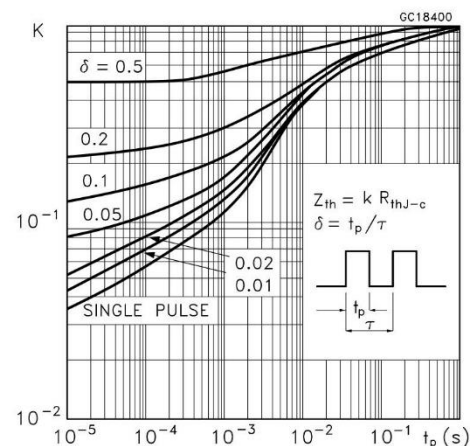
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$ $I_{SDM}(\cdot)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				4.5 18	A A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 4.5\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
$t_{rr}$ $Q_{rr}$ $I_{RRM}$	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	$I_{SD} = 4.5\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 5)		435 3.3 15		ns nC A

(\*) Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %  
( $\cdot$ ) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area

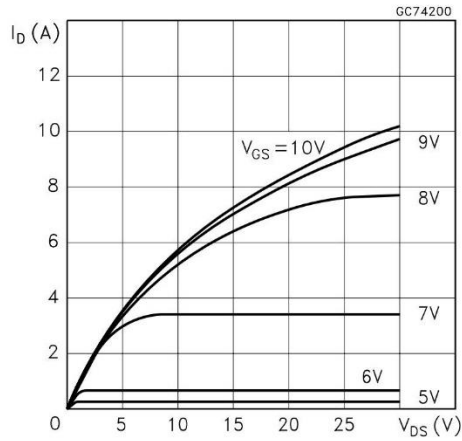


Thermal Impedance

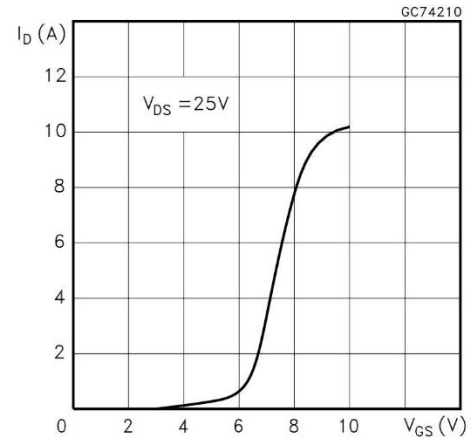


**IRF830**

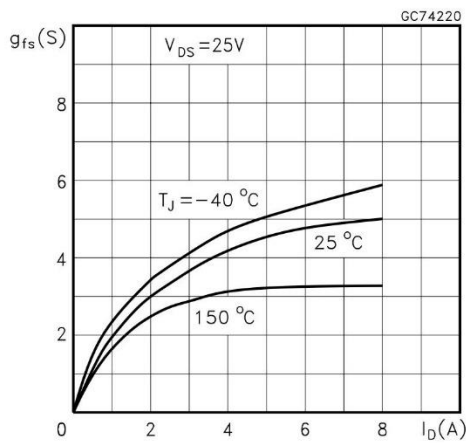
Output Characteristics



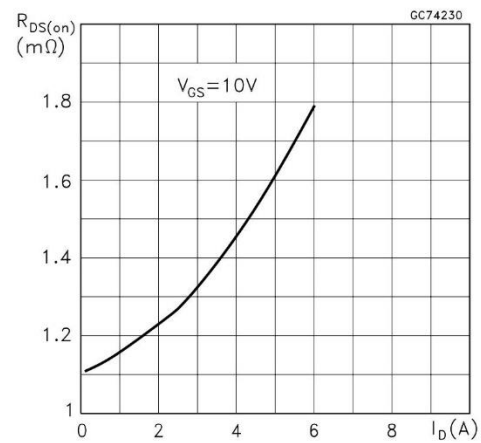
Transfer Characteristics



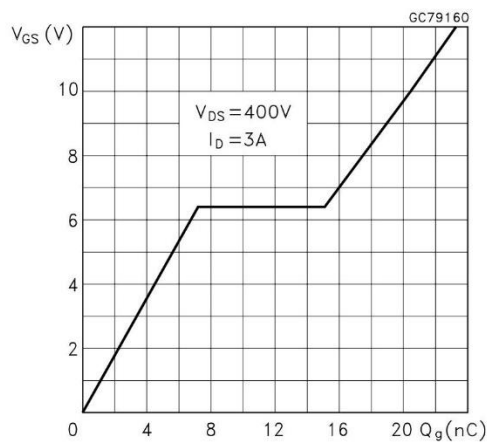
Transconductance



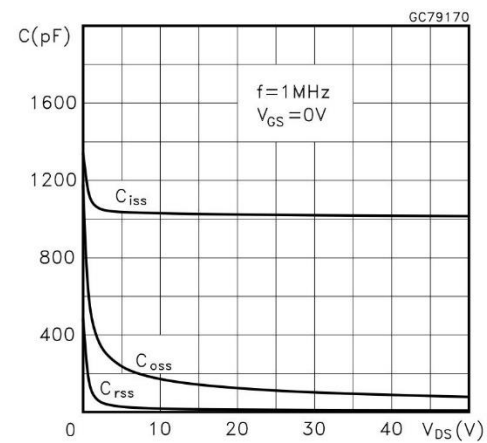
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

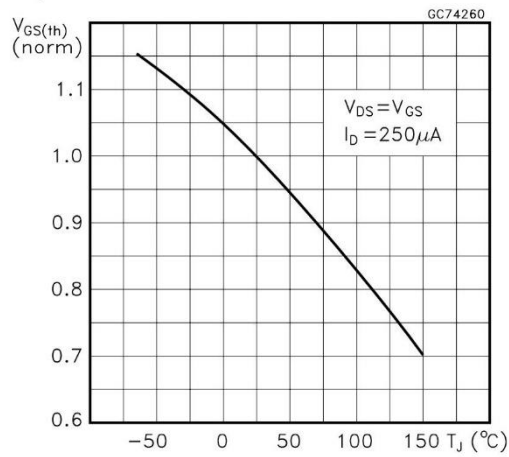


Capacitance Variations

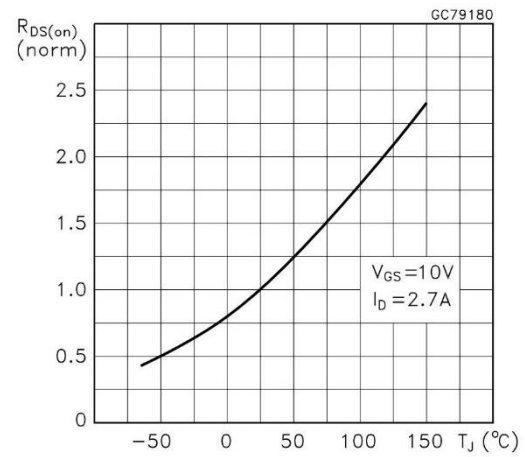


IRF830

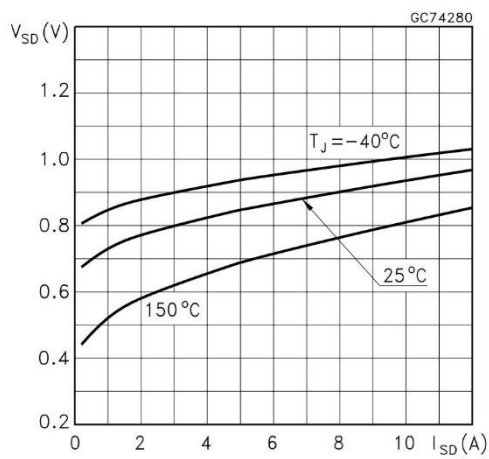
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature

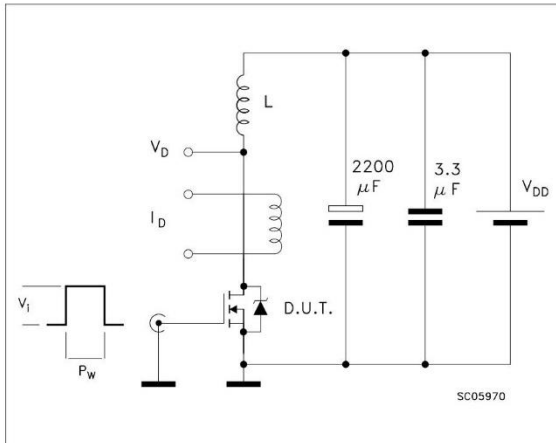


Source-drain Diode Forward Characteristics

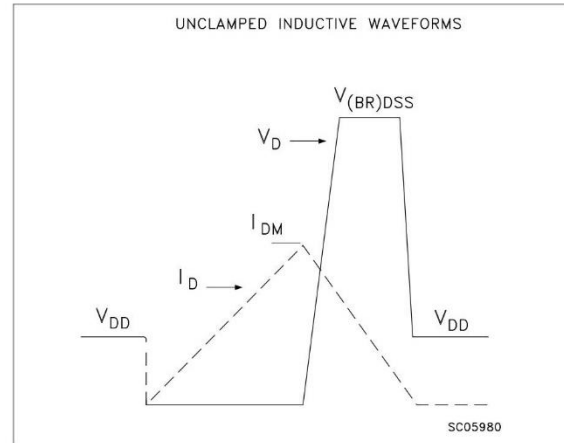


**IRF830**

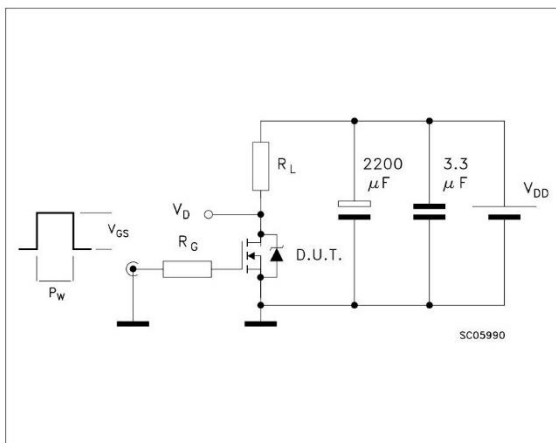
**Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit**



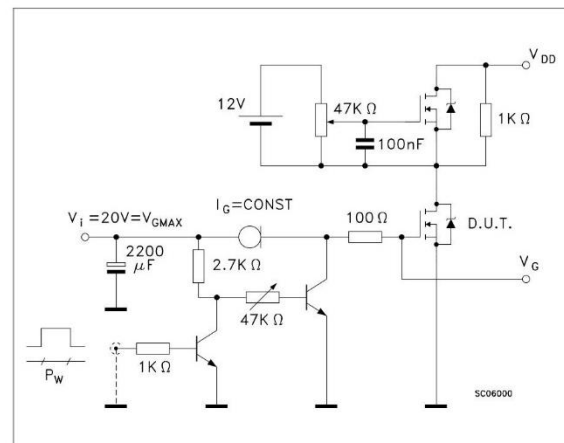
**Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform**



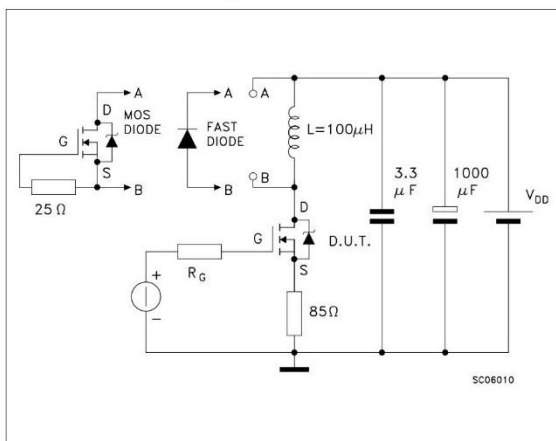
**Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load**



**Fig. 4: Gate Charge test Circuit**



**Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times**



**ANEXO 10**

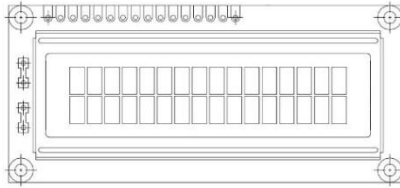
**LCD (Liquid Crystal Display)**



**LCD-016M002B**

Vishay

**16 x 2 Character LCD**



**FEATURES**

- 5 x 8 dots with cursor
- Built-in controller (KS 0066 or Equivalent)
- + 5V power supply (Also available for + 3V)
- 1/16 duty cycle
- B/L to be driven by pin 1, pin 2 or pin 15, pin 16 or A.K (LED)
- N.V. optional for + 3V power supply

MECHANICAL DATA		
ITEM	STANDARD VALUE	UNIT
Module Dimension	80.0 x 36.0	mm
Viewing Area	66.0 x 16.0	mm
Dot Size	0.56 x 0.66	mm
Character Size	2.96 x 5.56	mm

ABSOLUTE MAXIMUM RATING					
ITEM	SYMBOL	STANDARD VALUE			UNIT
		MIN.	TYP.	MAX.	
Power Supply	VDD-VSS	- 0.3	-	7.0	V
Input Voltage	VI	- 0.3	-	VDD	V

NOTE: VSS = 0 Volt, VDD = 5.0 Volt

ELECTRICAL SPECIFICATIONS							
ITEM	SYMBOL	CONDITION	STANDARD VALUE			UNIT	
			MIN.	TYP.	MAX.		
Input Voltage	VDD	VDD = + 5V	4.7	5.0	5.3	V	
		VDD = + 3V	2.7	3.0	5.3	V	
Supply Current	IDD	VDD = 5V	-	1.2	3.0	mA	
Recommended LC Driving Voltage for Normal Temp. Version Module	VDD - V0	- 20 °C	-	-	-	V	
		0°C	4.2	4.8	5.1		
		25°C	3.8	4.2	4.6		
		50°C	3.6	4.0	4.4		
LED Forward Voltage	VF	25°C	-	4.2	4.6	V	
LED Forward Current	IF	25°C	Array	-	130	260	mA
			Edge	-	20	40	
EL Power Supply Current	IEL	Vel = 110VAC:400Hz	-	-	5.0	mA	

DISPLAY CHARACTER ADDRESS CODE:																
Display Position	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
DD RAM Address	00	01														0F
DD RAM Address	40	41														4F

# LCD-016M002B

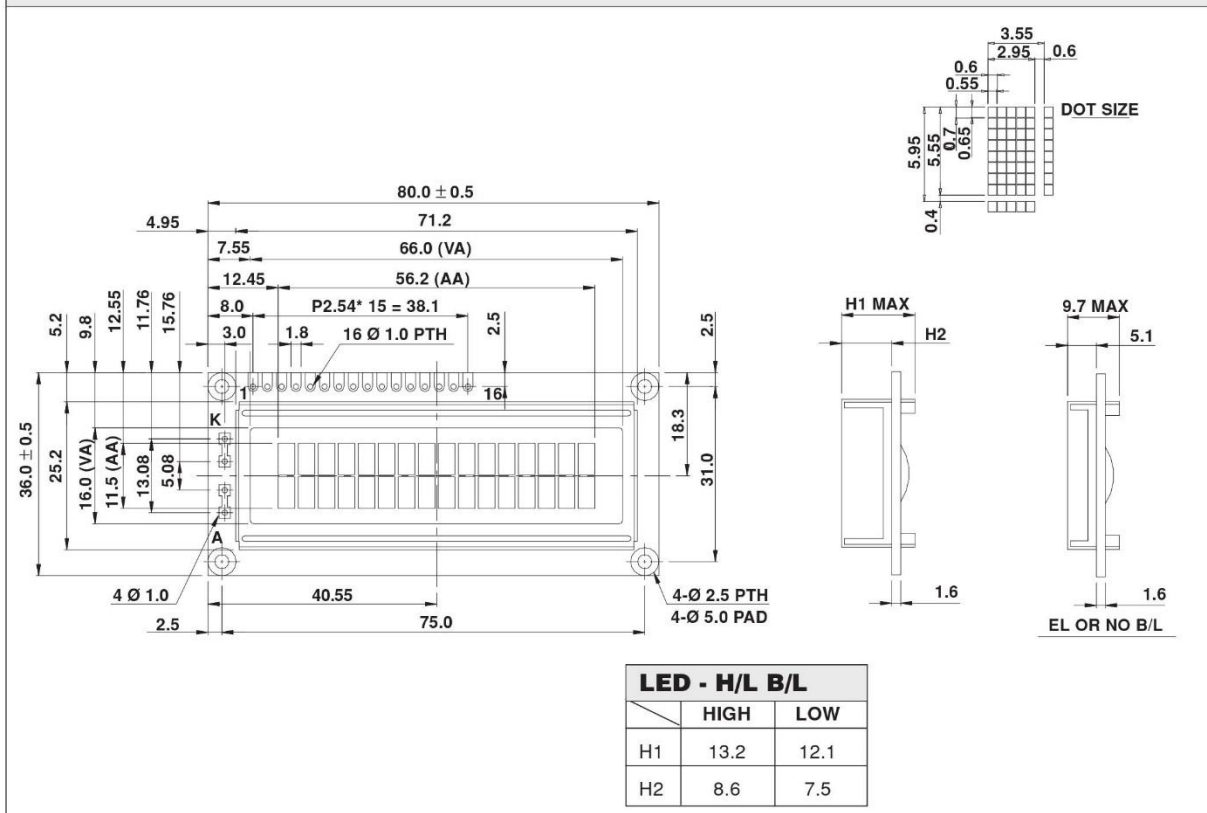
Vishay

16 x 2 Character LCD



PIN NUMBER	SYMBOL	FUNCTION
1	V <sub>ss</sub>	GND
2	V <sub>dd</sub>	+ 3V or + 5V
3	V <sub>o</sub>	Contrast Adjustment
4	RS	H/L Register Select Signal
5	R/W	H/L Read/Write Signal
6	E	H → L Enable Signal
7	DB0	H/L Data Bus Line
8	DB1	H/L Data Bus Line
9	DB2	H/L Data Bus Line
10	DB3	H/L Data Bus Line
11	DB4	H/L Data Bus Line
12	DB5	H/L Data Bus Line
13	DB6	H/L Data Bus Line
14	DB7	H/L Data Bus Line
15	A/V <sub>ee</sub>	+ 4.2V for LED/Negative Voltage Output
16	K	Power Supply for B/L (OV)

## DIMENSIONS in millimeters



## BIBLIOGRAFIA

- [1] Ultrasonidos Nivel II END Ensayos no Destructivos. Autor: Eduardo Gómez de León Nivel 3 en U.T. según la UNE EN 473 Asociación Española de Ensayos no Destructivos.
- [2] Caracterización de arenas y gravas con ondas elásticas: Tomografía sísmica en Cross Hole. Tesis doctoral autor: Lic. Armando Luis Imhof.
- [3] Artículo: Diseño y construcción de un sistema para examen no destructivo de fallas y defectos en metales utilizando señales ultrasónicas. Autores: Jaime Vitola, Susaa Sandival, Edwin Forero.
- [4] Norma española de ensayos no destructivos EN 12504-4-2004.
- [5] Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos Autor: Josep Balcells.
- [6] Revista técnica de la facultad de ingenierías de la Universidad de Zulia Versión impresa ISSN 0254-0770.
- [7] Electrónica industrial moderna Quinta edición Autor: Timothy J. Maloney.
- [8] Amplificadores operacionales y circuitos lineales. Autores: Robert F. Coughlin, Frederick F Driscoll.
- [9] El ABC de la instrumentación en el control de procesos industriales. Autor: Gilberto Enriquez Harper.
- [10] Optoelectronic Transmitters for Medical Ultrasound Transducers. Charles D. Emery, Member, IEEE, John C. Swartz, Member, IEEE, H. C. Casey Jr., Fellow, IEEE, and Stephen W. Smith, Member, IEEE.
- [11] Frequency Invariant Classification of Ultrasonic Weld Inspection Signals Robi Polikar, Student Member, IEEE, Lalita Udpa, Senior Member, IEEE, Satish S. Udpa, Senior Member, IEEE, and Tom Taylor.
- [12] Artículo Sistema Ultrasónico de Reconocimiento de Formas basado en Análisis Frecuencial e Inteligencia Computacional Andrés D. Restrepo, Humberto Loaiza, Eduardo F. Caicedo.
- [13] sensores ultrasónicos: respuesta a distintas formas de onda de emisión Sergio Gwirc, Fernando Ferdeghini, Agata Comastri, Daniel Lupi.
- [14] Procesado digital de señales ultrasónicas para la determinación de constantes elásticas dinámicas en materiales rocosos Autores: Beatriz Calleja, Luis Mariano del Río, José Luis San Emeterio.
- [15] Ensayos no destructivos por ultrasonido. Autor: Alfonso Fernández Hatre.
- [16] Efectos del fracturamiento en muestras de rocas en la propagación de ondas. Autor: Pablo Eduardo Narváez Campo.

[17] Control y adquisición serial de señales ultrasónicas con MATLAB Control and serial acquisition of ultrasonic signals with MATLAB. Autores: Andrés D. Restrepo G., Humberto Loaiza C. y Eduardo F. Caicedo B.

[18] Piezoelectric Transducers and Applications. Second Edition. Editor Prof. Dr. Antonio Arnau Vives Universidad Politécnica de Valencia Departamento de Ingeniería Electrónica.

[19] Ultrasonic Pulse Velocity Evaluation of Cementitious Materials. Autor: T. H. Panzera, A. L. Christoforo, F. P. Cota1, P. H. R. Borges and C. R. Bowen

[20] Actuadores Piezoeléctricos. Autor: Miguel Cúpich Rodríguez, Fernando J. Elizondo Garza.

[21] Revista: Aplicación de los métodos de ultrasonidos a la verificación de materiales de construcción Ricardo Huete Fuertes, Dr. Arquitecto Paloma Rubio de Hita, Dr. Arquitecto Carmen Rodriguez Liñan, Dr. Arquitecto.

[22] Estudio experimental para determinar patrones de correlación entre la resistencia a compresión y la velocidad de pulso ultrasónico en concreto simple. Gabriela Valencia Elguera, Miguel Angel Ibarra Navarro

[23] Control de calidad de concreto. Empresa DINO, Fernando Castañadú Ruiz

[24] Cálculo simplificado de transformadores. Editorial Saber Electrónica.

[25] Filtrado Rechaza Banda. R Gutierrez Meza

[26] Manual de usuario del compilador PCW de CCS.

[http://www.bairesrobotics.com.ar/data/Manual\\_Compilador\\_CCS\\_PICC.pdf](http://www.bairesrobotics.com.ar/data/Manual_Compilador_CCS_PICC.pdf)

[27] Manual de Eagle.

[http://usuaris.tinet.cat/fmco/download/Paso\\_a\\_paso\\_detectores.pdf](http://usuaris.tinet.cat/fmco/download/Paso_a_paso_detectores.pdf)

[28] Manual de matlab.

<http://mat21.etsii.upm.es/ayudainf/aprendainf/Matlab70/matlab70primero.pdf>