

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERIA

**PROTOTIPO PARA OPTIMIZAR LA INTERPRETACIÓN DE SÍSMICA
DE SUPERFICIES Y SU APLICACIÓN A CALIZAS**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y CONTROL**

**LUIS HERNÁN PÉREZ MAYORGA
MARIA ALEXANDRA VÁSQUEZ FIGUEROA**

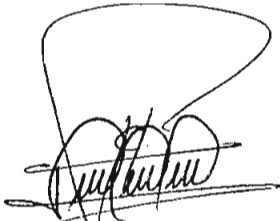
DIRECTOR: PhD. LUIS CORRALES

Quito, Enero 2001

DECLARACIÓN

Nosotros, Luis Hernán Pérez Mayorga y María Alexandra Vásquez Figueroa, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente



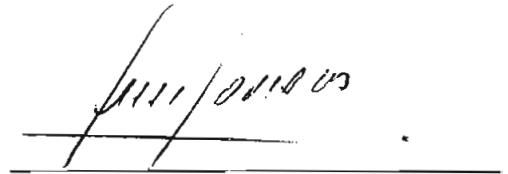
Luis Hernán Pérez Mayorga



María Alexandra Vásquez Figueroa

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Luis Hernán Pérez Mayorga y María Alexandra Vásquez Figueroa, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Luis Corrales', is written over a horizontal line.

PhD. Luis Corrales
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Nuestro agradecimiento muy especial a la Unidad de Investigación y Desarrollo Tecnológico de PETROECUADOR, al Msc. Edward Jiménez por compartir con nosotros sus ideas, al PhD. Luis Corrales por sus acertados consejos en la dirección de este trabajo y a nuestras familias por brindarnos su cariño.

Nuestro reconocimiento para todos los profesores de la Escuela Politécnica Nacional, y para todos los amigos que nos apoyaron.

Maria Alexandra Vásquez Figueroa
Luis Hernán Pérez Mayorga

DEDICATORIA

A Dios por ser mi todo, a mis padres por su gran amor, por enseñarme a ser lo que soy y porque este también es su esfuerzo, a mis hermanas por su alegría, por su ejemplo y comprensión y a Luis por compartir conmigo todos los momentos.

María Alexandra.

DEDICATORIA

A Dios, fuente de toda Sabiduría

A Mercedes, por enseñarme a vivir con Sabiduría

A Gerardo y Emma, por darme la mano para caminar

A María Alexandra, por compartir la jornada diaria.

Luis Hernán.

CONTENIDO

1. GENERALIDADES

- 1.1. GEOFÍSICA.
 - 1.1.1 PROSPECCIÓN GEOFÍSICA.
 - 1.1.2 RESUMEN DE LOS MÉTODOS DE PROSPECCIÓN GEOFÍSICA.
- 1.2 ASPECTOS GENERALES DE CALIZAS
 - 1.2.1 COMPONENTES DE LAS CALIZAS:
- 1.3. PRINCIPIOS GENERALES DE ULTRASONIDO
 - 1.3.1 ESTUDIO DEL MOVIMIENTO DE ONDAS.
 - 1.3.2 PROPAGACIÓN DE LOS ULTRASONIDOS.
 - 1.3.3 GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE ULTRASONIDO
- 1.4 TÉCNICAS DE REFLEXIÓN DE PULSO O DE ECO DE PULSO
- 1.5 ESTRUCTURA PROPUESTA

2. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO DE EXPLORACIÓN,

- 2.1 DISEÑO DEL SISTEMA MECÁNICO
- 2.2 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL SISTEMA DE POSICIÓN
- 2.3 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DEL ULTRASONIDO
 - 2.3.1 CIRCUITO DE GENERACIÓN Y TRANSMISIÓN DE ULTRASONIDO
 - 2.3.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR PARA EL RECEPTOR DE ULTRASONIDO
- 2.4 INTERFAZ DE COMUNICACION

3. DESARROLLO DEL SOFTWARE DE SOPORTE

- 3.1 DESARROLLO DEL SOFTWARE PARA EL MICROCONTROLADOR
- 3.2 DESARROLLO DE LA INTERFZ H-M EN LabVIEW.

4. PRUEBAS Y RESULTADOS

- 4.1 OPERACIÓN DE LOS CIRCUITOS IMPLEMENTADOS
 - 4.1.1 OPERACIÓN DEL CIRCUITO EMISOR DE ULTRASONIDO.
 - 4.1.2 OPERACIÓN DEL CIRCUITO RECEPTOR DE ULTRASONIDO
 - 4.1.3 CONTROL DE LOS MOTORES.
- 4.2 RESULTADOS
 - 4.2.1 CONTROL DEL SISTEMA DE POSICIÓN
 - 4.2.2 SISTEMA DE CONTROL DEL ULTRASONIDO
 - 4.2.3 RESULTADOS DEL SOFTWARE DE PROCESAMIENTO Y GRAFICACIÓN
- 4.3 ANALISIS ECONOMICO.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- 5.1 CONCLUSIONES.
- 5.2 RECOMENDACIONES.

ANEXOS

APENDICE

MANUAL DE USUARIO

RESUMEN

La Unidad de Investigación y Desarrollo Tecnológico de PETROECUADOR, en su constante esfuerzo por crear y descubrir ciencia y técnica nacional y realizar procedimientos que abaraten los costos en la Prospección Petrolera, está llevado a cabo el proyecto “Prototipo Inteligente para Optimizar la Interpretación de Sísmica de Superficie y su aplicación a Calizas”, del cual esta tesis es una primera etapa, que servirá como inicio y guía para posteriormente ir desarrollando las restantes partes, que mantendrán un mismo propósito: buscar un modelo de la inter-actuación del ultrasonido con la superficie de muestras de rocas calizas tomadas de la cuenca de la formación Napo en el Oriente ecuatoriano.

Para que las siguientes etapas de desarrollo del proyecto tengan una base teórica sostenida y congruente, en esta tesis se incluyen introducciones a la teoría de Sísmica de superficies, Análisis de Calizas y, sobre todo porque el funcionamiento del proyecto se basa en la teoría del ultrasonido, se hará un resumen de los principios fundamentales de esta parte de la física finalizando con una explicación de la técnica utilizada en este prototipo. Posteriormente se continuará con el detalle del diseño del control de movimiento, generación y control del ultrasonido, recepción y procesamiento de la señal interactuante con la muestra y programación tanto del control del sistema con microprocesador como de la interfaz de usuario.

Los resultados que se obtendrán serán la primera colección de datos que podrán ser utilizados en los modelos matemáticos que se desarrollan paralelamente. Consecuentemente, conforme se desarrollen los capítulos de este trabajo se comenzarán a evidenciar los tipos de consideraciones, tanto físicas como electrónicas y matemáticas, que se utilizaron hasta llegar a un primer prototipo que satisfaga las necesidades más prioritarias de la parte de análisis de datos; esto es, analizar la respuesta reflexiva de una señal de ultrasonido que rebota en una muestra de caliza.

En el desarrollo de este primer prototipo se aplican varios conceptos de diferentes ramas de la ciencia y la tecnología. Para obtener un control sobre el movimiento del sistema, se debe diseñar una parte electromecánica, luego diseñar y experimentar con los diferentes acondicionamientos para la señal de ultrasonido hasta obtener una colección de datos apropiados y, por último, crear una interfaz de usuario para tener un control del sistema desde un computador. Estas dos últimas tareas requirieron aplicar muchos conceptos de ingeniería enseñados en el Departamento de Automatización y Control industrial.

PRESENTACIÓN

El proyecto de PETROECUADOR en general está enfocado a su aplicación en la prospección de yacimientos de petróleo en calizas, los cuales abren nuevas perspectivas en la explotación petrolera al ser un campo en el que no se han desarrollado trabajos de este tipo. El nivel estratigráfico en el que se desarrolla el estudio, muestra una gran secuencia de calizas incluidas dentro de la formación Napo, siendo las más importantes las secuencias "A" y "M2", las cuales podrían ser las de mayor potencial para nuestros propósitos.

Este trabajo está enfocado al diseño y construcción de un sistema que sea capaz de recolectar y almacenar datos correspondientes a una señal de ultrasonido reflejada en una muestra de caliza.

De esta forma se pretende optimizar, mediante un proceso en el que se incluye la recolección y el análisis de los datos, la interpretación de sísmica de superficie y su aplicación a calizas, tratando de simplificar los métodos de prospección utilizados trasladándolos a un laboratorio.

Al final de este trabajo se obtendrá un prototipo que permitirá en esta primera fase del proyecto "Prototipo Inteligente para Optimizar la Interpretación de Sísmica de Superficies y su Aplicación a Calizas", hacer un muestreo de superficies pulidas de roca caliza que permita medir y almacenar el grado de atenuación de la onda de ultrasonido reflejada, en puntos determinados de la muestra en estudio y posteriormente generar una reproducción digital de la misma.

Los datos recolectados serán posteriormente objeto de un análisis matemático que permitirá establecer las propiedades físicas y características propias de la caliza en estudio. El análisis matemático se realiza en otra etapa del proyecto que no es cubierto en esta tesis.

A continuación se comienza con las introducciones teóricas sobre los temas que sustentan el trabajo desarrollado.

1. GENERALIDADES

1.1. GEOFÍSICA.

Todos los temas de estudio relacionados con la tierra pueden agruparse bajo la denominación de ciencias de la tierra. Esta gran rama de la ciencia puede subdividirse en cinco especialidades que son: la Geografía, la Geología, la Geodesia, la Geofísica y la Geoquímica.

Se define como Geofísica, a “ la aplicación de los principios y práctica de la física para la resolución de los problemas relacionados con la tierra” (Howell).

En un sentido amplio se puede decir que la Geofísica trata con, e investiga los fenómenos físicos y las propiedades de las partes sólidas, líquidas y gaseosas del planeta que habitamos. Este estudio se lleva a cabo en tres frentes simultáneos que son:

- a. Las observaciones en la naturaleza (incluyendo el registro de los fenómenos naturales)
- b. Las investigaciones en laboratorio y,
- c. Las investigaciones teóricas.

En realidad el campo de la Geofísica, actualmente, es también una vía de acceso experimental para la comprensión del espacio.

A su vez la Geofísica puede dividirse en:

1. Geocosmofísica: investigación de la ionosfera o capas exteriores de la atmósfera.
2. Meteorología: física de la atmósfera.
3. Oceanografía: física de los mares y océanos
4. Hidrología: ciencia de las aguas continentales tanto superficiales como subterráneas

5. Física de la tierra sólida: investiga la parte sólida del cuerpo de la tierra, incluyendo el estudio del interior de la misma.

Esta última división es lo que actualmente se entiende como Geofísica, ya que las otras ramas se han transformado prácticamente en ciencias independientes.

1.1.1 PROSPECCIÓN GEOFÍSICA.

La tecnología geofísica, es decir, la aplicación de los conocimientos que brinda la geofísica a favor de la humanidad es lo que se denomina prospección geofísica. Esta es, a primera vista, un conjunto de técnicas físicas y matemáticas aplicadas a la exploración del subsuelo, para la búsqueda y posterior estudio de yacimientos de sustancias útiles (petróleo, aguas subterráneas, minerales, carbón, etc.) por medio de observaciones en la superficie de la tierra de las propiedades físicas de los materiales en el interior de la misma.

Los métodos geofísicos pueden detectar solamente discontinuidades o sea regiones donde sus propiedades físicas difieren considerablemente de las otras zonas. Esto, parecería ser una desventaja, pero, resulta ser una limitación universal ya que el hombre no puede percibir lo que es homogéneo en su naturaleza, sino que reconoce únicamente lo que tiene alguna variación o discontinuidad en el tiempo o en el espacio

Estas variaciones denominadas anomalías, son las que, como en el caso de la industria petrolera, evidencian estructuras o acumulaciones de sustancias útiles que tienen valor económico. Por eso, el objetivo de los métodos geofísicos es ubicar las anomalías más que descubrir el mineral buscado.

Si se considera la geofísica como el estudio de los campos físicos ligados a la tierra, resulta evidente que la prospección habrá de apoyarse en la primera, que le brindará la información que necesita sobre tales campos. Pero a su vez, la

primera necesita aplicar los métodos de la segunda para la resolución de problemas puramente teóricos.

Si bien es cierto que la prospección minera fue la primera aplicación práctica de los conocimientos brindados por la geofísica, los avances más espectaculares y rápidos son productos de la prospección petrolera. Desde que en 1926 se descubrió petróleo por primera vez en un pozo ubicado por medios geofísicos, la actividad en la prospección geofísica se ha expandido a una velocidad extraordinaria. Esto es un resultado lógico de la competencia creciente, como también del desafío cada vez más fuerte que representan los depósitos que faltan descubrir ya que los yacimientos más fáciles de hallar son progresivamente descubiertos y explotados.

1.1.2 RESUMEN DE LOS MÉTODOS DE PROSPECCIÓN GEOFÍSICA.

Los métodos de exploración geofísica utilizados en la búsqueda de minerales o fluidos en el interior de la tierra pueden clasificarse en los siguientes grupos principales, dependiendo del principio utilizado:

- Gravimétrico.
- Magnetométrico.
- Eléctrico.
- Sísmico.
- Radioactivo.
- Perfilaje en pozos.

Este último grupo combina una serie de técnicas cuyos fundamentos residen en alguno de los otros grupos.

Gravimétrico.

Este método estudia las variaciones del campo gravitatorio. Las anomalías de la gravedad se deben a las variaciones locales de la densidad de las rocas próximas

a la superficie. Se obtiene como la diferencia entre la aceleración de la gravedad medida en un punto y la aceleración gravitatoria normal.

En exploración petrolera los estudios gravimétricos se usan para la interpretación regional de la estructura geológica de las cuencas sedimentarias.

Magnético.

Este método se basa en el estudio del campo magnético. Los parámetros que se miden son la intensidad total del campo o sus componentes vertical u horizontal. La unidad de intensidad magnética utilizada en prospección es la gamma ($= 10^{-5}$ gauss). Las anomalías magnéticas, producidas por la magnetización variable de las rocas en la parte superior de la corteza, son calculadas como la diferencia entre el valor medido en un punto determinado y la intensidad normal del campo magnético. El plano de anomalías es muy complejo, y tiene el aspecto de estar formado por numerosas anomalías residuales juntas. Esto se debe a que las propiedades magnéticas de las rocas próximas a la superficie varían mucho. Además de las variaciones en el tiempo y en espacio del campo normal, éste es un campo dipolar, por lo que no solo cambia su intensidad sino también su dirección. Por lo tanto, la interpretación de los campos magnéticos es una de las más difíciles.

En prospección petrolera se realizan relevamientos magnéticos como un método complementario, principalmente para la delimitación de series magnéticas con susceptibilidad magnética creciente; o sea, principalmente de cuerpos volcánicos básicos o intermedios. En cambio, las rocas volcánicas ácidas no pueden ser identificadas debido a su baja susceptibilidad. En la interpretación geológica de las anomalías magnéticas a menudo es difícil determinar la posición estratigráfica de los cuerpos volcánicos; es decir, si están ubicados en la formación por debajo de la serie petrolera, en la serie misma o en la formación suprayacente.

Eléctrico.

Los métodos eléctricos son numerosos; examinan campos eléctricos naturales o inducidos ya sea de corriente continua o alterna. Las propiedades eléctricas de las rocas: resistividad, constante dieléctrica, actividad electroquímica y polarización, varían considerablemente. Los métodos eléctricos en corriente continua y los electromagnéticos de baja frecuencia se basan en determinaciones de resistividad que es la propiedad eléctrica principal de las rocas.

En prospección petrolera casi no se utiliza método eléctrico alguno ya que en términos generales son más apropiados para la prospección minera.

Radioactivo.

Los métodos radioactivos se basan en la radioactividad natural o artificial. Los instrumentos para la detección de la radioactividad natural miden la intensidad total de rayos gamma, los contenidos de uranio, torio y potasio y emanaciones de radón, torón y acción en el aire (emanometría). Los métodos basados en la medición de la radioactividad artificial permiten determinar la concentración de minerales útiles en las rocas, su densidad y porosidad, su saturación con agua y otras propiedades. Las mediciones de radioactividad artificial emplean particularmente en pozos para determinar los parámetros físicos en las rocas y par establecer el contenido de elementos útiles. La aplicación del método radioactivo en prospección petrolera es como método secundario ya que se lo usa casi siempre en conjunción con algún otro.

Sísmico.

El método sísmico se refiere simplemente a una fuente sísmica que inyecta energía mecánica dentro de la tierra. La energía viaja como ondas sísmicas hacia donde las propiedades de las rocas cambian, donde una porción de esta energía

es reflejada y detectada por sensores (geófonos). El gran avance en los métodos sísmicos sobre otros métodos utilizados en sismica es la fina resolución que presentan, usualmente de 25 a 50 metros y algunas veces menor.

Los parámetros obtenidos de los datos sísmicos son:

1. El tiempo de llegada de las ondas sísmicas (llamados eventos).
2. La amplitud de los eventos.
3. El carácter de los eventos (que se refiere algunas veces a la fina estructura de las interfaces de reflexión) y,
4. La sucesión de eventos (que se refiere algunas veces a la estructura local y al ambiente deposicional).

Una examinación de los registros sísmicos produce los siguientes cálculos:

1. De la duración de los tiempos de viaje e información de la velocidad se obtiene las profundidades de las interfaces que separan los tipos de roca.
2. De la diferencia en los tiempos de viaje con localización de superficie se obtiene la inclinación.
3. De las diferencias en el tiempo de viaje en la distancia entre la fuente y el geófono se obtiene la velocidad de viaje de la onda sísmica.
4. De la medición de las amplitudes de la reflexión se obtiene el contraste en las propiedades de la roca en las diferentes interfaces.
5. De las discontinuidades de la sucesión en la reflexión se obtiene la localización de fallas y cambios estratigráficos.

Bajo ciertas circunstancias se puede determinar mediante la interpretación lo que sigue:

6. De los valores de la velocidad se puede concluir acerca de la litología, presión anormal, contenido de los fluidos o temperatura.
7. De los cambios laterales en las mediciones de amplitud se puede deducir la localización de acumulaciones de hidrocarburos y cambios en estratigrafía, porosidad o espesor.
8. De la sucesión en los datos sísmicos se obtiene el ambiente deposicional en que las rocas fueron depositadas.
9. Por los cambios en la dirección de la medición se puede concluir velocidad anisotrópica e inferencias como orientación de las fracturas o permeabilidad anisotrópica.
10. Por los cambios entre mediciones hechas a diferentes tiempos se puede interpretar la localización de los cambios.

Cada determinación envuelve un grado de ambigüedad e inexactitud. Los valores de la porosidad o porosidad – espesor algunas veces pueden ser calculados por métodos sísmicos con razonable precisión, mientras que otras veces pueden ser apenas estimados levemente. Mientras no se pueda calcular directamente de los datos sísmicos ciertos parámetros del reservorio, como la permeabilidad usualmente relacionada con la porosidad, estos datos son a menudo estimados. Las diferencias entre los efectos de aceite y agua en cavidades puede ser muy pequeña en las mediciones sísmicas, pero los contactos aceite – gas, gas – agua y aceite – agua pueden ser vistos la mayoría de veces.

Los métodos sísmicos estudian las ondas elásticas generadas por una carga explosiva, un peso que cae o un vibrador mecánico. El parámetro principal que se mide es la velocidad de propagación de la onda en m/s. El análisis de los datos

sísmicos provee un registro de las profundidades de los límites geológicos en los cuales las ondas se reflejan (método de reflexión) o refractan (método de refracción). La principal ventaja de este método es su extraordinaria precisión y la posibilidad que provee de observar la profundidad de interfaces reflectante y refractoras directa y continuamente. Su inconveniente es su elevado costo. Se aplica principalmente en áreas constituidas por rocas sedimentarias y raramente en zonas cristalinas. Se utiliza casi exclusivamente en la prospección petrolera.

El método de refracción se emplea más a menudo en estudios regionales y donde las velocidades de propagación de las ondas son superiores en las capas inferiores. Dado que esta condición se cumple casi sin excepción en las interfaces del relleno sedimentario de la cuenca con el basamento, es por lo que este método se aplica principalmente en el mapeo del relieve basamental de las cuencas sedimentarias. El método de reflexión en cambio se usa para la investigación detallada de las estructuras de la cuenca y con las técnicas más modernas para la ubicación de trampas estratigráficas.

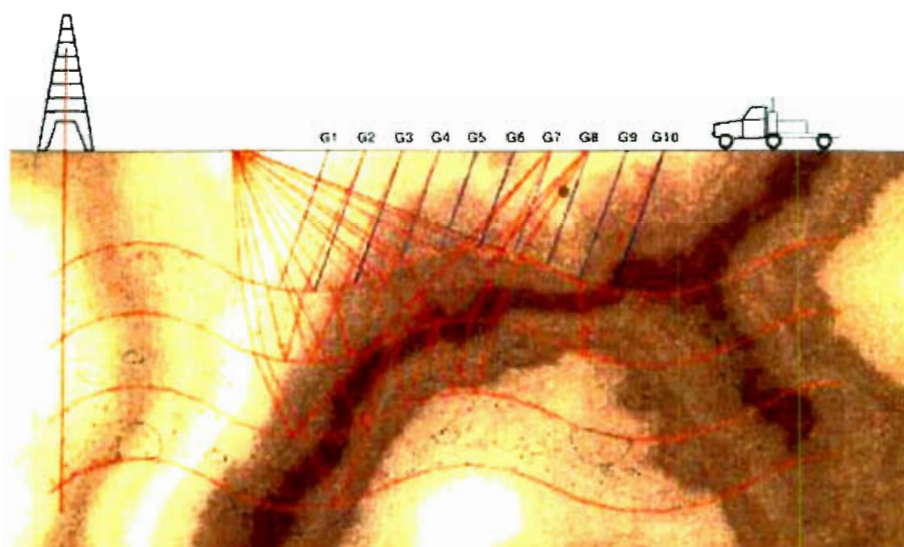


Figura. 1.1 Prospección sísmica

En la Figura 1.1 se muestra la prospección sísmica, en donde, luego de una detonación sigue la creación de una onda de choque, la cual por atenuación de su energía se transforma en onda elástica longitudinal y transversal (P o S) respectivamente. El lugar donde se sitúa la cápsula explosiva se denomina "foco de detonación". En el foco de detonación se disipa una gran cantidad de energía la cual genera fuertes variaciones de: presión, tensión y amplitud de desplazamiento de las partículas. Este fenómeno de fuertes variaciones de los mencionados parámetros físicos se lo conoce como "ondas de choque". Las ondas de choque se propagan con simetría esférica y a lo largo de su recorrido pierden gran cantidad de energía, debido a que a su paso deforman plásticamente al sólido; es decir, la energía perdida es utilizada para deformar el medio.

Las deformaciones plásticas se producen únicamente en el interior de una esfera de choque cuyo centro geométrico coincide con el foco de detonación, y fuera de esta esfera las ondas de choque, debido a su pérdida gigantesca de energía, se transforman en ondas elásticas.

1.2 ASPECTOS GENERALES DE CALIZAS¹

Las calizas son rocas sedimentarias en las cuales predomina el carbonato de calcio en forma de calcita, aunque puede existir aragonita. Clastos y cemento de aragonita raramente son preservados en calizas antiguas debido a que es un mineral meta estable. Sin embargo, algunas calizas recientes consisten predominantemente de aragonita.

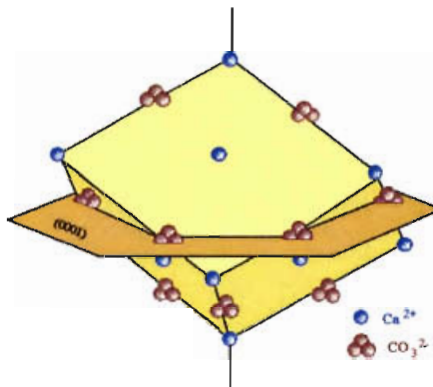


Figura 1.2 . Cristales y estructura cristalina de calcita.

Otros minerales y líticos, además de los carbonatos, pueden ser encontrados dentro de las calizas como: cuarzo, feldespato, minerales arcillosos, restos orgánicos, fragmentos líticos y piro clásticos. Pueden encontrarse minerales autigénicos (aparecen durante la formación de la roca) como: calcedonia, cuarzo, glauconita, colofanita, yeso, anhidrita, limonita y pirita

¹ Enciclopedia de calizas del proyecto Prototipo Inteligente para optimizar la interpretación de sísmica de superficies y su aplicación a calizas.

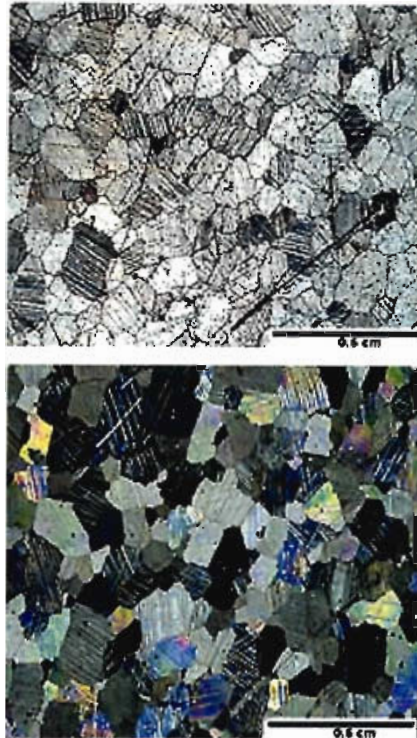


Figura 1.3. Cristales de calcita en lámina delgada (vistos bajo el microscopio petrográfico), sin nícoles y con nícoles cruzados.

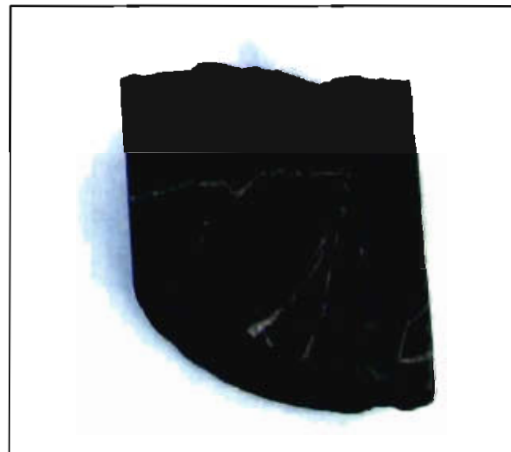


Figura 1.4. Caliza con fracturas rellenas de calcita

Químicamente las calizas tienen altos contenidos de CaO (óxido de calcio) y CO₂ (anhídrido carbónico) de hasta 95%. La presencia de MgO (óxido de magnesio) indica que existe dolomita y un exceso de sílice sería explicado por la presencia de chert o cuarzo detrítico.

Las calizas se depositan de forma mecánica, química, orgánica o por reemplazamiento. Estas pueden depositarse en ambientes acuosos en los cuales deben cumplirse las siguientes condiciones:

- Agua tibia
- Poca profundidad
- Ambiente geotectónico relativamente estable

Los últimos estudios de sedimentos demuestran que los organismos juegan un papel dominante en la formación de materiales esqueléticos y no-esqueléticos. La desintegración de material esquelético a arena fina y de menor tamaño generalmente traduce a tal material como irreconocible considerando su naturaleza esquelética y de origen biológico. Los sedimentos no-esqueléticos de carbonato de origen biológico se asemejan y son difíciles de distinguir de los carbonatos de origen físico-químico.

La litificación (proceso de formación de la roca) progresiva y los cambios diagenéticos (cambios después de la litificación, producidos por fenómenos que no sean presión y temperatura) con el incremento de la edad y del tiempo de las rocas carbonatadas conforman los problemas de identificación de la naturaleza y origen de las partículas de carbonato. El resultado es un decremento en la uniformidad y precisión en la descripción y clasificación de los sedimentos de carbonato.

1.2.1 COMPONENTES DE LAS CALIZAS:

Despreciando las mezclas de arenas terrígenas o arcillas y reemplazamientos de dolomita, chert, etc., los principales componentes de las calizas son granos, matriz y cemento.

1. **Granos o aloquemas.-** Son partículas discretas capaces de formar una roca.

Los granos pueden ser:

❖ Granos no esqueléticos

- Oolitos y pisolitos
- Oncolitos y microoncolitos
- Peloides
- Espatolitos
- Agregados de granos
- Clastos

❖ Granos esqueléticos

2. **Matriz.-** Es lodo calcáreo, de 1 a 5 μ . Generalmente se le conoce con el nombre de micrita.

3. **Cemento.-** Son cristales que rellenan los poros, principalmente debido a recristalización. Toman el nombre de esparrita.

1.3. PRINCIPIOS GENERALES DE ULTRASONIDO

El término ultrasonido hace referencia a las ondas sonoras con frecuencias más altas que las que quedan dentro del alcance del oído humano; es decir, a frecuencias superiores a los 20 kHz aproximadamente. Las ondas ultrasónicas obedecen a las mismas leyes básicas del movimiento ondulatorio que las ondas sonoras de frecuencia más baja, sin embargo tienen las siguientes ventajas.

- A frecuencias más altas las longitudes de onda son más cortas, trayendo como consecuencia que los fenómenos de difracción o reflexión en torno a un obstáculo de dimensiones determinadas se reduzcan en forma correspondiente. Por lo tanto resulta más fácil dirigir y enfocar un haz de ultrasonido.
- Las ondas de ultrasonido son capaces de atravesar paredes metálicas de tubos y recipientes sin dificultad. Esto quiere decir que el sistema de medición entero puede montarse externamente al fluido; es decir, es no invasor. Esto es muy importante con fluidos que tengan propiedades corrosivas, radiactivas, explosivas o flamables. Tampoco se tendrá obstrucción cuando existan fluidos sucios o con impurezas.
- El ultrasonido puede emitirse y propagarse a través de tejido biológico lo que le hace muy útil en aplicaciones médicas.
- El ultrasonido es utilizado en aplicaciones militares por su silencio.

Una de las consideraciones principales para emplear ultrasonido es mantenerse fuera del rango de frecuencias audibles, para evitar molestias a las personas que manejan determinado equipo, aunque la variación de la atenuación con la frecuencia puede influir también en la elección de la frecuencia de uso. Para aplicaciones médicas y científicas es preferible emplear las frecuencias más altas disponibles. Actualmente cualquier límite superior a las frecuencias ultrasónicas se establece más por consideraciones prácticas que teóricas. En la Figura 1.7 se presenta el espectro de vibraciones acústicas.

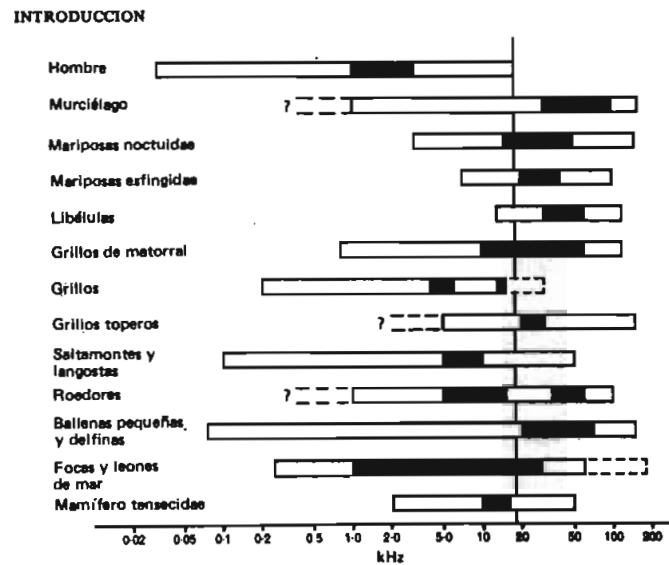


Figura. 1.7 Espectro de vibraciones acústicas

El desarrollo de los modernos generadores y detectores ultrasónicos, y toda la tecnología actual ultrasónica proviene principalmente, aunque no exclusivamente, del aprovechamiento de la piezoelectricidad secundada por técnicas electrónicas modernas. La piezoelectricidad fue descubierta en 1880, al someter a ciertos materiales a esfuerzos mecánicos externos que creaban en su interior campos eléctricos, apareciendo cargas opuestas en las superficies contrarias. Al año siguiente se hicieron estudios del efecto contrario, es decir el aparecimiento de deformaciones mecánicas en ciertos materiales al someterlos a la acción de un campo eléctrico externo.

1.3.1 ESTUDIO DEL MOVIMIENTO DE ONDAS.

Las propiedades del movimiento de la onda en un medio material, no dependen ni están restringidas por la frecuencia, es por eso que se aplican los mismos principios que se aplican en las ondas del sonido audible.

Una onda unidimensional es una onda longitudinal progresiva en la cual las partículas del medio se mueven hacia delante y hacia atrás a lo largo de una dirección que coincide con la dirección de avance de la onda. Por lo tanto, puede hacerse referencia a ella como una onda compresional, cuya representación se observa en la Figura 1.8(a) y 1.8(b). En la Figura 1.8(c) se muestra el gráfico del valor instantáneo del desplazamiento horizontal en función de x , y debe estudiarse con cierto cuidado para no obscurecer el hecho de que la onda es, realmente, longitudinal. Para esta figura se supone desplazamientos sinusoidales. Este no tiene que ser el caso pero, por dos razones, las ondas sinusoidales o armónicas simples son las más importantes en la práctica. La primera razón consiste en que los ultrasonidos se producen generalmente convirtiendo ondas electromagnéticas sinusoidales, de una sola frecuencia, en ondas ultrasónicas. La segunda es que cualquier onda puede descomponerse, por medio de un análisis de Fourier, en una suma de ondas componentes que son sinusoidales puras.

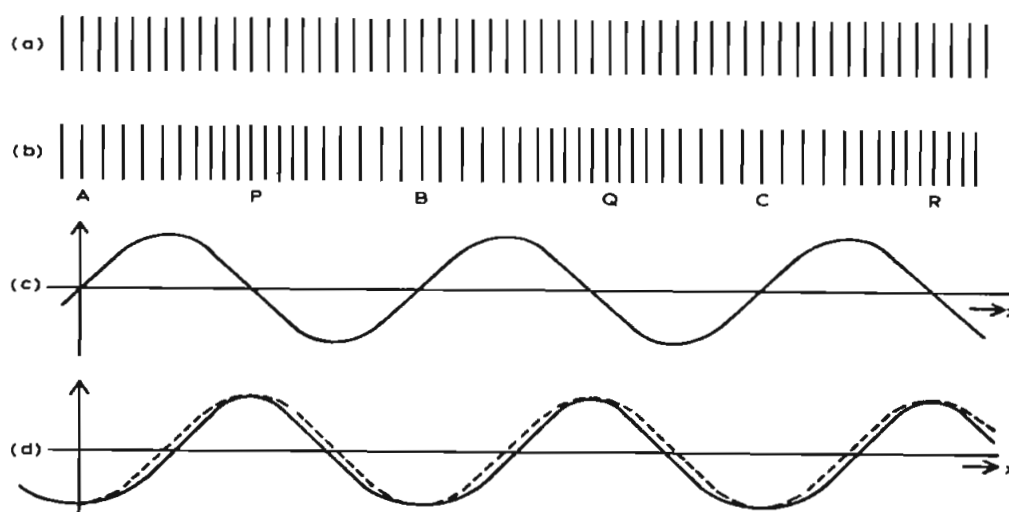


Figura. 1.8 Representación esquemática de una onda longitudinal (a) planos equiespaciados en ausencia de onda (b) posiciones desplazadas de los mismos planos en un cierto instante durante el paso de la onda; P, Q, R son zonas de compresión mientras que A, B, C, lo son de descompresión (c) gráfica del desplazamiento instantáneo (d) gráfica del exceso de presión en función de la posición de equilibrio de las partículas.

Cada partícula del medio oscila alrededor de su posición de equilibrio, sin que el medio en conjunto se mueva. Las Figuras 1.8 (b) y (c) representan imágenes del medio en un instante t . Posteriormente las partículas del medio se reordenarán, mientras que las compresiones y descompresiones habrán viajado una cierta distancia.

La presión en la región de compresión es mayor que la que habría en el medio en ausencia de la onda. La Figura 1.8(d) muestra el gráfico de exceso de presión $p(x,t)$, en un instante determinado y a lo largo del trayecto de la onda, en función de x .

El *desplazamiento* de una partícula es igual a la distancia respecto de su posición de equilibrio, por lo tanto este depende tanto de la posición en x como del tiempo t , pudiéndose escribir entonces $u(x,t)$. La amplitud de la onda es el valor máximo del desplazamiento, y la *longitud de onda* λ es la distancia entre dos partículas cualquiera que estén vibrando en fase.

La expresión del desplazamiento de una partícula puede escribirse como:

$$u(x,t) = a \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi t}{T} - \frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad (1.1)$$

$\lambda =$ longitud de onda

$T =$ período de oscilación (tiempo requerido para completar un ciclo de movimiento de una partícula).

El período de oscilación T se relaciona con la frecuencia de oscilación ν por la siguiente ecuación:

$$\nu = 1/T \quad (1.2)$$

La frecuencia angular ω se define por:

$$\omega = 2\pi\nu. \quad (1.3)$$

La velocidad de la onda c está relacionada con λ y ν ya que, durante un período del *movimiento* de una partícula, la *onda* avanzará una distancia igual a una longitud de onda.

$$c = \lambda T = \nu \lambda.$$

Es importante mencionar que una onda ultrasónica en movimiento transporta energía, por lo que es natural esperar que también sea portadora de momento. También se debe recalcar que si una onda incide en una superficie y es reflejada o absorbida por ella, se ejercerá una presión sobre dicha superficie. Esta presión puede detectarse experimentalmente y se la conoce como presión de radiación.

1.3.2 PROPAGACIÓN DE LOS ULTRASONIDOS.

Como se mencionó anteriormente las ondas ultrasónicas son esencialmente de la misma naturaleza que las ondas sonoras de frecuencia más baja; por lo tanto, su teoría de propagación es similar a la de estas.

1.3.2.1 Propagación de ondas planas en un medio isotrópico.

El término isotrópico significa que la magnitud de la velocidad ultrasónica permanece constante para todas las direcciones posibles de propagación en el medio. Entre los medios isotrópicos se incluyen gases líquidos y sólidos policristalinos.

La Figura 1.9 muestra el medio de transmisión representado como una serie de capas de partículas. Si una onda acústica plana pasa a través del medio, entonces cada partícula en una capa específica, a un tiempo determinado, se desplaza la misma distancia. Para una onda plana longitudinal, el desplazamiento dy , de una capa en la posición y es paralelo a la dirección de propagación de la onda (eje oy). Las ondas planas longitudinales se describen por la ecuación diferencial parcial:

$$\frac{\partial^2 d_y}{\partial y^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 d_y}{\partial t^2}$$

(1.4)

dy = desplazamiento de la capa y al tiempo t

La solución de esta ecuación para una onda progresiva en movimiento a lo largo de la dirección $y+$ es:

$$dy = \bar{d}_y \text{sen} \omega \left(t - \frac{y}{c} \right) \quad (1.5)$$

para la dirección $y-$ la solución es:

$$dy = \bar{d}_y \text{sen} \omega \left(t + \frac{y}{c} \right) \quad (1.6)$$

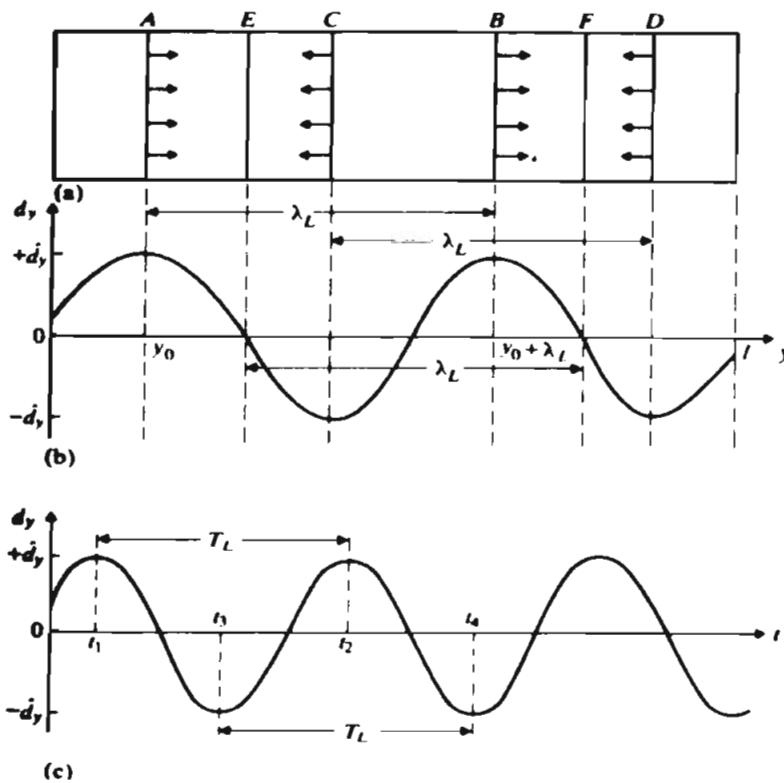


Figura. 1.9 Ondas planas longitudinales (a) Fuentes de onda (b) variación de d_y con y a $t = t_0$, $d_y = \bar{d}_y \text{sen} \omega_L (t_0 + y/C_L)$ (c) variación de d_y con t para la capa A con $y = y_0$ $d_y = \bar{d}_y \text{sen} \omega_L (t_0 + y/C_L)$

Para una onda plana transversal, el desplazamiento dz de una capa en la posición y es perpendicular a la dirección oy de propagación de la onda; es decir, paralelo al eje oz . Por consiguiente, el medio está sujeto a deformaciones por corte que varían con el tiempo. La ecuación diferencial parcial correspondiente es

$$\frac{\partial^2 dz}{\partial y^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 dz}{\partial t^2} \quad (1.7)$$

dz = desplazamiento transversal de la capa y al tiempo t

La solución de esta ecuación para una onda progresiva en movimiento a lo largo de la dirección $y+$ es:

$$dz = \bar{d}z \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{y}{c} \right) \quad (1.8)$$

La velocidad del sonido en un medio depende del módulo elástico y la densidad ρ apropiada, de acuerdo con la ecuación general:

$$c = \sqrt{\frac{\text{módulo elástico}}{\rho}} \quad (1.9)$$

Los gases soportan esfuerzos por compresión y por tensión, pero no esfuerzos por corte; ésta es la razón de que sólo pasen ondas sonoras longitudinales a través de gases. La velocidad correspondiente está dada por:

$$c_L = \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}} \quad (1.10)$$

P es la presión del gas

γ es la razón de calores específicos.

Los líquidos experimentan un colapso bajo la acción de esfuerzos por corte, por lo que generalmente las ondas transversales no pueden transmitirse a través de líquidos. La velocidad de las ondas longitudinales en líquidos está dada por:

$$c_L = \sqrt{\left(\frac{B}{\rho}\right)}$$
(1.11)

B es el módulo de elasticidad volumétrica del líquido

Debido a que los sólidos soportan esfuerzos por compresión, tensión y corte, las ondas tanto longitudinales como transversales pueden transmitirse a través de los mismos. Las velocidades correspondientes están dadas por:

$$c_L = \sqrt{\left[\frac{E(1-\nu)}{(1+\nu)(1-2\nu)\rho}\right]}$$
(1.12)

$$c_T = \sqrt{\left(\frac{s}{\rho}\right)}$$
(1.13)

E es el módulo de Young.

s es el módulo de corte.

ν es la razón de Poisson para el sólido.

Los tres módulos de elasticidad convencionales para un material isotrópico son el módulo de Young, el módulo de volumen y el módulo de cizallamiento o de cortadura.

El módulo de Young se define en función del alargamiento de hilos largos y delgados o varillas, Figura. 1.10(a):

$$E = \frac{\text{Esfuerzo}}{\text{Deformación}} = \frac{F/A}{\delta L/L} = \frac{FL}{A\delta L}$$
(1.14)

El módulo de volumen K corresponde a la compresión de un material sometido a una presión hidrostática p (Figura. 1.10(b)) donde:

$$\text{esfuerzo} = \text{presión} = p \quad (1.15)$$

Entonces:

$$K = \frac{\text{esfuerzo}}{\text{deformación}} = \frac{P}{-\delta V/V} = -\frac{pV}{\delta V} \quad (1.16)$$

Finalmente para el módulo de cortadura G (Figura. 1.10(c)) se tiene:

$$G = \frac{F/A}{\theta} = \frac{F}{A\theta} \quad (1.17)$$

Para un sólido estos tres módulos de elasticidad se pueden considerar independientes, aunque pueden estar relacionados con la ecuación de Poisson. La importancia de estos módulos dependerá del medio en que se propaguen las ondas; pueden existir tanto ondas longitudinales (de compresión) como transversales (de cizalla). El módulo de Young se aplica solamente a sólidos, mientras que el módulo de cizalla se aplica tanto a sólidos como a líquidos, por lo tanto, también es posible la producción de ondas transversales ultrasónicas en un líquido o incluso en gases, aunque tales ondas serán fuertemente atenuadas. El módulo de volumen K tiene importancia en gases, sólidos y líquidos.

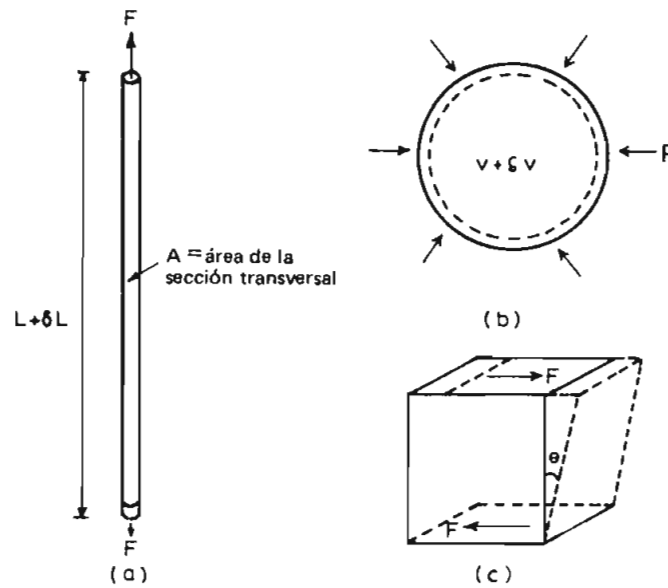


Figura. 1.10 Diagramas que ilustran las definiciones de (a) el módulo de Young; (b) módulo de volumen y (c) módulo de cortadura

1.3.2.2 Impedancia y potencia acústica

En el trabajo acústico la velocidad $u = \frac{\partial d}{\partial t}$ de las partículas es la variable de flujo, y la presión P es la variable de esfuerzo. Así la impedancia acústica específica se define por:

$$Z_A = \frac{P}{u} \quad (1.18)$$

Así como en la impedancia eléctrica, Z_A es una variable compleja. Sin embargo, para ondas progresivas planas el componente imaginario es igual a cero, quedando $Z_A = R_A$, entonces:

$$R_A = \rho c \quad (1.19)$$

$\rho = \text{densidad}$

$c = \text{velocidad del sonido para el material}$

En la Tabla 1.1 se indica los valores de la velocidad longitudinal, la densidad y la impedancia característica para materiales de uso común.

La potencia o intensidad de un punto cualquiera en un campo acústico es el producto Pu de variables que lo atraviesan. Para una onda progresiva plana es posible utilizar la Ecuación (1.18) con el objeto de tener tres ecuaciones para la intensidad acústica:

$$W = Pu = \frac{P^2}{R_A} = u^2 R_A \quad (1.20)$$

W es la tasa de flujo de energía por unidad de área perpendicular a la dirección de propagación de la onda.

Material	Velocidad longitudinal del sonido c_L [ms^{-1}]	Densidad ρ [kg m^{-3}]	Impedancia característica R_A [$\text{kg m}^{-2}\text{s}^{-1}$]
Hierro	6.0×10^3	7.80×10^3	4.7×10^7
Iron	5.90×10^3	7.90×10^3	4.7×10^7
Bronce	3.50×10^3	8.60×10^3	3.0×10^7
Aluminio	6.40×10^3	2.70×10^3	1.7×10^7
Hueso	$\approx 5.3 \times 10^3$	$\approx 1.5 \times 10^3$	$\approx 0.8 \times 10^7$
Vidrio	5.50×10^3	2.50×10^3	1.3×10^7
Tejido biológico	$\approx 1.5 \times 10^3$	$\approx 1.0 \times 10^3$	$\approx 0.15 \times 10^7$
Poli estireno	2.35×10^3	1.10×10^3	0.25×10^7
Aceite	1.40×10^3	0.90×10^3	0.13×10^7
Agua	1.50×10^3	1.0×10^3	0.15×10^7
Aire	0.34×10^3	1.3	430
Etanol	1.16×10^3		9.17×10^5

Tabla 1.1 Impedancia característica de algunos materiales comunes

1.3.2.3 Reflexión y refracción de los ultrasonidos

En óptica las leyes de reflexión y refracción de un rayo son:

Para la reflexión en una superficie plana:

- El rayo incidente, el rayo reflejado y la normal en el punto de incidencia se encuentran en un mismo plano.
- El ángulo de incidencia, i , es igual al ángulo de reflexión, r , es decir que:

$$i = r$$

(1.21)

Para la refracción en el plano de separación entre dos medios (1 y 2);

- El rayo incidente, el rayo refractado y la normal se encuentran en un mismo plano
- La ley de Snell

$$n_1 \text{ sen}\theta_1 = n_2 \text{ sen}\theta_2$$

(1.22)

θ_1 = es el ángulo de incidencia

θ_2 = es el ángulo de refracción

n_1 y n_2 = son los índices de refracción de los dos medios

Según la teoría de ondas se tiene que $n_1 = c/c_1$ y $n_2 = c/c_2$, donde c_1 y c_2 son las velocidades de la luz en los dos medios y c es la velocidad de la luz en el vacío.

La Figura 1.11 no considera la conversión posible que pudiera existir entre las ondas longitudinales en transversales y viceversa, en la frontera. La razón de intensidad reflejada W_R sobre intensidad incidente W_I se denomina coeficiente de reflexión α_R ; la razón de intensidad transmitida W_T sobre intensidad incidente W_I es el coeficiente de transmisión α_T , así:

$$\alpha_R = \frac{W_R}{W_I} ; \alpha_T = \frac{W_T}{W_I}$$

(1.23)

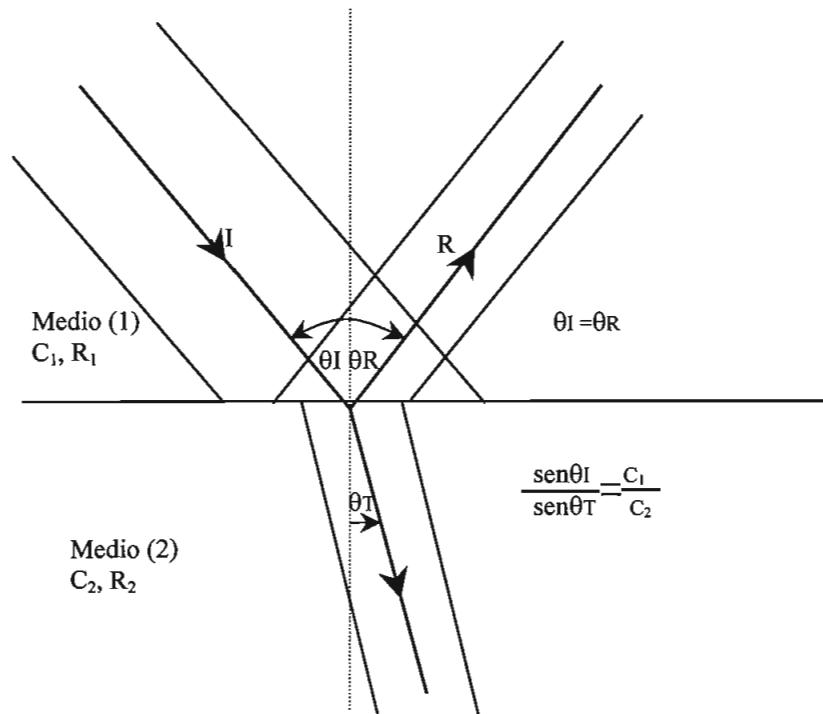


Figura. 1.11 Reflexión y refracción del sonido en una frontera entre dos materiales

La Tabla 1.2 utiliza valores tomados de la Tabla 1.1 para obtener los valores de α_R , α_T para las fronteras de cinco materiales importantes. Hay que resaltar que los valores de α_T para cuarzo/acero y acero/agua son razonablemente grandes. Esto es de mucha importancia práctica porque indica que las ondas sonoras pueden emitirse desde transmisiones de cristal de cuarzo a barras metálicas sólidas, y también a líquidos contenidos en tubos y recipientes metálicos. Para acero/aire y agua/aire los valores de α_R son muy cercanos a la unidad, lo que

significa que hay una reflexión casi perfecta de ondas sonoras en esta frontera. Es posible por lo tanto la detección de grietas e imperfecciones en muestras de metales y en la interfaz líquido/gas en la medición de nivel.

	Acero	Cuarzo	Poli estireno	Agua	Aire
Acero	0.0,1.0	0.27,073	0.81,0.19	0.88,0.12	≈1.0,1.1x
Cuarzo		0.0,1.0	0.51,0.49	0.67,0.33	≈1.0,1.1x
Poli estireno			0.0,1.0	0.06,0.94	≈1.0,6.9x
Agua				0.0,1.0	≈1.0,1.1x
Aire					0.0,1.0

Tabla 1.2 Valores de α_R , α_T en las fronteras de cinco materiales comunes

1.3.2.4 Atenuación del ultrasonido

La palabra atenuación se emplea para describir la reducción total de intensidad, o de la amplitud del exceso de presión, del rayo entre x_1 y x_2 (Figura 1.12). Supóngase un rayo de ultrasonido que se propaga en la dirección x de un medio entre x_1 y x_2 (Figura. 1.12). Esta atenuación es resultado de:

1. La absorción de energía por el medio entre x_1 y x_2 y
2. La pérdida de energía, durante el trayecto del rayo, por reflexión, refracción, difracción y dispersión

La absorción implica la conversión del sonido o ultrasonido en alguna otra forma de energía, mientras que para el caso de reflexión, refracción, difracción y dispersión, el sonido o ultrasonido cambia simplemente de dirección. Dependiendo de la naturaleza del medio entre x_1 y x_2 , se tendrá un cierto grado de absorción; por lo tanto, se podría obtener información acerca de las propiedades físicas del medio. Las pérdidas por reflexión, refracción, difracción depende en cambio de la geometría del sistema, así como de sus propiedades físicas. La reflexión y la refracción tendrán lugar en los límites entre zonas con distinta impedancia acústica. La difracción se producirá en las barreras

interpuestas en el trayecto del rayo. Las pérdidas por difracción son características de la estructura del material.

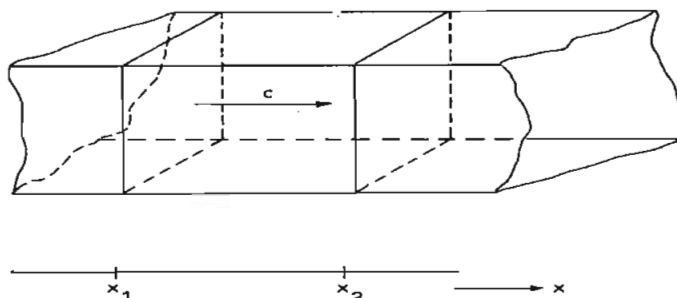


Figura. 1.12 Propagación de un rayo de ultrasonido

En la Tabla 1.3 se dan algunos valores medidos de coeficientes de atenuación

GASES (a 0° C)		$\frac{\alpha_p}{v^2}$ $10^{-11} \text{Npm}^{-1} \text{s}^2$
Aire (seco)		1.85
LIQUIDOS (a 20°C)		$\frac{\alpha_p}{v^2}$ $10^{-15} \text{Npm}^{-1} \text{s}^2$
Agua destilada		25
Acetona		54
Tetracloruro de carbono		540
Etanol		52
Glicerol		2000
Mercurio		5.5
SÓLIDOS (a unos 20°) (para ondas de volumen longitudinales)	Frecuencia MHz	α_p Npm^{-1}
Aluminio	10	0.40
Cristal corona	10	2
Perspex	2.5	57

Tabla 1.3 Coeficientes de atenuación α_p (Valores tomados de G.W.C. Kaye y T.H. Laby, Tables of Physical and Chemical Constants 14 ed.)

Son varios los procesos físicos que pueden contribuir a la absorción del ultrasonido mientras atraviesa el medio, aunque los que tienen realmente importancia varían según el tipo de medio. Para el caso de gases y líquidos estos

procesos se entienden bastante bien y se puede obtener una coincidencia cuantitativa entre la teoría y la práctica. Para los sólidos se conocen cualitativamente bien los mecanismos involucrados en la absorción del sonido o del ultrasonido, pero es muy difícil la realización de predicciones cuantitativas precisas de las diversas contribuciones al coeficiente de absorción surgidas de estos mecanismos.

1.3.2.4.1 Atenuación de una onda plana en un medio

Cuando una onda viaja a través de un medio esta se atenúa conforme lo va atravesando, de modo que las amplitudes decrecen en forma exponencial con la distancia recorrida.

Así para amplitudes de desplazamiento se tiene:

$$\hat{d}(y) = \hat{d}(0) \exp(-\alpha_d y) \quad (1.24)$$

Donde:

$\hat{d}(0)$ es la amplitud antes de atravesar el medio

$\hat{d}(y)$ es la amplitud en la posición y

α_d es el coeficiente de atenuación del desplazamiento.

Una ecuación similar relaciona la intensidad acústica $W(y)$ en la posición y con la intensidad $W(0)$ en $y=0$, así, la ecuación de la atenuación de potencia para una onda plana es:

$$W(y) = W(0) \exp(-\alpha_w y) \quad (1.25)$$

α_w es el coeficiente de atenuación de la potencia

Varios mecanismos son responsables de esta pérdida de energía. En líquidos son importantes los efectos por fricción viscosa; en sólidos, la dispersión en superficies no pulidas y la absorción por defectos de la estructura cristalina son los mecanismos populares.

Los tres mecanismos más importantes que contribuyen a la absorción del sonido o del ultrasonido en un gas son:

- a) Viscosidad
- b) Conducción térmica y
- c) Relajación térmica

El coeficiente de atenuación α para un gas puede escribirse así:

$$\alpha = \alpha_{vis} + \alpha_{th} + \alpha_{relax} \quad (1.26)$$

α_{vis} , α_{th} y α_{relax} representan, respectivamente, las contribuciones de cada uno de estos mecanismos.

Además se puede escribir

$$\alpha_{class} = \alpha_{vis} + \alpha_{th} \quad (1.27)$$

En un gas la energía de una onda de ultrasonido es la energía del movimiento sinusoidal de las moléculas que se encuentran en el trayecto de la onda. La absorción para a) y b) implica la conversión de estos movimientos regulares en movimientos aleatorios (térmicos) extrayendo, por tanto, energía de la onda original; en consecuencia, la amplitud del ultrasonido disminuirá a medida que atraviesa el gas.

En una onda de ultrasonido cuando su energía se convierte en energía térmica aleatoria de una molécula poliatómica, una parte lo hace en energía de translación aleatoria y otra lo hace en energía interna. La conversión en energía interna recibe el nombre de "relajación térmica". Para moléculas monoatómicas el mecanismo de relajación térmica no es importante debido a que estos gases no poseen grados de libertad (rotación y vibración). Pero para las moléculas poliatómicas el mecanismo de relajación si es importante.

Para un líquido, la intensidad del ultrasonido que se propaga a través de él, puede verse reducida por los tres mecanismos que se ha señalado para los gases y también para un cuarto mecanismo que es

d) relajación estructural

En cuanto a la viscosidad y conducción térmica, la teoría clásica que ya se ha mencionado para los gases, se puede aplicar también a líquidos. La relajación térmica también se produce en líquidos debido a la conversión de energía ultrasónica en energía de rotación o de vibración interna de las moléculas. Sin embargo la relajación puede ocurrir también entre dos formas isómeras diferentes de una molécula.

Hay también otra forma de relajación llamada "relajación estructural" que puede observarse en líquidos asociativos, esto es, en líquidos en que las moléculas se reúnen en grupos bajo el efecto de las fuerzas intermoleculares. En este caso, el rayo ultrasónico pierde energía al provocar reorganizaciones adicionales a los grupos de moléculas asociadas, además de las agrupaciones que resultan comúnmente como consecuencia de las fluctuaciones térmicas.

Ya que la atenuación del ultrasonido en los líquidos es mucho *menor que* en los gases, al menos para las frecuencias ultrasónicas bastante bajas, éste se puede

emplear bajo el agua en dispositivos de detección y alineación (sonar) incluso sobre distancias muy grandes.

Para los sólidos es conveniente enfocar la parte molecular, por lo que los mecanismos de atenuación, para un espécimen de cristal único, incluyen lo siguiente:

Efecto termoelástico. Este efecto se asemeja a la atenuación debida a la conducción térmica que se produce en gases y líquidos.

Dispersión por las vibraciones térmicas del medio. Las vibraciones térmicas de un sólido pueden considerarse como equivalentes a un conjunto de ondas de ultrasonido, de frecuencias muy distintas que se propagan aleatoriamente en todas las direcciones del material. La dispersión se produce cuando un rayo de ultrasonido interactúa con estas ondas aleatorias de ultrasonido, lo que conduce a la dispersión de parte de la energía del rayo.

La atenuación debida a la dispersión por las vibraciones térmicas del medio es fuertemente dependiente de la temperatura.

Para una muestra policristalina o aleación desordenada se puede añadir el siguiente mecanismo de atenuación:

Dispersión por heterogeneidades del material. Esta es la causa principal de pérdida de energía en la comprobación ultrasónica de materiales. Las heterogeneidades pueden consistir en diferentes orientaciones de los granos de una sustancia policristalina, ya que cada grano individual es anisótropo para la propagación del ultrasonido, o en inclusiones de materiales diferentes, o en una porosidad, como sucede en los materiales sintéticos. Esta dispersión es significativa para irregularidades mayores de, aproximadamente, una centésima de la longitud de onda ultrasónica. La dispersión aumenta con la tercera potencia

del tamaño del grano y la cuarta potencia de la frecuencia, en tanto que la longitud de onda sea superior al tamaño del grano. Cuando la longitud de onda del ultrasonido llega a ser comparable con la separación entre los granos, los centros de dispersión dejan de actuar independientemente y la velocidad del ultrasonido resulta afectada.

1.3.3 GENERACIÓN Y DETECCIÓN DE ULTRASONIDO

Las ondas de ultrasonido son generadas o recibidas por transductores. Los transductores son dispositivos que convierten una forma de energía en otra. Así un transductor de sonido transformará la energía acústica en energía eléctrica, mecánica o térmica. Existen también transductores reversibles que pueden convertir energía en ambas direcciones.

Puesto que los resultados del presente trabajo dependen de las características del generador / receptor de ultrasonido, a continuación se revisa la teoría respectiva.

1.3.3.1 Generadores de ultrasonido

Los principales tipos de generadores de ultrasonido se enumeran a continuación:

- Generadores mecánicos.
- Generadores de cristal.
- Generadores magnetostrictivos.
- Generadores electromagnéticos.
- Generadores electrostáticos.
- Generadores diversos.

De los tipos de generadores mencionados, los que pueden ser empleados en este proyecto se los describe en forma más detallada:

Generadores de cristal

Dos tipos de cristal pueden ser usados para la generación de ondas ultrasónicas, el primero usa el efecto piezoeléctrico y el segundo el efecto electrostrictivo.

Efecto Piezoeléctrico.

La piezoelectricidad es una propiedad de ciertos materiales naturales y sintéticos, cuyo efecto básico consiste en que al ser aplicado un esfuerzo a uno de estos materiales aparecen cargas eléctricas sobre sus caras y, recíprocamente, al aplicar tensiones entre ellas, la sustancia se deforma. Los materiales en los que se ha observado este efecto se pueden clasificar en dos grupos. En primer lugar se encuentran las sustancias naturales como el cuarzo, la turmalina, la sal de Rochela, etc. En segundo lugar aparecen las sustancias sintéticas que se pueden dividir en dos grupos, los cristales de sales sintéticos, tales como el sulfato de litio o el fosfato diamónico y las cerámicas ferroeléctricas polarizadas, tales como el titanato de bario o el titanato circonato de plomo.

Suponga que una rodaja de cristal eléctricamente aislante, se comprime aplicando fuerzas en sus superficies. Debido a estas fuerzas el cristal se deformará ligeramente y, si la simetría de la estructura interna del cristal cumple determinadas condiciones, pueden aparecer cargas eléctricas sobre el cristal (Figura. 1.13), positivas en una superficie y negativas en la opuesta. En el interior del cristal se crea un campo de potencial electrostático. Si se eliminan las fuerzas externas, las cargas desaparecen. Un cristal que muestre este fenómeno recibe el nombre de piezoeléctrico.

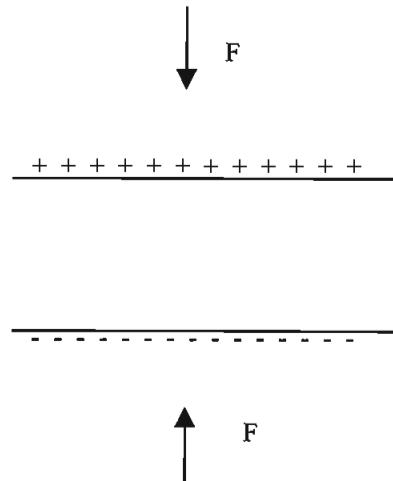


Figura. 1.13 Deformación de un cristal

El efecto contrario del efecto piezoeléctrico supondrá que, al colocar un cristal piezoeléctrico en un campo eléctrico, el cristal adquirirá cierta distorsión; si se elimina el campo eléctrico, la distorsión desaparecerá. Una manera conveniente de producir el campo eléctrico consiste en recubrir las superficies de la placa con una película conductora y aplicar un voltaje entre estos recubrimientos metálicos.

La importancia de los efectos piezoeléctrico y su inverso reside en relación con los ultrasonidos que proporcionan un medio de conversión de las oscilaciones eléctricas en oscilaciones mecánicas y viceversa, mediante el empleo de transductores piezoeléctricos.

La forma más eficaz de conversión electromecánica se ha logrado cuando la frecuencia de las oscilaciones eléctricas es igual a una de las frecuencias de resonancia mecánica naturales de la muestra (Figura. 1.14). Mediante una elección adecuada de la frecuencia de trabajo y de la orientación de la lámina con relación a los ejes cristalográficos del cuarzo, es posible la generación de ondas ultrasónicas longitudinales (casi puras) o transversales (casi puras) con una polarización dada.

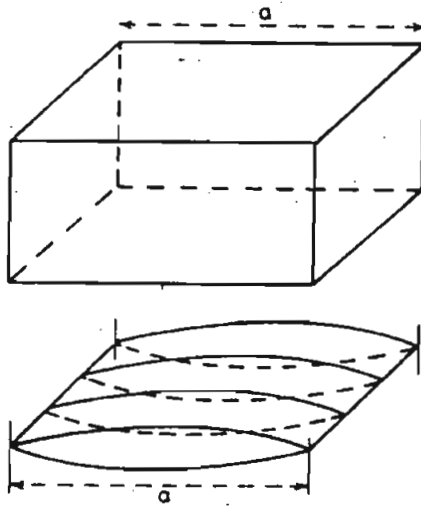


Figura. 1.14 Condición de resonancia para la resonancia fundamental para una dimensión lineal de un bloque rectangular de cuarzo sujeto por sus extremos

El intervalo de frecuencias en el cual se utiliza estos transductores es muy amplio, siendo el límite superior mayor a 10 MHz..

Para frecuencias menores se debería excitar, por lo general la frecuencia fundamental de la placa de cuarzo y se deberán elegir consecuentemente sus dimensiones.

Para frecuencias muy bajas se puede emplear o una placa de cuarzo amortiguada por debajo de su frecuencia de resonancia natural o un transductor magnetostrictivo.

Para frecuencia superiores a los 10 MHz se utilizan armónicos de orden más elevado para evitar tener láminas de cuarzo muy delgadas. De los armónicos de orden superior, tan solo pueden generarse los de orden impar. Se considera la muestra del material piezoeléctrico como el dieléctrico de un condensador de placas paralelas, los armónicos pares corresponden a cargas inducidas del mismo signo sobre las superficies opuestas a la muestra (Figura. 1.15), de manera que no se excitarán al aplicar una diferencia de potencial en las placas. La frecuencia del ultrasonido que puede generarse empleando armónicos más elevados tiene un límite.

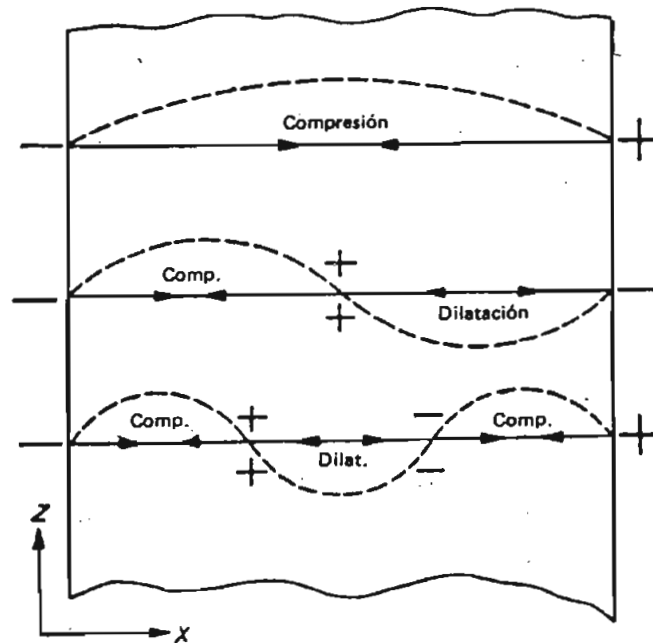


Figura. 1.15 Presión y distribución de carga para una placa de cuarzo que vibra en (a) frecuencia fundamental, (b) el segundo armónico y (c) el tercer armónico²

Con este tipo de transductores se soluciona el problema de la baja frecuencia que era el límite superior de los transductores mecánicos.

Efecto Electrostrictivo.

El efecto piezoeléctrico ocurre en todos los dieléctricos y es un fenómeno análogo a la magnetoestricción. Para la mayor parte de materiales es despreciable, pero en ciertos dieléctricos llamados ferroeléctricos, el efecto es muy apreciable. La aplicación de un campo eléctrico en una dirección dada produce una deformación mecánica, cuya magnitud es proporcional al cuadrado de la intensidad del campo aplicado y es independiente del sentido del mismo. Para un campo eléctrico sinusoidal, la forma de onda de la deformación es la misma que la de la corriente alterna rectificadas pero no filtrada, y su frecuencia es igual al doble que la del campo aplicado.

Generadores electromagnéticos

Los transductores electromagnéticos son, en realidad, desarrollo técnico de los altavoces convencionales que se emplean en frecuencias de audio. Pueden emplearse a frecuencias ultrasónicas relativamente bajas para generar alta potencia y se han empleado a frecuencias muy elevadas para realizar medidas de fricción interna.

Debido a sus bajas frecuencias fundamentales de resonancia, las respuestas de estos osciladores disminuyen rápidamente por encima de los 10 kHz y sus rendimientos son relativamente bajos a 20 kHz.

² De L. Bergmann, *Ultrasonics and Their Scientific and Technical Applications*. Wiley, New York 1943

Generadores diversos.

Además de los transductores descritos anteriormente existen los transductores térmicos, químicos y ópticos. Los transductores térmicos no son usados comúnmente como fuentes de ultrasonido.

Existe una clase de transductores que producen ultrasonidos a frecuencias en el orden de los MHz, es decir ultrasonido de microonda. Recientes investigaciones han escogido cinco diferentes métodos de ondas de ultrasonido en el rango de frecuencias de centenares de MHz a decenas de GHZ, usando:

- Varillas no resonantes de materiales piezoeléctricos de un solo cristal .
- Transductores de capa de difusión.
- Transductores de capa evaporada.
- Transductores de película magnética.

1.3.3.2 Receptores de ultrasonido

Los principios de recepción de ultrasonido se basan en las mismas propiedades físicas que se aprovechan en los elementos para la emisión de ultrasonido, por lo que la clasificación es similar a la dada para generadores de ultrasonido.

Receptores de cristal

Los receptores de ultrasonido que más se utilizan en la actualidad son los piezoeléctricos, los que aprovechan el fenómeno inverso de la piezoelectricidad. El funcionamiento de este tipo de receptores de ultrasonido es similar al explicado en la parte de generadores de cristal con efecto piezoeléctrico.

Los receptores magnetostrictivos, los electrostáticos y los electromagnéticos, utilizan el principio inverso que los generadores magnetostrictivos, los electrostáticos y los electromagnéticos respectivamente.

En los puntos anteriores se ha explicado brevemente la teoría básica de ultrasonido, refiriéndonos a su propagación y a la forma de generación y detección.

Para obtener los datos de la reflexión de ultrasonido, se ha escogido la técnica de reflexión de pulso o de eco de pulso como la más apropiada, gracias a la facilidad en su aplicación dentro del diseño del sistema en general.

1.4 TÉCNICAS DE REFLEXIÓN DE PULSO O DE ECO DE PULSO

El presente proyecto requiere estudiar el grado de atenuación de la onda de ultrasonido al chocar contra la superficie de la muestra, para esto la onda ultrasónica debe viajar desde un generador, reflejarse y regresar a un receptor para su posterior análisis. Es por esta razón que se ha escogido la técnica de reflexión de pulso como el método propicio para realizar este estudio. En seguida se explica los principios de esta técnica:

La técnica de reflexión de pulso de eco o de eco de pulso, es usada para medición de velocidades acústicas y coeficientes de absorción, se ha descubierto un considerable número de aplicaciones en la industria, investigación y práctica médica. Por ejemplo, los métodos de medición de velocidad han sido adaptados a diferentes propósitos como la localización de defectos en materiales, calibraciones finas, determinación de constantes elásticas y estimación de concentraciones en soluciones. Las técnicas usadas para medición de absorción han sido aplicadas a propósitos como: estimación de grados de dureza en metales, medición de presión de gases y visualización de tejido maligno.

El método del pulso, en su forma más simple, consiste en enviar un corto tren de ondas sonoras a través de un medio hacia un receptor. Para la transmisión el receptor es colocado a una distancia medida desde la fuente, pero para el eco un transductor reversible sirve como fuente y receptor, un reflector regresa los pulsos.

La velocidad del sonido en el medio es entonces determinada por el tiempo que se demora el pulso en viajar una longitud en un camino acústico determinado. Para este camino acústico, un reloj debe dar un valor razonablemente aproximado al tiempo de viaje. Langevin³ usó este método durante la guerra de 1914 para hacer mediciones en agua de mar. Un transductor de cuarzo el cual

³ Fundamental of Ultrasonics. Blitz, Jack. Second Edition. Butterworths. London. 1967. Pg 139.

fue colocado en el casco de un barco, transmitía a 40 kHz una sucesión de pulsos de alta intensidad a intervalos regulares. Estos pulsos, luego de una reflexión en una superficie de un objeto sólido sumergido en el agua, a una distancia medida desde el barco, fueron recibidos por un transductor similar localizado en una posición conveniente en el mismo barco. En una cartilla ajustada a un disco rotatorio fueron grabadas marcas en los tiempos de transmisión y recepción de cada pulso, de esta manera se calculó la velocidad del sonido.

El método de Langevin no es practicable en cortas longitudes de camino acústico, porque el tiempo que se demora el sonido en atravesarlo y regresar es muy pequeño. No fue sino hasta después del descubrimiento del radar que el método del pulso pudo ser utilizado para pequeñas longitudes.

Una gran ventaja de la técnica de pulso sobre otros métodos de medición acústica, es que la longitud del camino acústico no debe ser variable. Consecuentemente, no hay partes móviles envueltas y se eliminan problemas de contaminación por fugas cuando se trata de medición en gases. Este método solo presenta dificultades en frecuencias de MHz, donde la atenuación es muy alta.

Parbrook⁴ empleó transductores electrostáticos para frecuencias mayores a 200 kHz y cristales piezoeléctricos para frecuencias más altas que 3 MHz, en la medición de gases usando la técnica del pulso - eco. A frecuencias de MHz, el método del pulso - eco en gases es impracticable debido a la alta atenuación y se requiere usar el método de transmisión con cristales de transmisión y recepción separados.

El método del pulso - eco es usado extensamente para determinar las constantes de propagación en sólidos especialmente a frecuencias de MHz. La Figura 1.16 muestra un diagrama de bloques simplificado de un instrumento utilizado. La superficie de la muestra que está en dirección normal a la propagación del sonido debe ser aproximadamente paralela con otra. Para más aplicaciones del método

del eco se emplean transductores reversibles simples pero algunas veces, por ejemplo, cuando el medio es altamente atenuante cristales de recepción y transmisión separados son colocados en lados contrarios de la muestra, donde es indispensable estudiar en detalle la forma de onda del pulso.

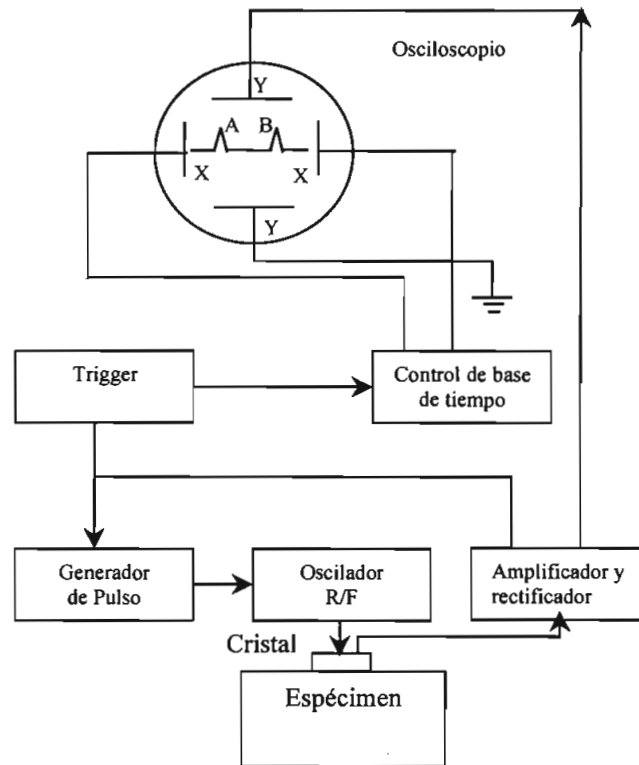


Figura. 1.16 Diagrama de bloques simplificado de los aparatos usados para la técnica del pulso

La Figura 1.17 muestra un cristal piezoeléctrico que transmite un pulso ultrasónico en el material (1). Si las impedancias características de los materiales (1) y (2) son sustancialmente diferentes, la mayor parte de la energía del pulso se reflejará entonces en la frontera. El pulso reflejado se detecta por el cristal (que ahora actúa como receptor) y se mide el tiempo T_T entre los pulsos saliente y reflejado. Ya que T_T es el tiempo para el viaje de ida y vuelta de distancia $2l$, entonces

$$T_T = \frac{2l}{c}$$

⁴ Fundamental of Ultrasonics. Blitz, Jack. Second Edition. Butterworths. London. 1967. Pg 119.

(1.28)

l es la distancia de la interfaz desde el cristal
 c es la velocidad del sonido en el medio (1)

La medición se complica por la creación de reflexiones múltiples o ecos. Parte del primer pulso reflejado se refleja en la frontera del material (1) y el cristal, y se refleja de nuevo en la frontera de los materiales (1) y (2) para crear un segundo pulso reflejado. Este proceso se repite muchas veces, disminuyendo la amplitud de los pulsos reflejados a causa de las pérdidas por atenuación en el material (1) y pérdidas por reflexión en las fronteras.

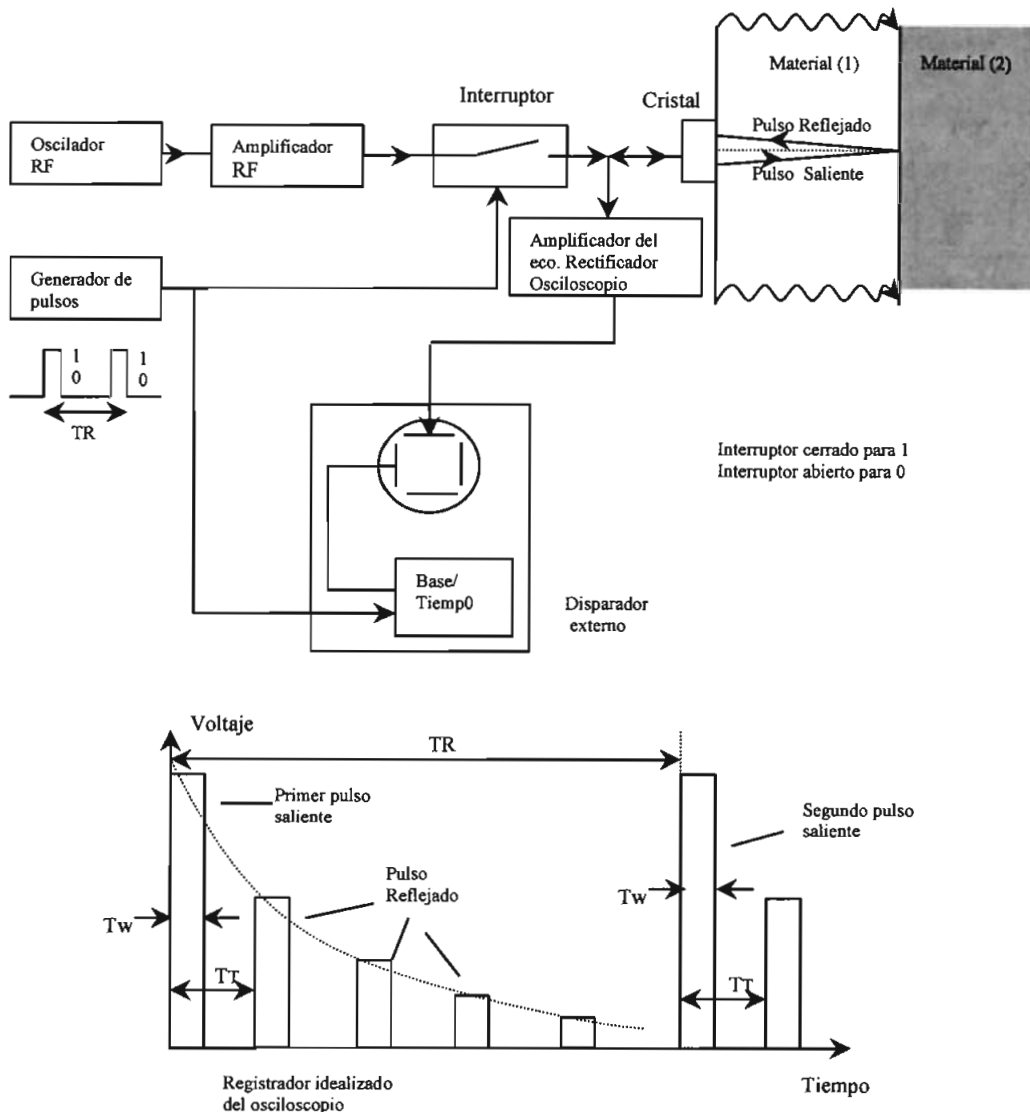


Figura. 1.17 Técnicas de reflexión de pulsos

Para obtener buenos resultados de esta técnica, la señal del pulso debe cumplir las siguientes condiciones:

- El ancho del pulso T_w debe ser grande comparado con el periodo $1/f$ de la onda de sonido, así se asegura la existencia de muchos ciclos con el propósito de que haya energía suficiente en cada pulso.

$$T_w \gg \frac{1}{f} \quad (1.29)$$

- El tiempo T_T debe ser grande comparado con el tiempo de duración del pulso T_w para evitar la interferencia entre los pulsos que están saliendo y los que están siendo reflejados.

$$T_T \gg T_w \quad (1.30)$$

- El tiempo T_R que es el tiempo que transcurre entre dos pulsos salientes sucesivos debe ser mayor que el tiempo T_T , esto asegura que todas las reflexiones, al seguir a un pulso saliente, se atenúen antes de que la siguiente penetre en el material.

$$T_R \gg T_T \quad (1.31)$$

Este método se puede emplear para medir el espesor de materiales aprovechando la diferencia considerable en la impedancia característica entre la mayoría de sólidos y el aire. También se emplean comúnmente técnicas de reflexión de pulsos para la detección de grietas de metales. Para este caso la frecuencia f se debe elegir de tal modo que la longitud de onda del sonido sea

pequeña en comparación con el tamaño de los defectos por detectar. La diferencia grande en impedancia característica entre gases y líquidos significa que ocurre una reflexión casi perfecta en una interfaz de líquido - gas, y que estas técnicas son aplicables a la medición del nivel. Otra aplicación importante de las técnicas de reflexión de pulsos es en la formación de imágenes de zonas del cuerpo humano.

Los resultados obtenidos de la aplicación de la técnica de pulso – eco, contienen gran información de la superficie en la que se reflejaron, es por eso que usando herramientas matemáticas se puede extraer toda esta información. La siguiente teoría matemática es una introducción de lo que se realizará en etapas posteriores del proyecto del cual es parte este trabajo.

BREVE DESCRIPCIÓN MATEMÁTICA DEL CONTENIDO DE UNA SEÑAL DE ULTRASONIDO

En general, una señal de emisión de ultrasonido generada mediante la técnica de pulso – eco, puede modelarse como una portadora de frecuencia de oscilación correspondiente a la oscilación natural del transductor usado y por una modulante muy particular que depende de las características del transductor empleado, por lo que se tiene la atenuación de la onda inmediatamente después de emitida.

La representación se describe matemáticamente como sigue:

$$I_e(t) = m(t) * E * \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (1.32)$$

Donde: $I_e(t)$ es la información emitida; E , ω y θ representan a una constante asociada a la amplitud de la portadora; ω , la frecuencia de oscilación del transductor usado y a la fase relativa de la portadora respectivamente. El término $m(t)$ es el representativo de la modulante:

$$m(t) = R \cdot t^{-n} \cdot e^{-\alpha t} \quad (1.33)$$

Donde: R es una constante asociada a la amplitud de la modulante, n, α , constantes asociadas al transductor.

El medio donde se propaga la señal emitida (1.32) ejerce sobre ella un proceso de modulación, atenuación, cambio de fase, difracción y adición de ruido. Como consecuencia de ello, la señal presente en los terminales de la entrada del receptor se la puede modelar de forma similar a las ecuaciones (1.32) y (1.33):

$$I_r(t) = C \cdot (t - tt)^n \cdot e^{-\alpha(t-tt)} \cdot pm(t + \phi) + \eta \quad (1.34)$$

Donde: $I_r(t)$ es la información recibida; C, representa una constante a la amplitud de la señal recibida; tt es el tiempo de tránsito; pm es la señal emitida; ϕ el cambio de fase y η el ruido aditivo.

Básicamente, el proceso de emisión recepción ultrasónica arriba modelado, puede ser representado como un procedimiento de modulación y demodulación en amplitud de una señal cuya forma genérica es:

$$f(t) = e^{-at} \cdot \text{sen } \omega_c t \cdot u(t) \quad (1.35)$$

Esto es, una señal aperiódica (de energía finita), senoidal y exponencialmente decreciente que, en forma genérica, se la modela en el dominio de la frecuencia por medio de las siguientes expresiones:

$$f(t) \longleftrightarrow F(\omega)$$

(1.36)

Entonces:

$$f(t) \leftrightarrow \frac{\omega_0}{(a + j\omega)^2 + \omega_0^2}$$

(1.37)

Donde: ω_0 , representa la pulsación angular de la portadora. El resultado de las expresiones (1.35) y (1.36) puede visualizarse en las figuras 1.18 y 1.19

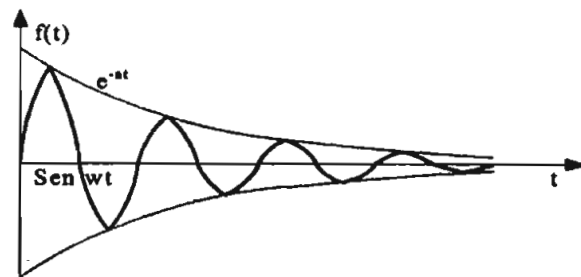


Fig. 1.18 Señal de salida

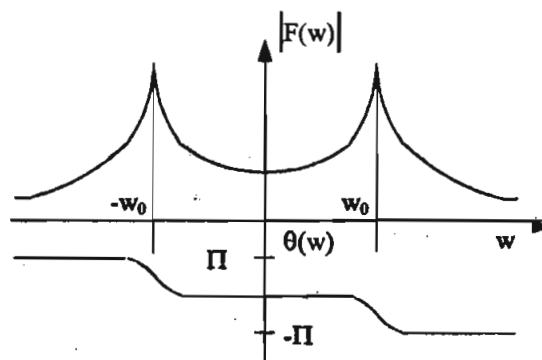


Fig. 1.19 Módulo y fase del espectro de emisión

La determinación del proceso de recepción es similar a los vistos, pero depende de cómo interactúa el medio con la señal emitida.

Sin embargo, en la mayoría de los casos prácticos es imposible sin el tratamiento adecuado en el dominio frecuencial de la señal obtenida, encontrar información útil más allá del computo del tiempo tránsito.

Lo que sí se puede afirmar es que por un lado se deben emitir varios ciclos para que el rebote o eco produzca una señal de amplitud significativa. Esto sin embargo hay que contraponer al hecho que a mayor número de ciclos emitidos, mayor será la distancia mínima a partir de la cual se puede empezar a medir el tiempo de vuelo.

1.5 ESTRUCTURA PROPUESTA

De la teoría revisada y el análisis del problema se establece que el prototipo para interpretar sísmica de superficies y su aplicación a calizas esté basado en la técnica de reflexión de ondas de ultrasonido.

Emisores y receptores de ultrasonido acoplados a un sistema mecánico en movimiento, permitirán un muestreo preciso de la superficie de la roca caliza en estudio con el propósito de generar cierta información acerca de sus propiedades. Si se añade un computador se podría intentar obtener una imagen digitalizada en tres dimensiones de la roca, así como también el grado de atenuación de la onda de ultrasonido reflejada en diferentes puntos de la muestra.

El problema propuesto se ha dividido en tres partes: primero, la forma de muestrear toda la superficie en estudio, segundo el tratamiento de la señal de ultrasonido y por último el diseño de la interfaz serial con el computador.

Con el propósito de lograr el desplazamiento de los sensores de ultrasonido, se ha diseñado un sistema electromecánico con motores de pasos, cuya naturaleza digital permite el control de posición del eje a través de la generación de una secuencia lógica de pulsos.

Para resolver el segundo problema se propone utilizar la técnica del impulso – eco. El sistema utilizaría una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud fijas de 40 kHz y 10 V como base fundamental del diseño. Esta señal eléctrica que se transforma en ultrasónica es la que posteriormente se detecta, acondiciona y amplifica, obteniéndose así la información requerida.

Para poder dibujar en el computador una aproximación de la muestra en estudio es necesario determinar en varios puntos de la misma las coordenadas X, Y y Z. La posición X e Y se cuantificará determinando la posición de los motores de

pasos. La coordenada Z se obtendrá midiendo el tiempo que le toma a la señal de ultrasonido en su viaje de ida y vuelta.

La interfaz con el computador se lo realizará mediante comunicación serial usando el protocolo RS232. El PC procesará y almacenará la información generada en las etapas anteriores. El programa que realizará esta tarea será implementado en LabVIEW con un intercambio dinámico de datos entre este y MatLab.

Tanto para la parte de control del movimiento de los motores de pasos, como para controlar el funcionamiento del circuito electrónico que alimenta el transductor emisor de ultrasonido, para la detección de la señal ultrasónica recibida por el transductor receptor, para la medición del tiempo que le toma a la señal de ultrasonido en ir reflejarse en la superficie y regresar, para el envío y recepción de datos desde y hacia el computador se utilizará el microcontrolador PIC16F877, que presenta muchas ventajas y flexibilidad en su uso.

2. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO DE EXPLORACIÓN.

En la figura 2.1, se muestra el diagrama bloques de la descripción general del equipo a construirse, el mismo que estará formado por un computador personal, el microcontrolador PIC16F877, los motores de pasos, los sensores de ultrasonido con sus respectivos circuitos electrónicos y la parte mecánica para el movimiento.

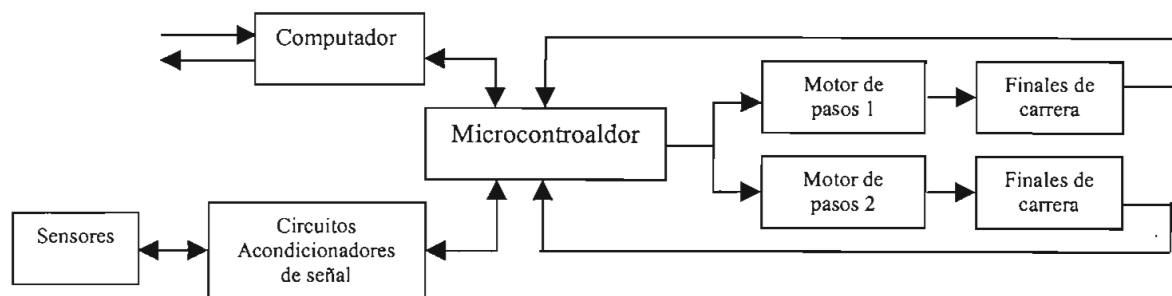


Figura 2.1 Diagrama de bloques de la descripción general del sistema

2.1 DISEÑO DEL SISTEMA MECÁNICO

El sistema mecánico de movimiento, debe cumplir con ciertos requerimientos del proyecto "Prototipo Inteligente para Optimizar la Interpretación de Sísmica de superficies y su aplicación a Calizas", los cuales son:

- La distancia a la cual se ha de muestrear la roca en estudio, será de aproximadamente 1 m de altura.
- Se debe muestrear una superficie de por lo menos 50 cm x 50 cm.
- El movimiento de los carros que transportan los sensores debe ser independiente y con su propia tracción.

Pensando en satisfacer estos requerimientos, se realizó un primer diseño del sistema usando un conjunto piñón cadena y montados sobre rieles de hierro, lo que resultó muy pesado esforzando a los motores de pasos.

Por esa razón se modificó el diseño usando el mismo sistema de piñón y cadena, que permite una transmisión del movimiento directa desde el motor a las ruedas de los carros, y ahora con un eje montado sobre rodamientos para disminuir la fricción, y de esta forma obtener un deslizamiento uniforme de las ruedas.

Este último diseño mecánico emplea tubos cuadrados de 1 pulgada, por su característica de firmeza y bajo peso. Para aumentar la adherencia entre las ruedas y la superficie sobre la que se deslizan se colocó un material que aumenta la fricción entre éstas.

Para el detalle de las dimensiones del sistema, favor referirse al Anexo 1 correspondiente a los planos mecánicos del prototipo.

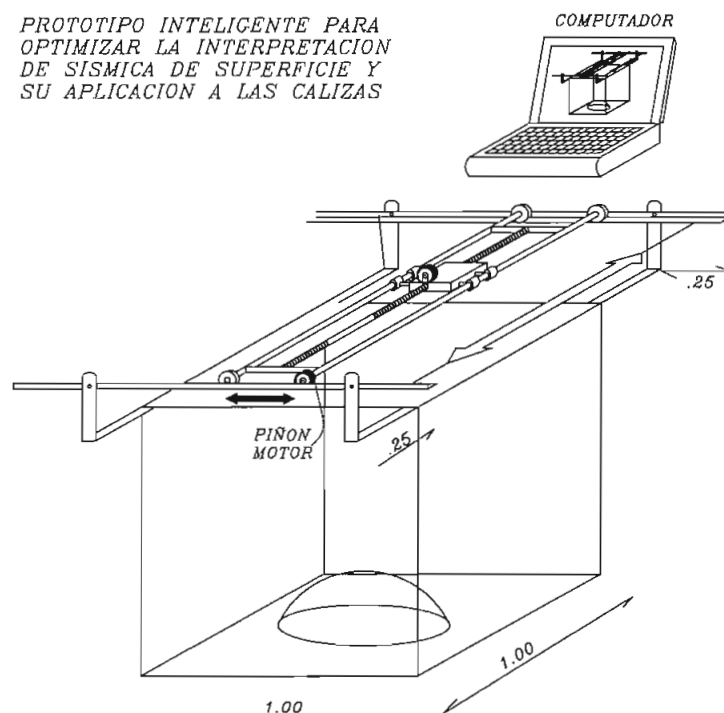


Figura. 2.2 Esquema final del prototipo

Para los fines del proyecto, el movimiento de los carros de la parte mecánica se realiza de la siguiente manera: el carro1 se mueve en la dirección vertical y el carro2 en la dirección horizontal, como se indica en la Figura 2.3.

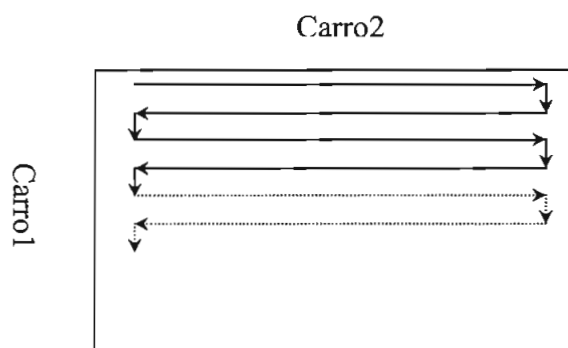


Figura 2.3 Representación del movimiento de los carros del sistema

2.2 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL SISTEMA DE POSICIÓN

Para lograr el muestreo de la superficie es necesario tener un sistema mecánico cuyo movimiento en los ejes X e Y, será producido por dos carros 1 y 2, los cuales son movidos por motores de pasos independientes, como se indica en la Figura 2.4, cada uno con su propio circuito de control y comandados desde el microcontrolador.

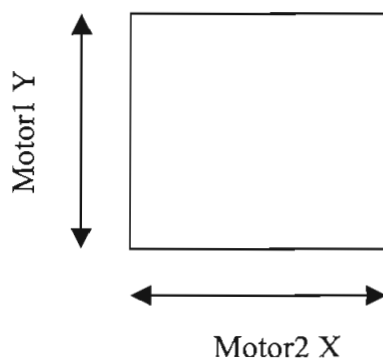


Figura 2.4 Representación del movimiento de los motores

Para producir movimiento en los motores de pasos se debe alimentar sus bobinas con la polaridad adecuada y siguiendo una determinada secuencia. En la Figura 2.5 se indica en diagrama de bloques la manera de producir movimiento en un motor de pasos.



Figura 2.5 Diagrama de bloques del circuito de control de posición de los motores

Los motores de pasos escogidos son bipolares, por su característica de un torque alto, los datos de placa proporcionados por el fabricante constan en la Tabla 2.1

Número de fases	2
Corriente por fase	0.38 A
Voltaje por fase	12 V
Angulo por paso	1.8°
Resistencia por fase	32Ω
Inductancia por fase	36mH

Tabla 2.1. Datos de placa de los motores bipolares

Para obtener el giro del motor por pasos con el torque mayor se ha aplicado una secuencia de funcionamiento llamado manejo de dos fases, en donde las dos fases del estator del motor se alimentan simultáneamente. Para hacer que el motor de un paso, la dirección de la corriente (y del campo magnético) en una fase es invertida. El siguiente paso ocurre cuando la corriente de la otra fase también se invierte. La corriente durante la secuencia pasa por cuatro diferentes estados, lo que equivale a cuatro pasos completos, hasta que se regrese al

estado inicial. De esta manera se logra un mayor torque en el eje del motor. (Figura 2.6)

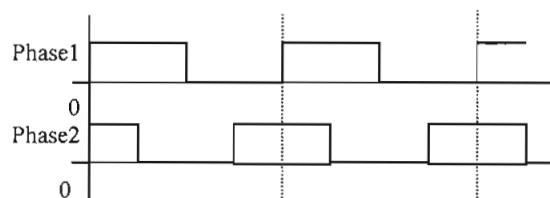


Figura 2.6 Secuencia de dos fases

Los motores bipolares requieren alimentación de potencia positiva y negativa, para esto el circuito de potencia que alimenta a este tipo de motores debe estar formado por un puente de interruptores que permitan aplicar las dos polaridades a las bobinas.

Para lograr este propósito se utilizó el circuito integrado NJM3773,¹ que se lo escogió luego de buscar el controlador que más se adaptara a las necesidades. El NJM3773 consta de: dos puentes de interruptores independientes los mismos que incluyen diodos de recirculación; un controlador de corriente constante con dos canales: uno para cada bobina del motor bipolar, con alta impedancia de entrada. Además tiene un reloj oscilador, el cual es común para ambos canales, un conjunto de comparadores y flip-flops que constituyen el circuito de control.

Para producir el giro de los motores de pasos se debe aplicar a los pines 9 y 14 (Phase1 y Phase2) del circuito integrado la secuencia de dos fases que es generada en el microcontrolador y que se indica en la Figura 2.6. Los pines 10 y 13 (Dis1 y Dis2), deben estar en cero lógico para este propósito.

¹ Casa fabricante New Japan Radio. Hoja de especificaciones, ver Anexo 2.

Las conexiones del circuito integrado NJM3773 se indican a continuación:

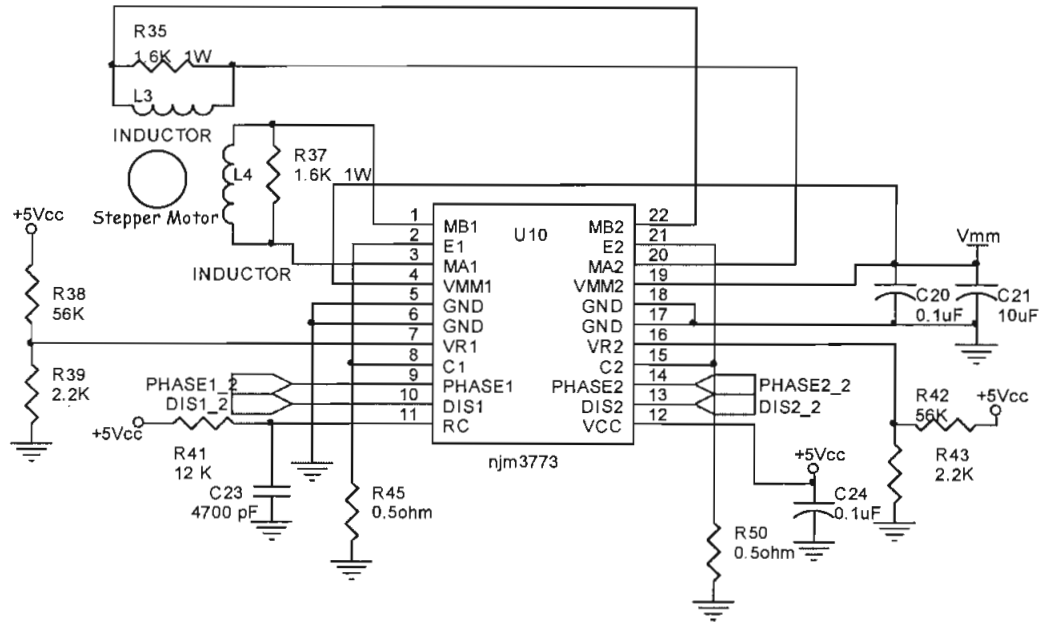


Figura 2.7 Conexiones para el circuito integrado NJM3773

El integrado NJM3773 permite controlar el valor de la corriente que va a las bobinas del motor, determinando el voltaje de referencia (V_{R1} Y V_{R2}) y el valor de la resistencia R_s . El pico de corriente a través de la resistencia R_s (y de las bobinas del motor) puede ser expresado así:

$$I_M = V_R/R_S \text{ [A]}$$

(2.1)

R_s debe ser seleccionada para la máxima corriente del motor, en este caso 380mA y no debe exceder el máximo valor de corriente del circuito integrado que es 850 mA, entonces:

$$I_M = 380 \text{ mA y } R_s = 0.5\Omega, \text{ por lo que } V_R = 0.19 \text{ V}$$

El voltaje de referencia V_R , se obtuvo del divisor de voltaje de +5Vcc como se indica en la Figura 2.7.

El modo de operación de los motores de pasos dependerá de la velocidad de la secuencia y de la carga aplicada al eje. Por lo que se debe tener ciertas consideraciones al momento de determinar la velocidad de la secuencia ya que esta permite mantener el pulso en las bobinas el tiempo necesario para que el motor responda; si la duración del pulso es demasiado corto, el motor no alcanza a sincronizar los pulsos recibidos con el movimiento ejecutado y empieza a oscilar alrededor de una posición. Si la duración del pulso es demasiado extenso, se puede presentar calentamiento excesivo del motor.

La secuencia de dos fases es producida por el microcontrolador y tomando en cuenta las consideraciones anteriores, la frecuencia de los pulsos generada es de 12 Hz, con lo que se tiene una velocidad adecuada y se obtiene un rendimiento óptimo de los motores.

El número de pasos por barrido (scan) se determinó tomando en cuenta las características técnicas de los motores y la distancia que se quiere por muestreo. Se estableció entonces, que los motores den 800 pasos o cuatro giros completos ($1.8^\circ * 800_{\text{pasos}} = 4 * 360^\circ$)

La distancia que recorren los carros del sistema mecánico depende del radio de las ruedas de los carros que transportan los sensores de ultrasonido. La equivalencia lineal por paso de motor, se determina en el siguiente cuadro:

	Diámetro rueda (cm)	Distancia 1 paso (cm)	Distancia 800 pasos (cm)
Carro1	3.84	0.0603	48.25
Carro2	4.10	0.0644	51.52

Tabla 2.2 Equivalencia lineal por paso para cada motor.

El control del número de pasos que hacen los motores en cada recorrido se realiza desde el microcontrolador, que es el generador de la secuencia de pulsos.

2.3 DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DEL ULTRASONIDO

Para el diseño de los circuitos de emisión y recepción de ultrasonido se ha tomado en cuenta el siguiente diagrama de bloques que muestra las diferentes etapas en el tratamiento de la señal.

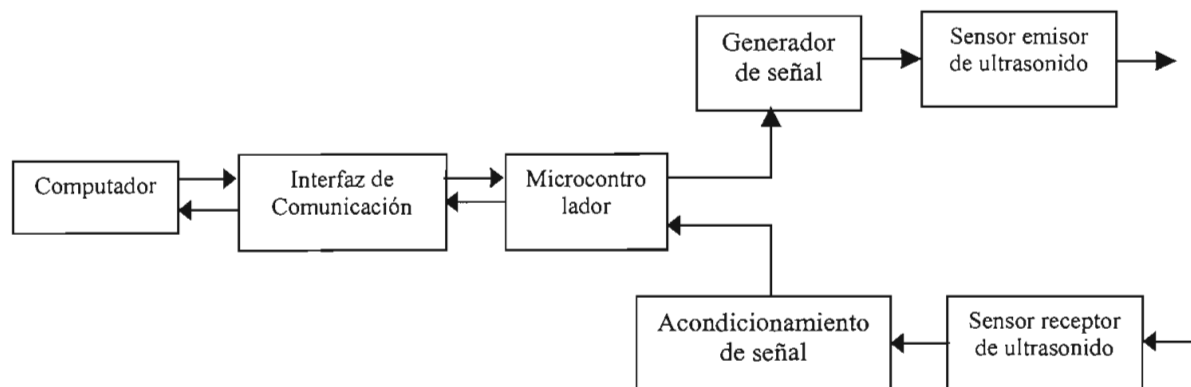


Figura 2.8. Tratamiento de la señal de ultrasonido

Para el diseño se ha tomado en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las ondas de ultrasonido que pueden propagarse en el aire libre, son aquellas que tienen una frecuencia menor a 100kHz aproximadamente. Para frecuencias mayores a este rango las ondas son atenuadas drásticamente debido a que las partículas de aire no pueden vibrar a grandes frecuencias.
- Debido a que la resolución axial es la habilidad de un sistema para distinguir entre dos objetos que están juntos a lo largo de la línea de incidencia del rayo, la frecuencia a la que trabaja el circuito oscilador determina la resolución axial del prototipo.
- No es necesario el uso de transductores de alta potencia ya que la aplicación es para estudios en laboratorio donde no están implicadas grandes distancias entre los sensores y la muestra.

- El tiempo de duración de un tren de pulsos de ultrasonido debe ser grande comparado con el período de la onda de sonido, con el propósito de que exista la energía suficiente en cada pulso.
- La duración del tren de pulsos de ultrasonido debe ser mucho menor en comparación con el tiempo que se demora una onda de sonido en ir, reflejarse y regresar. Esto se hace para evitar la interferencia entre los pulsos que están saliendo y los que están siendo reflejados.
- El tiempo entre dos trenes de pulsos salientes sucesivos debe ser mayor que el tiempo que se demora la onda en ir, reflejarse y regresar. Esto asegura que todas las reflexiones, al seguir a un pulso saliente, se atenúen antes de que la siguiente penetre en el material.
- Una onda senoidal es mucho más fácil de tratarla que una onda cuadrada que contiene muchos componentes de armónicos.

Luego de analizar y estudiar varias alternativas de sensores de ultrasonido existentes en el mercado y tomando en consideración los criterios antes mencionados, se escogieron unos transductores piezocerámicos de uso frecuente en sistemas de alarmas, que están constituidos por un par emisor receptor, cuya frecuencia central de operación es de 40 kHz, son fácilmente adquiribles, de alto rendimiento y se adaptan a acondicionadores que se pueden construir con elementos que se encuentran en el mercado local.

A continuación se presenta las características obtenidas del fabricante:

CLASE	f central	Ancho de banda	V_{en} máxima	I_{en} máxima	C
	KHz	KHz	V _{rms}	MA	ηF
Transmisor	40	4	20	50	2,26
Receptor	40	4	-	50	2,27

Tabla 2.3. Especificaciones técnicas de los sensores²

² Más características de los sensores de ultrasonido se encuentran en el Anexo 3

2.3.1 CIRCUITO DE GENERACIÓN Y TRANSMISIÓN DE ULTRASONIDO

Una vez escogido el generador de ultrasonido, fue necesario generar una señal eléctrica con frecuencia de 40 kHz, para lo que se probó una serie de osciladores como son los de Puente de Wein y los cristales, pero estos resultaron muy inestables y difíciles de controlar. Por este motivo se optó por generar la señal eléctrica desde el microcontrolador, obteniendo una onda cuadrada de amplitud igual a 5V que son los niveles TTL que maneja el microcontrolador.

La señal así generada, entra a una etapa de filtraje con el propósito de obtener una señal con una frecuencia $f_r = 40\text{kHz}$. Esta etapa consta de dos partes colocadas en cascada: una que elimina frecuencias sobre la frecuencia de corte y la otra que elimina frecuencias bajo la frecuencia de corte. Todo esto con el propósito de obtener una señal senoidal adecuada que facilite la construcción del receptor de ultrasonido.

La resolución axial del prototipo está determinada por la longitud de onda de la señal de ultrasonido empleada. La frecuencia empleada es de 40 kHz y la velocidad del sonido en el aire es de 33146 cm/s, entonces la resolución axial será de:

$$\lambda = c/f = 0.8286 \text{ cm} \quad (2.2)$$

Para un filtro pasa bajos la frecuencia de corte es:

$$f_o = 1/(2\pi R_2 C) \quad (2.3)$$

En donde, la potencia cae a un factor de $1/2$ de su valor pico, por este motivo, para mantener un voltaje constante, se diseñó el filtro con una frecuencia de corte de 41 kHz.

Los valores de resistencias son: $R_2 = 8.2 \text{ K}\Omega$, $R_{11} = 820\Omega$ y para el capacitor se tiene $C_6 = 4,70 \text{ nF}$.

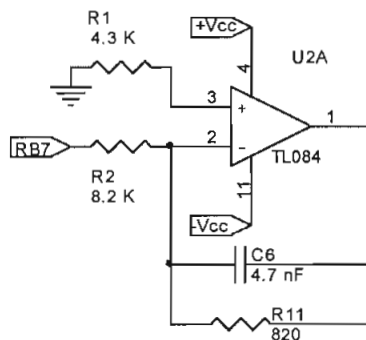


Figura 2.9 Filtro Pasa bajos

En el filtro de Butterworth de primer grado pasa altos los valores de resistencias y capacitor son: $R_p = 525 \Omega$ ($R_p = R_4 \parallel R_5$), $R_7 = 120\Omega$, $R_9 = 12 \text{ k}\Omega$ y $C_5 = 4.7 \text{ nF}$.

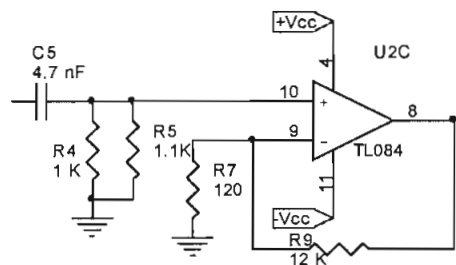


Figura. 2.10 Filtro Butterworth pasa altos

Con esta etapa de filtraje se logró obtener una señal senoidal a 40 kHz. Y la ganancia total en el circuito de transmisión de ultrasonido es aproximadamente 2 por lo que el voltaje a la entrada del sensor es ± 10 V.

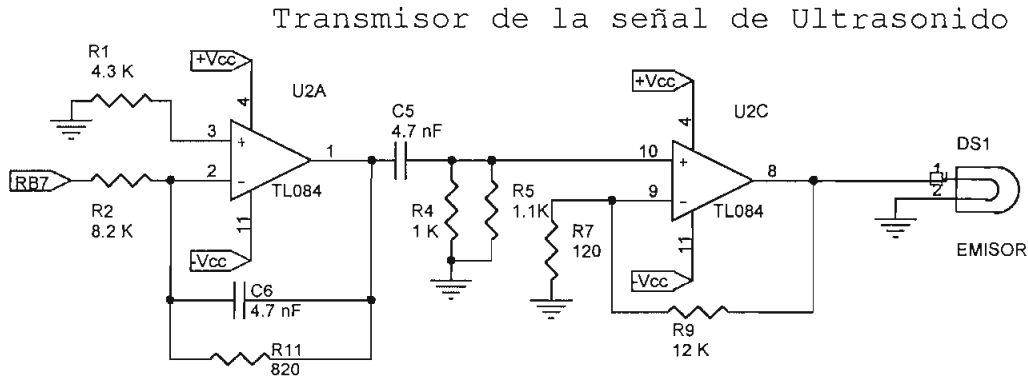


Figura 2.12 Circuito total del emisor de ultrasonido

2.3.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR PARA EL RECEPTOR DE ULTRASONIDO

El circuito acondicionador para el receptor de ultrasonido recibe la onda reflejada en la superficie de la muestra, de la misma frecuencia que la onda emitida pero de menor amplitud como se muestra en la figura 2.13.

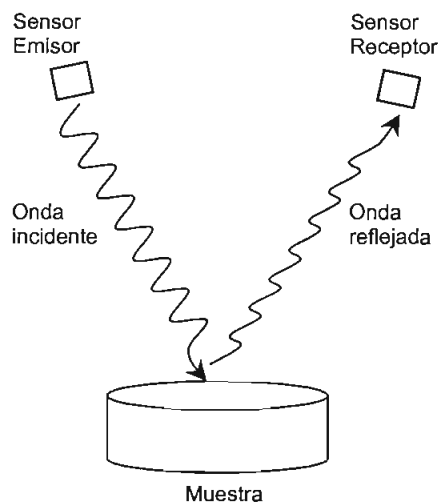


Figura. 2.13 Esquema que muestra ondas de ultrasonido generadas y reflejadas.

La onda reflejada llega al sensor de ultrasonido para luego ir a un circuito acondicionador que tendrá por tareas generar un pulso para el microcontrolador que detenga el contador de tiempo de reflexión y suministrar una señal rectificadora y amplificada que irá a un conversor A/D para determinar la amplitud de la onda de ultrasonido reflejada.

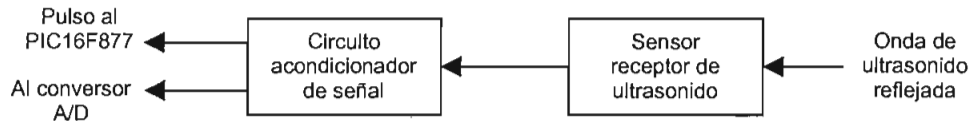


Figura. 2.14 Diagrama de bloques del circuito receptor de ultrasonido

a) Generación del pulso para el microcontrolador

Para determinar la distancia a la que se encuentra un cierto punto de la muestra, se mide el tiempo que la onda se demora en ir, rebotar en su superficie y regresar. Este tiempo se divide para dos y se multiplica por la velocidad del sonido en el aire así:

$$X = V * t/2$$

(2.4)

El circuito de acondicionamiento para generar el pulso que va al microcontrolador está formado por varias etapas: la de amplificación, la de rectificación y la de comparación que produce el pulso hacia el microcontrolador.

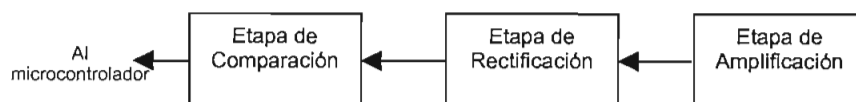


Figura. 2.15 Diagrama de bloques para el circuito de acondicionamiento de generación del pulso

Etapa de amplificación.

Después de que la onda de ultrasonido rebota en la muestra, ésta es recibida por el sensor receptor de ultrasonido. Esta onda llega con: valores de voltaje muy bajos en donde su atenuación dependerá del medio en el que se haya reflejado, de la distancia entre los transductores y la superficie de la caliza. Además, en la práctica se observó que viene acompañada por ruido.

Por lo anterior, la señal recibida debe ser acondicionada y para esto primero debe ser amplificada.

Después de realizar varias pruebas utilizando amplificadores operacionales comunes, se notó que el ruido distorsionaba la señal y que además se amplificaba junto con ella, por lo que fue necesario buscar algún tipo de amplificador que tenga la cualidad de una alta relación de rechazo a modo común CMRR. El amplificador utilizado es uno de instrumentación, el AD620; que se escogió por su buen rendimiento, precisión y estabilidad.

En ésta primera etapa de amplificación, la ganancia del circuito se determina por la siguiente fórmula:

$$G = 1 + 49.4 \text{ k}\Omega / R_{14}$$

Por lo que la ganancia en esta parte es: $G = 19$

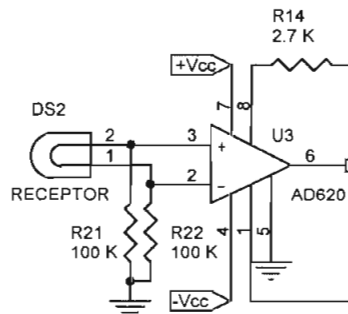


Figura 2.16 Amplificador de instrumentación

En la práctica se observó que a la salida del circuito anterior se tiene una señal amplificada pero contaminada de ruido de baja frecuencia, por lo que es necesario atenuar los voltajes que se encuentren en este rango de frecuencias con un filtro pasa – altos (Figura 2.17).

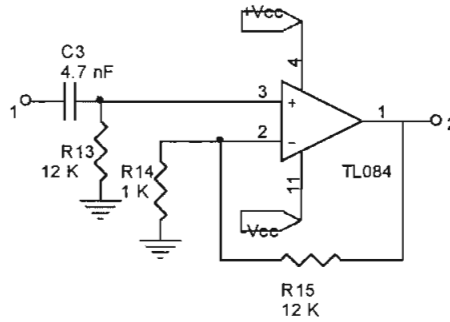


Figura 2.17 Filtro pasa - altos

La señal que sale del filtro todavía no tiene una amplitud aceptable por esto se necesita de otra etapa de amplificación.

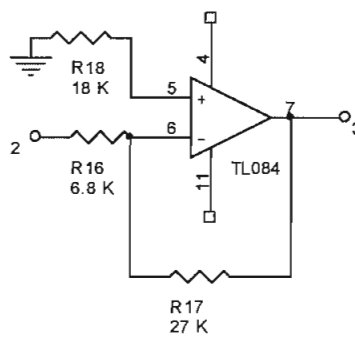


Figura 2.18 Amplificador

Etapa de rectificación.

Esta etapa consta de un circuito rectificador que elimina la parte negativa de la onda amplificada. El diodo D_1 debe ser de rápida recuperación inversa, debido a

que la frecuencia de la señal que recibe el sensor receptor de ultrasonido es alta. Por lo anterior se han escogido los diodos 1N4148 cuyo tiempo de recuperación inversa es de $4\eta\text{s}$.

Una red RC en paralelo acoplada al rectificador ayuda en el filtrado de la señal, los valores obtenidos experimentalmente son: $R_{19} = 100\text{ k}\Omega$ y $C_4 = 0.1\text{ }\eta\text{F}$.

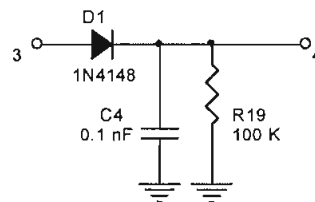


Figura. 2.19 Etapa de Rectificación

Etapa de Comparación.

Se ha diseñado un comparador cuyo voltaje de referencia no permita el paso de señales indeseables que detengan el conteo del tiempo. El potenciómetro $P = 10\text{ k}$ permite ajustar el voltaje de comparación.

El pulso que va al microcontrolador debe ser compatible con la lógica TTL (5 V), para ello se ha colocado un transistor que actúe en corte y saturación con un voltaje $V_{cc} = 5\text{ V}$. Para evitar el paso de voltajes negativos a la base del transistor se ha colocado un diodo D_2 de respuesta rápida y para limitar la corriente se debe poner una resistencia que haga que la corriente no exceda los 2 mA. Por esto R_{21} es mayor que la relación $12\text{V} / 2\text{ mA}$, por lo que se escogió su valor en $10\text{ k}\Omega$.

Para que al microcontrolador entren corrientes menores que 25 mA se debe calcular una resistencia de colector adecuada, así:

$$5 \text{ V} / R_{22} = I_c < 20 \text{ mA}$$

(2.5)

$$R_{22} > 250 \Omega$$

Se escogió entonces una resistencia de $R_{22} = 470 \Omega$

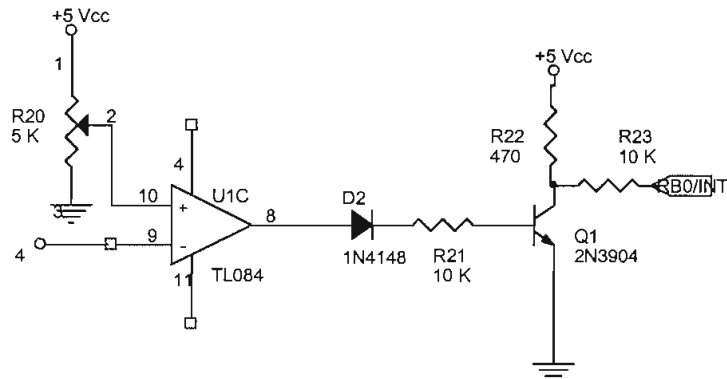


Figura. 2.20 Circuito comparador e inversor

El circuito total que detecta la recepción de la señal de ultrasonido reflejada y además genera el pulso que va al microcontrolador para detener el contador del tiempo que se demora la onda de ultrasonido en su viaje de ida y vuelta, se muestra en la Figura 2.21.

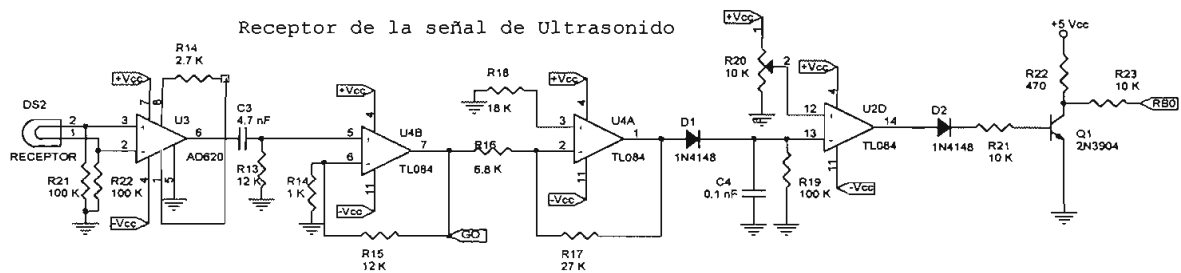


Figura 2.21 Circuito total de recepción de la señal de ultrasonido

Señal para el conversor A/D

En el microcontrolador se han escogido ciertas características para el conversor A/D que tiene incorporado, las cuales permiten un voltaje de entrada de 0 a 5 V. Por lo que el circuito acondicionador debe entregar un voltaje en ese rango.

Ya que el conversor A/D está dentro del microcontrolador y el tiempo de conversión depende de la frecuencia de oscilación del cristal no se puede muestrear adecuadamente la señal debido a su alta frecuencia, es por eso que se optó por implementar un circuito que detecte el pico más alto de la señal a convertirse.



Figura. 2.22 Diagrama de bloques del circuito de acondicionamiento para la conversión A/D

Etapa de amplificación.

Para acondicionar la señal que va al conversor A/D, se la toma a la salida del segundo amplificador del circuito de la etapa de amplificación que se usó para la generación del pulso para el microcontrolador:

Hasta aquí teóricamente, a la salida de esta etapa se ha conseguido una amplificación de:

$$A = A_1 \cdot A_2$$

$$A = 19 \cdot 13 = 247$$

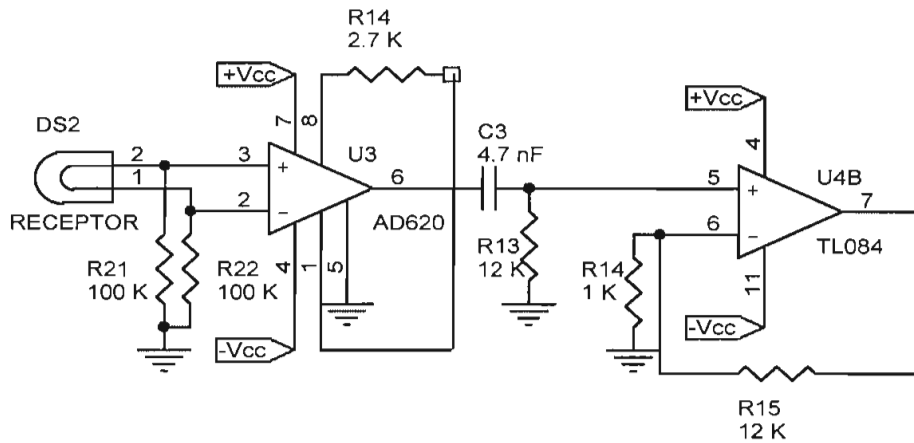


Figura 2.23 Etapa de amplificación

Detector de pico.

Este circuito sigue los picos de voltaje de una señal y almacena los valores más altos en el capacitor C_{22} . El voltaje pico más alto se almacena hasta que el capacitor se descarga por medio del interruptor electrónico formado por el transistor y que se abrirá o cerrará dependiendo de una orden procedente del microcontrolador.

El circuito retenedor de pico positivo consta de un amplificador U4C que es un rectificador de media onda que carga C_{22} sólo cuando el voltaje en la entrada 10 excede el voltaje en el capacitor V_c . El amplificador operacional U4D es un seguidor de voltaje cuya salida es V_c . La alta impedancia de entrada del seguidor no permite que el capacitor se descargue en forma apreciable. Para restablecer el voltaje del capacitor de retención a cero, debe conectarse una trayectoria de descarga a través de él.

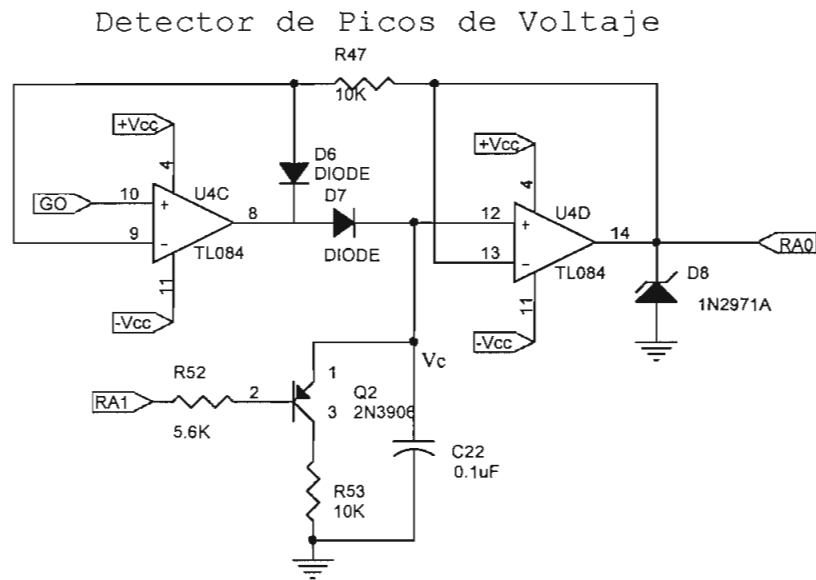


Figura 2.24 Circuito detector de Picos

La señal de salida RA0/AN0 de esta última etapa, es la que va al convertor A/D del microcontrolador y que, posteriormente, gracias al conjunto de instrucciones del microcontrolador y al software de la interfaz, indicará el valor de la onda de ultrasonido reflejada.

Las señales eléctricas generadas en los circuitos anteriores van al microcontrolador para luego ser transmitidas y procesadas en el computador. Estos datos necesitan de una interfaz para poder ser transformadas de los niveles lógicos TTL del microcontrolador a niveles RS232 que maneja el computador y viceversa.

2.4 INTERFAZ DE COMUNICACION

Esta etapa es la encargada de transmitir y recibir datos de forma serial usando el protocolo RS232. La transmisión de datos se lo hará desde el computador hacia el circuito de control y la recepción en forma inversa, es decir, desde el circuito de control hacia el computador, todo a través de la interfaz de comunicación. (Figura 2.25)

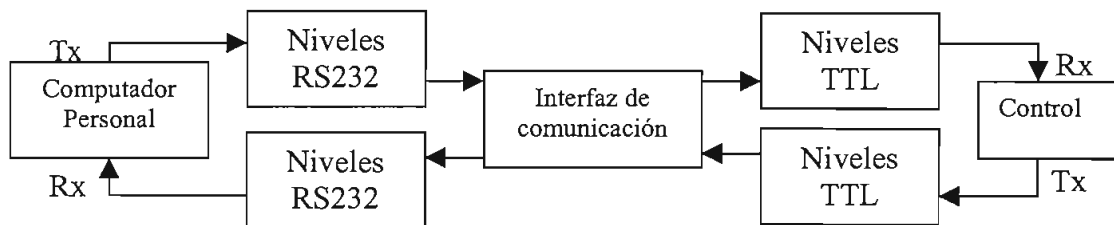


Figura. 2.25 Diagrama de bloques, interfaz de comunicación

Para realizar el diseño de esta etapa hay que considerar que el prototipo es comandado desde el computador, y que este, al comunicarse serialmente, utiliza niveles lógicos de 12 y -12 V y además maneja una lógica invertida.

El control del prototipo se lo realiza a través del PIC16F877, el mismo que cuantifica el tiempo que se demora el pulso de ultrasonido en ir y regresar, la amplitud de la onda reflejada que es el resultado de una conversión de señal analógica a digital y determina la posición de los dos carros que son movidos por los motores m1 y m2 en el plano x e y. Estos son los datos que se transmiten al PC por medio de la interfaz de comunicación serial RS232.

Por todo lo anterior, es necesario que la interfaz de comunicación permita una conversión de valores RS232 a niveles TTL y viceversa. Esta conversión se la realiza utilizando el integrado MAX232, con la configuración indicada en la Figura 2.26.

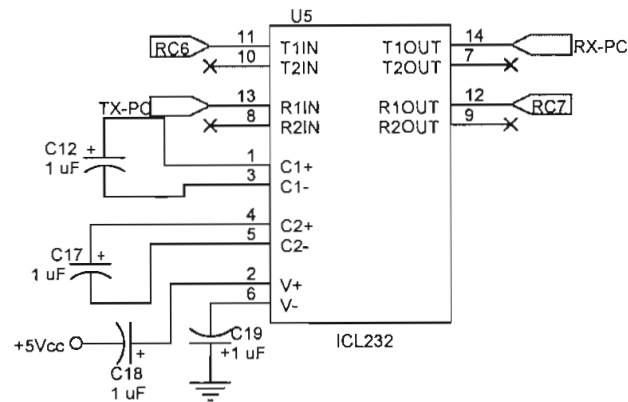


Figura 2.26 Diagrama esquemático del MAX232

ADQUISICION DE DATOS

Esta etapa coordinará el funcionamiento del prototipo. El proceso inicia recibiendo un dato desde el PC, para verificar si los carros se encuentran en su posición inicial; en el caso de no estarlo, se los coloca adecuadamente. Posteriormente se espera por un dato del microcontrolador, iniciando todo el proceso con el envío de un dato desde el computador hacia el microcontrolador, luego se moverán los carros un número determinado de veces tanto en la dirección horizontal como en la vertical, para finalmente regresar a su posición inicial. Cada cierto número de pasos, el carro que se mueve en la dirección horizontal, y que además es el que transporta a los sensores de ultrasonido, se parará para que los sensores generen y recepten la señal de ultrasonido, cronometrándose el tiempo que las ondas se tardaron en su viaje de ida y regreso y enviando este dato al computador, así como los datos de la posición de los carros (x , y), además se medirá la amplitud de las ondas reflejadas por medio de un conversor analógico - digital enviándose estos datos también al computador.

Este prototipo, como se ha explicado, trabaja en forma conjunta con el computador ya que en la pantalla de este se visualizará la forma de la muestra en estudio y los datos del tiempo de reflexión y la amplitud de la onda reflejada. También a través del computador se podrán escoger ciertos modos de operación del prototipo.

La tarjeta de adquisición de datos usa el microcontrolador PIC16F877³, que se ha escogido por poseer un conversor A/D incorporado, cuatro pórtilos de entrada/salida de 8 bits, un timer de 16 bits además de su bajo consumo, mayor capacidad de memoria, simplicidad en el proceso de escritura, borrado y reescritura de programas, entre otras ventajas.

La velocidad del microcontrolador depende de la frecuencia de funcionamiento del oscilador, en este caso se utiliza un oscilador externo tipo XT, el cual está formado por un cristal de 7.15909 MHz y dos capacitores de 33 pF.

En la Figura 2.27 se indican las conexiones necesarias para el funcionamiento del microcontrolador.

³ Ver hoja de datos técnicos en Anexo 4

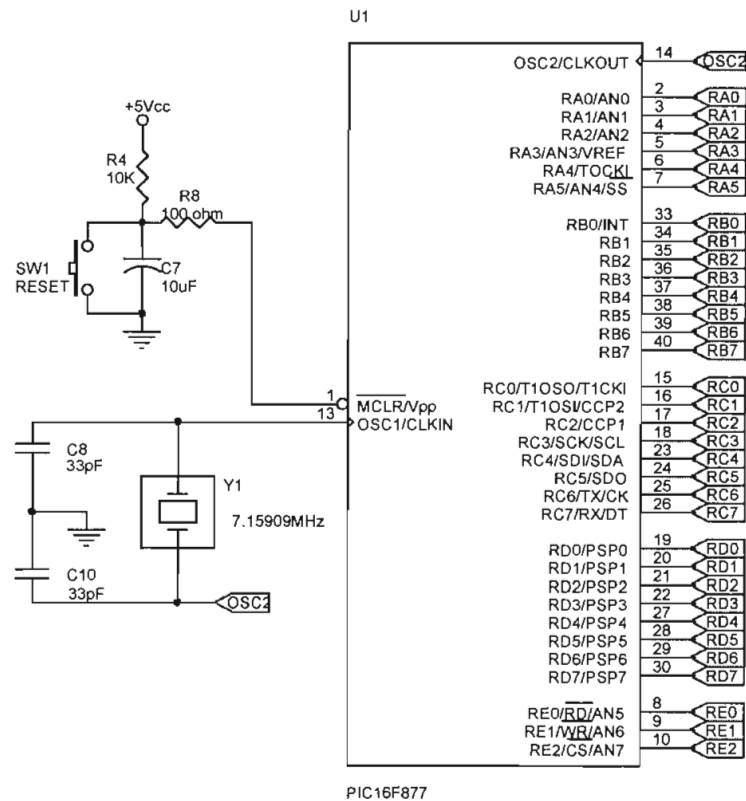


Figura 2.27 Conexiones del Microcontrolador PIC16F877

En el siguiente capítulo se explicará cómo estas señales son procesadas y transmitidas hacia el computador, la forma de comunicación entre el microcontrolador y el PC y en general el desarrollo del software de la interfaz que le permita al prototipo cumplir con los siguientes objetivos: el control en la emisión de los pulsos de ultrasonido que se transformarán en señal acústica en el sensor emisor, la medición del tiempo que les toma a las ondas de ultrasonido en ir, rebotar en la superficie de la muestra y regresar, medir la amplitud de las ondas reflejadas, enviar y recibir datos por transmisión serial y mostrar la forma del objeto en estudio. También deberá controlar el movimiento de los motores de pasos, que son los que mueven a los dos carros del sistema.

3. DESARROLLO DEL SOFTWARE DE SOPORTE

Para lograr una adecuada interfaz entre el computador y la parte electrónica se necesita de dos tipos de software: el primero, el software para PC y el segundo, el software para el microcontrolador. El software para el PC esperará un dato que le enviará el microcontrolador indicando que el sistema está listo para iniciar el proceso, esto quiere decir que los carros se encuentran en su posición inicial, entonces desde el PC se deberá enviar un dato al microcontrolador, esperar hasta que se ejecute el software en el microcontrolador y recibir los datos del tiempo de reflexión, de la posición y de la conversión análogo - digital, acondicionarlos y mostrar en pantalla la forma de la muestra en estudio.

El software para el microcontrolador deberá inicializar el sistema, enviar un dato al computador, esperar por un comando del computador, producir una secuencia de pulsos tanto para el motor de pasos (m1) como para el motor de pasos (m2), emitir un tren de pulsos de ultrasonido y cronometrar el tiempo que les toma a las ondas en ir y regresar, detener el conteo del tiempo, enviar varios datos al computador vía comunicación serial, luego convertir las ondas reflejadas en señal digital para posteriormente enviar estos datos serialmente al computador. Este proceso deberá repetirse un determinado número de veces después de lo cual todo el sistema regresará a su posición inicial.

3.1 DESARROLLO DEL SOFTWARE PARA EL MICROCONTROLADOR

El software del microcontrolador debe realizar dos tareas importantes: primero provocar el movimiento acertado de los motores de pasos un número determinado de veces y segundo, en cada movimiento del carro que transporta los sensores deberá generarse y receptarse la señal de ultrasonido, medir el tiempo de reflexión, medir la amplitud de la onda reflejada y enviar los datos.

A continuación se explica en detalle las funciones de estas dos tareas que realiza el microcontrolador:

1. El control del movimiento de los dos carros del sistema se lo hace a través de dos motores de pasos. Las secuencias de pulsos que permiten el giro de los motores por pasos se las genera desde el microcontrolador.

El software en el microcontrolador tiene como base el siguiente algoritmo:

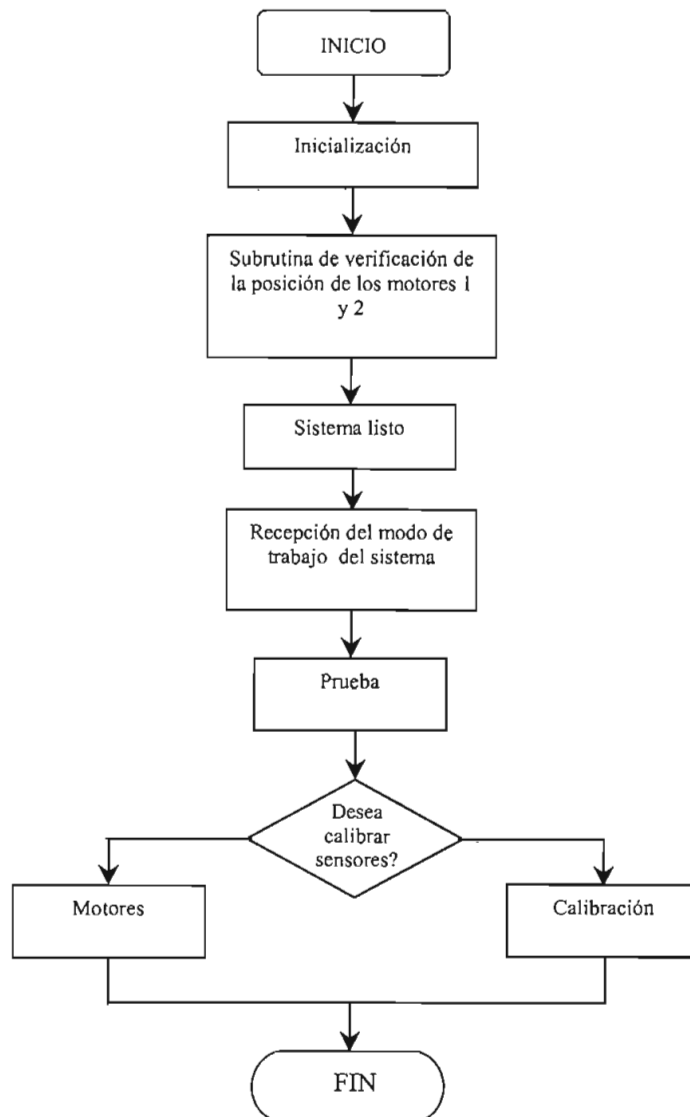


Figura. 3.1 Algoritmo para el control del movimiento de los motores 1 y 2

Las funciones que se encuentran en el algoritmo de la Figura 3.1 representan subrutinas que ejecutan instrucciones específicas y que están implementadas en lenguaje de programación ASSEMBLER.

A continuación se describen las funciones de cada una de las partes del algoritmo mostrado en la Figura 3.1:

INICIALIZACIÓN

Es aquella en la cual se le indica al microcontrolador sus modos de operación. En esta parte se selecciona los pórnicos de entrada y de salida, la forma de operación de los contadores, temporizadores y demás registros que se requieren en el programa.

Inicialización

Espera por un dato del PC

Seleccionar los puertos de entrada y de salida que se van a utilizar

Seleccionar las interrupciones a usarse

Fin de la tarea

El sistema cuenta con finales de carrera tanto para el carro1 como para el carro2, cuando el carro2 o/y el carro1 están en el final de su recorrido, se tendrá un 1 lógico en los pines RB5 o/y RB6 del microcontrolador respectivamente. A partir de este momento a los pines RB5 y RB6 se les llamará pines de finales de carrera.

VERIFICACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS MOTORES

Es una subrutina que después de examinar el estado de los pines de finales de carrera, determina si los carros se encuentran en el inicio. Esta subrutina comprueba primero si el carro2 está en la posición inicial (RB5 en alto); si no está,

se genera una secuencia de pulsos que permite el giro por pasos del motor2, hasta que se logre colocar al carro2 en el lugar apropiado y se tenga la entrada RB5 con un uno lógico.

Después de asegurarse que el carro2 esté en la posición inicial, se examina el estado del carro1; si la entrada RB6 está con cero lógico, el motor 1 no está en el inicio, por lo que se debe generar una secuencia de pulsos para el motor 1, la misma que hará que el motor1 gire hasta que el carro1 llegue a la posición inicial (RB6 en alto).

Verificación de la posición de los motores

Verifica si el carro que mueve el motor2 está en la posición inicial

Si el carro no está en el inicio, entonces genera una secuencia de pulsos para moverlo.

Carro 2 en la posición inicial y RB5 con un uno lógico

Verifica si el carro que mueve el motor1 está en la posición inicial

Si el carro no está en el inicio, entonces genera una secuencia de pulsos para moverlo.

Carro 1 en la posición inicial y RB6 con un uno lógico

Carros 1 y 2 en posición inicial

Fin de tarea

Generación de la secuencia de pulsos hacia los motores de pasos:

Para provocar movimiento en un motor, es necesario que a cada bobina del motor le llegue una secuencia de pulsos. Esta secuencia es la de dos fases que se explicó en el capítulo 2. El microcontrolador producirá el movimiento en los motores a través del controlador NJM3773, de la siguiente manera:

La secuencia de pulsos que va desde el microcontrolador hacia los controladores NJM377 de los motores se lo hace a través de los pines RB1 y RB2 para cada una de las dos bobinas del m1, RB3 y RB4 para las dos bobinas del m2.

Para la habilitación de los controladores NJM377 de los motores de pasos se debe poner los pines de deshabilitación (disable) 10 (Dis1) y 13 (Dis2) del integrado en cero lógico. Esto se lo hace desde el microcontrolador, así: los pines

RA1 y RA2 para los disables del controlador del m1 y los pines RC2 y RC5 para los disables del controlador del m2.

La secuencia de pulsos aplicadas a las bobinas de los motores, así como el tiempo de duración de cada una de ellas ya han sido detalladas en el capítulo dos.

La Figura 3.2 muestra el algoritmo funcional de esta subrutina.

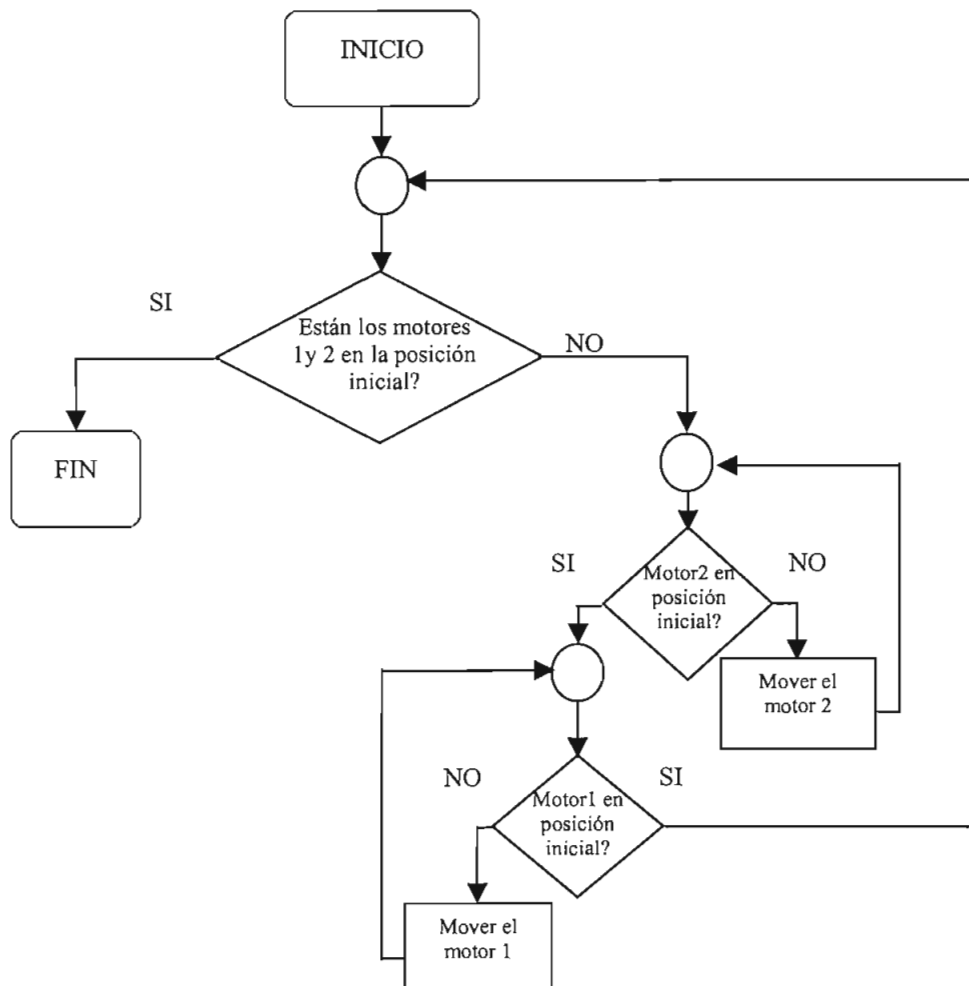


Figura 3.2 Algoritmo para colocar los carros 1 y 2 en la posición inicial

SISTEMA LISTO

Una vez que el sistema se encuentre en la posición inicial, esta subrutina indicará al software del computador que se puede iniciar el proceso de muestreo. Para

esto, el microcontrolador y el computador establecen un protocolo de comunicación adecuado.

Sistema listo

Envía un número al computador

Fin de tarea

RECEPCIÓN DEL MODO DE TRABAJO DEL SISTEMA

Recibe el tipo de muestreo que el usuario quiere realizar y que lo escoge externamente. Este dato es enviado desde el computador al microcontrolador y es almacenado en un registro.

Recepción del modo de trabajo del sistema

Espera por un número del computador

Almacena el dato en un registro

Fin de tarea

PRUEBA

Se encarga de determinar si el usuario escogió realizar algún tipo de muestreo o si quiere calibrar sensores. En el caso de que haya escogido realizar algún tipo de Scan, hay tres opciones: muestreo fino (SCAN3), normal (SCAN2) y grueso (SCAN1). Dependiendo de esto se determinarán los valores para los contadores de los pasos tanto para el motor1 como para el motor2.

Prueba

Determinar qué número envió el computador

Determinar el tipo de SCAN que ha de realizar

Fin de tarea

MOTORES

Cuando ya se han ejecutado las subrutinas anteriores y el sistema se encuentre listo para iniciar el proceso, se ejecuta esta subrutina que realiza lo siguiente:

- a) Carga en el contador1 el número de pasos que debe dar el motor1.
- b) Se hace girar el motor1 un número de veces dado, lo que produce el movimiento en la dirección vertical del carro1.
- c) Se llama a una subrutina MOTOR2 que carga en un contador2 el número de pasos del motor2, luego hace que el motor2 gire, moviendo hacia la derecha el carro2 que es el que transporta los sensores y por último llama a la subrutina Sensor.

El literal c) se repite hasta que el contador2 se haga cero

- d) Nuevamente se hace girar el motor1.
- e) Llama a la subrutina MOTOR2_1, girando el motor2 en la dirección contraria a la que venía haciéndolo y por lo tanto moviendo el carro2 hacia la izquierda. Luego llama a la subrutina Sensor¹.

El literal e) se repite hasta que el carro2 llegue a su posición inicial.

- f) Verifica que no haya llegado a través del módulo de comunicación una orden de cancelación de todo el proceso. En el caso que el usuario quiera terminar con el proceso de muestreo, se produce una interrupción por recepción de un dato que es enviado desde el computador; por lo que el microcontrolador hará mover los motores 1 y 2 de tal manera que los carros regresen a la posición inicial.
- g) Todo el proceso anterior se repite hasta que el contador1 esté en cero. Después de esto se hará girar al motor1 en la dirección contraria hasta que el carro1 llegue a su posición inicial.

¹ Esta subrutina se explica con detenimiento posteriormente

Motores

Inicializar el contador con el número de pasos del motor1

Generar una secuencia de pulsos a través de los pines RB1 y RB2

Inicializar el contador con el número de pasos del motor2

Generar una secuencia de pulsos a través de los pines RB3 y RB4

Llamar a la subrutina Sensor

Fin de tarea

La Figura 3.3 indica el algoritmo de la subrutina Motores.

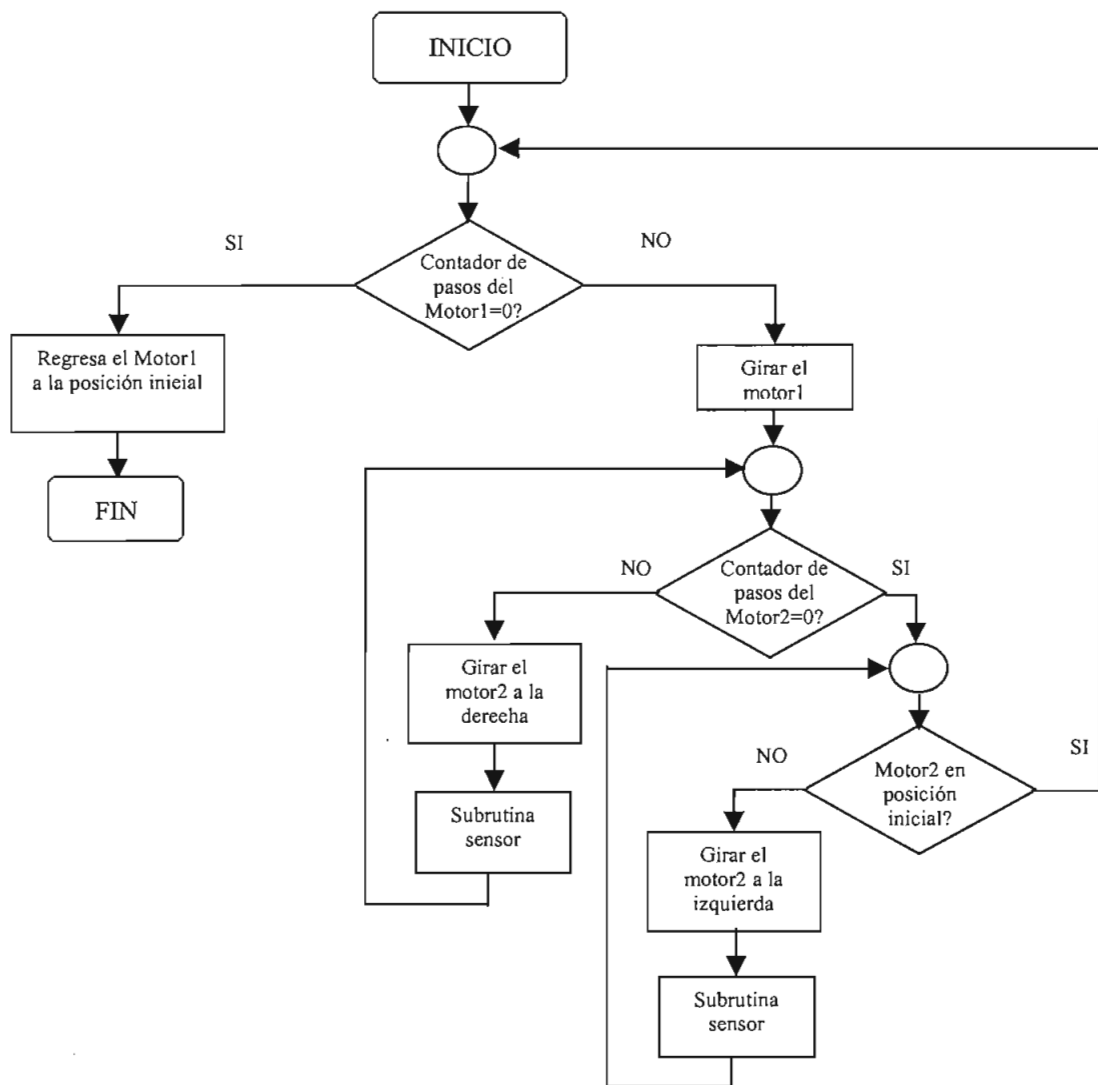


Figura 3.3 Algoritmo de la subrutina motores

2. El microcontrolador debe generar un tren de pulsos de ultrasonido, medir el tiempo que tarda en su viaje de ida y regreso, medir el grado de atenuación de la onda reflejada y además recibir y enviar datos serialmente desde y hasta un computador.

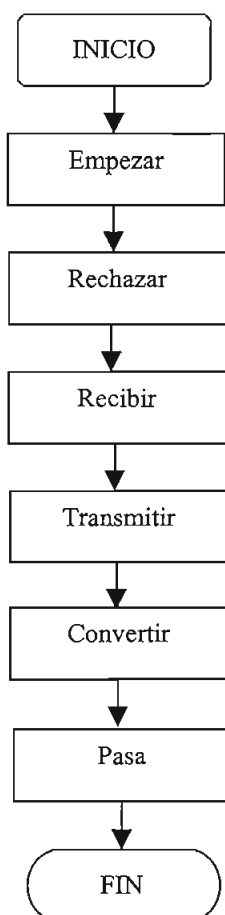


Figura 3.4 Algoritmo de la subrutina sensor

Esta subrutina **Sensor** tiene a su vez otras subrutinas que realizan tareas específicas, como se puede observar en la Figura 3.4

EMPEZAR

Es la encargada de inicializar los registros, seleccionar al Timer 1 como un temporizador de 16 bits y generar un tren de pulsos de 40 kHz a través del pin 40 del microcontrolador (RB7/PGD). Además se determina las características en base a las cuales se realiza una conversión A/D. Primero escoge el tipo de reloj de la conversión A/D de valor $32 \cdot T_{osc}$, luego escoge el canal análogo que es el pin 2 (RA0/AN0) del microcontrolador por el cual va a entrar el valor analógico a convertirse y por último determina los voltajes de referencia positivo y negativo, siendo $V_{REF+} = V_{DD}$ y $V_{REF-} = V_{SS}$. Desde este instante el temporizador es activado.

Empezar

Inicializar los registros

Seleccionar al Timer1 como temporizador de 16 bits

Determinar las características del conversor A/D

Generar una secuencia de pulsos de 40 kHz

Fin de tarea

RECHAZAR

Evitará que ecos indeseables detengan el conteo del tiempo, por un espacio de 3.1 ms, que es el tiempo mínimo que tardaría una onda de ultrasonido en recorrer una distancia de 50 cm dos veces, debido a su viaje de ida y vuelta.

Rechazar

Producir un retardo de 3.1 ms

Fin de tarea

RECIBIR

Cuando la onda de ultrasonido llegue al transductor receptor, luego de haber rebotado en la muestra de caliza, al pin 33 del microcontrolador (RB0/INT) le llegará un pulso que producirá una interrupción en el microcontrolador que hará que se detenga el conteo del tiempo en el Timer 1. Los datos del tiempo de reflexión se almacenarán en dos registros.

Recibir

Habilitar la interrupción externa por el pin RB0/INT

Esperar por la llegada del eco

Almacenar los datos del tiempo de reflexión y de la posición de los transductores de ultrasonido en el plano X-Y.

Enviar un número al computador

Deshabilitar interrupción externa

Fin de tarea

TRANSMITIR

Se ejecuta una vez que se ha realizado la recepción del eco y es allí donde se manda los datos del tiempo que le tomó a la onda de ultrasonido en ir, reflejarse y regresar y también los datos de la posición en el plano xy del carro que transporta los sensores.

Transmitir

Enviar cuatro datos al computador

Fin de tarea

CONVERTIR

Como uno de los objetivos de este trabajo es obtener el grado de atenuación de la onda de ultrasonido al reflejarse en una muestra de caliza, se vio la necesidad de obtener estos datos a través de una conversión A/D.

La señal reflejada que entra por el sensor receptor de ultrasonido hacia los circuitos acondicionadores y de allí al microcontrolador por el pin 2 (RA0/AN0), es convertida en señal digital de la siguiente manera: se espera un tiempo adecuado hasta que el circuito detector de picos se cargue al pico más alto, posteriormente se inicia la conversión y espera que sea completada, esto le toma al microcontrolador aproximadamente 73.4 μ s, luego lee el resultado de la conversión en los registros ADRESH y ADRESL, los almacena y repite este proceso tres veces con el objeto de obtener un dato de conversión más certero.

Convertir

Producir un retardo

Arrancar la conversión A/D

Almacenar los datos en un registro

Fin de tarea

PASA

Los datos almacenados, resultado de la conversión, son transmitidos hacia el computador, para que allí sean acondicionados.

Pasa

Enviar los datos de la conversión hacia el computador

Fin de tarea

CALIBRACION

Esta subrutina ejecuta a su vez la subrutina *SENSOR* un número indefinido de veces, hasta que se realice una interrupción por recepción de un dato enviado desde el computador.

Calibración

Posiciona el carro que transporta los sensores en el centro del plano X-Y

*Llama a la subrutina *SENSOR**

Fin de tarea

Hasta aquí se ha explicado el programa del microcontrolador, pero éste no funciona en forma individual sino que lo hace en forma conjunta con el computador, por lo que se ha establecido un cierto protocolo de comunicación entre las dos partes con el propósito de sincronizarlos adecuadamente.

3.2 DESARROLLO DE LA INTERFAZ H-M EN LabVIEW.

Para el diseño de la interfaz de usuario, se tuvieron en cuenta los siguientes aspectos tanto prácticos como de operabilidad:

1. Se debe proporcionar al usuario una herramienta de fácil manejo, que permita controlar el proceso y visualizar los resultados.
2. Es necesario manejar una plataforma que permita a próximos diseñadores crear o adicionar nuevas opciones dentro del esquema de monitoreo que debe poseer la interfaz.
3. La plataforma escogida debe permitir la unión de nuevas bibliotecas que se creen en las posteriores etapas del proyecto.
4. El programa que sirve como plataforma de programación debe permitir un enlace dinámico de datos, para que éstos puedan ser procesados con herramientas matemáticas más poderosas.
5. Se debe proporcionar ayudas visuales que permitan un fácil entendimiento de las funciones de la aplicación creada.
6. La comunicación entre el microcontrolador y el computador no debe ser complicada o debe permitir una adquisición de datos rápida y sin muchas restricciones.

LabVIEW, es un lenguaje de programación para instrumentación, basado en un ambiente gráfico, que facilita el uso de bibliotecas de funciones y herramientas específicas, que permiten el desarrollo de sistemas de control e instrumentación, admitiendo el diseño de sistemas completos, donde se adquiera, analice y presente datos.

Así por ejemplo se puede acceder a controladores periféricos o tarjetas de adquisición de datos, por medio de bibliotecas analizar los datos adquiridos y posteriormente enviarlos a otros programas o archivarlos dentro de un arreglo definido.

Las bibliotecas realizadas en LabVIEW se denominan instrumentos virtuales (VI's), por su similitud con los paneles frontales de los instrumentos de control y porque se pueden añadir controles al tablero, que hacen que el monitor del computador se transforme en un verdadero centro de control y visualización de variables.

Un VI está conformado por una interfaz interactiva denominada Panel Frontal y una región en la que se realiza la solución gráfica (programación G) de los problemas, denominada Diagrama de Bloques.

Por la característica de los VI de ser jerárquicos y modulares, se los puede incluir como subrutinas dentro de otros programas añadiendo solamente un icono y conectores de icono, que permiten el flujo de información necesario. En este caso el VI contenido, pasa a llamarse subVI.

El proceso de diseño comienza con la definición de las tareas que va a realizar tanto el programa realizado en LabVIEW como el microprocesador y el resto de programas que puedan tener enlaces con la interfaz principal.

El núcleo en el que se basa toda la estructura del software es LabVIEW, como se muestra en el gráfico de la Figura 3.5

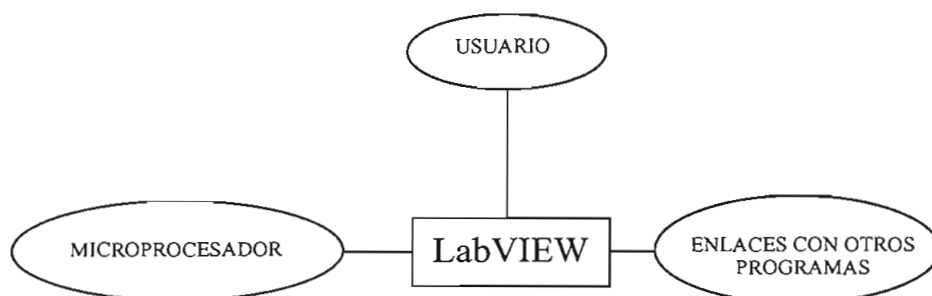


Figura 3.5. Relación de LabVIEW con las otras partes del sistema.

Es decir, a través de este programa se realiza un control del proceso, tanto en la adquisición de datos como en el posterior análisis e interpretación

Para la posterior interpretación matemática de los datos se necesita una herramienta computacional poderosa, que permita trabajar con principios del álgebra lineal y gráficos en tercera dimensión, por lo que se escogió Matlab para realizar el manejo e interpretación de los datos. Es así como se buscaron los métodos más adecuados para generar un vínculo entre LabVIEW y Matlab, consiguiéndose en internet² las bibliotecas necesarias para poder establecer un intercambio dinámico de datos (DDE) entre estos dos programas.

Se tiene de esta manera un sistema, donde hay un intercambio de datos entre el microprocesador y LabVIEW y por otra parte entre LabVIEW y Matlab.

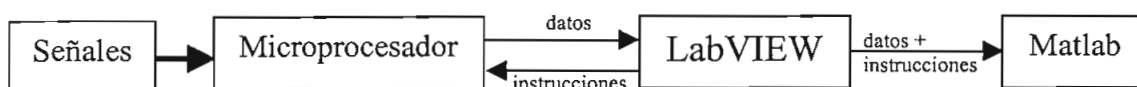


Figura 3.6. Diagrama de flujo de la información

El programa se ha desarrollado de tal manera, que bajo un módulo general corran subVI's, que contienen las diferentes partes del proceso.

Las tareas asignadas al programa desarrollado en LabVIEW dentro del prototipo son:

- Iniciar la comunicación entre el microcontrolador y el computador.
- Indicar al microcontrolador el inicio del experimento.
- Mantener un seguimiento de la posición de los sensores, mediante datos enviados desde el microprocesador.
- Recolectar los datos procedentes de las mediciones realizadas por los sensores.

² http://www.solidusintegration.com/si_software.htm Sitio gratuito de desarrollo de aplicaciones en LabVIEW

- Enviar la información necesaria a Matlab para la graficación de la superficie obtenida en tres dimensiones.
- Brindar un ambiente agradable al usuario.

Estas tareas siguen una secuencia dentro del programa, es por eso que un solo Virtual Instrument (VI) principal contiene todo el resto de subVI's, que se van activando, según el usuario quiera ir avanzando en el experimento. Como LabVIEW, por su característica multitarea, permite realizar varios eventos simultáneamente, se puede utilizar una sola pantalla para varias funciones, lo que dificulta la realización de un flujograma, por lo que se ha optado describir el programa, explicando que funciones se habilitan y bajo que condiciones en el siguiente diagrama Figura 3.7.

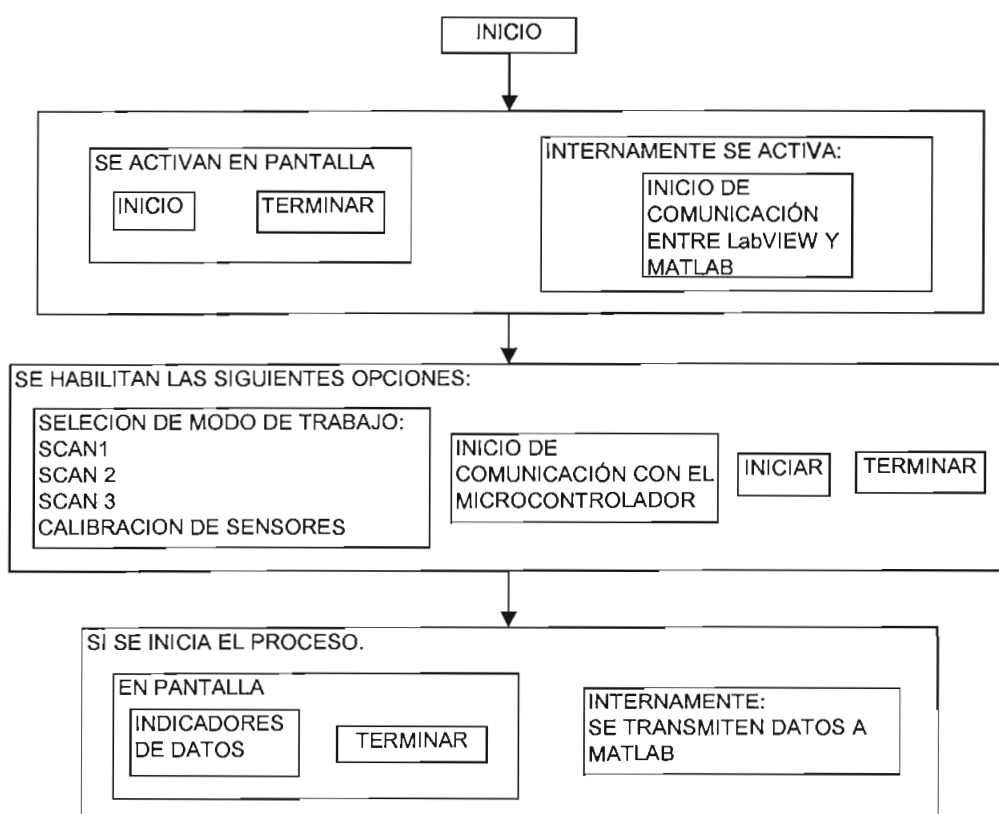


Figura 3.7. Diagrama de descripción del Software

La pantalla con la que se inicia el programa se presenta en la siguiente figura, consiste en una introducción, con opciones de continuar, salir y mostrar en pantalla la hora y fecha del experimento. Es el modulo principal que contiene el resto de subVI's.

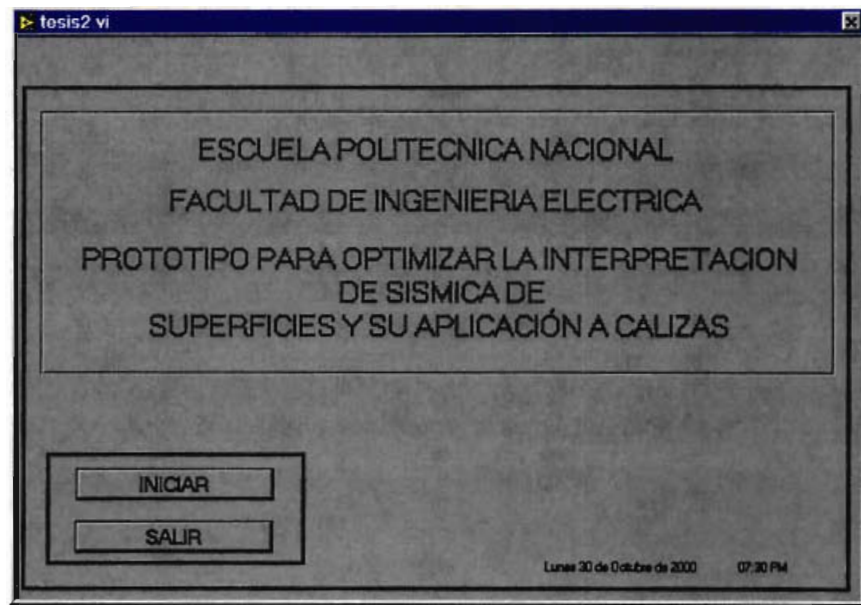


Figura 3.8. Pantalla de Inicio de la Interfaz.

Al elegir el modo Inicio, el programa comienza actualizando las variables globales que se utiliza en LabVIEW y, al mismo tiempo, inicia la comunicación con Matlab, el cual recibe todos los parámetros para comenzar el intercambio de los datos que se recibirán desde el experimento. Siguiendo la secuencia se carga la subVI SEGUNDA.vi, la cual se muestra en la Figura 3.9.

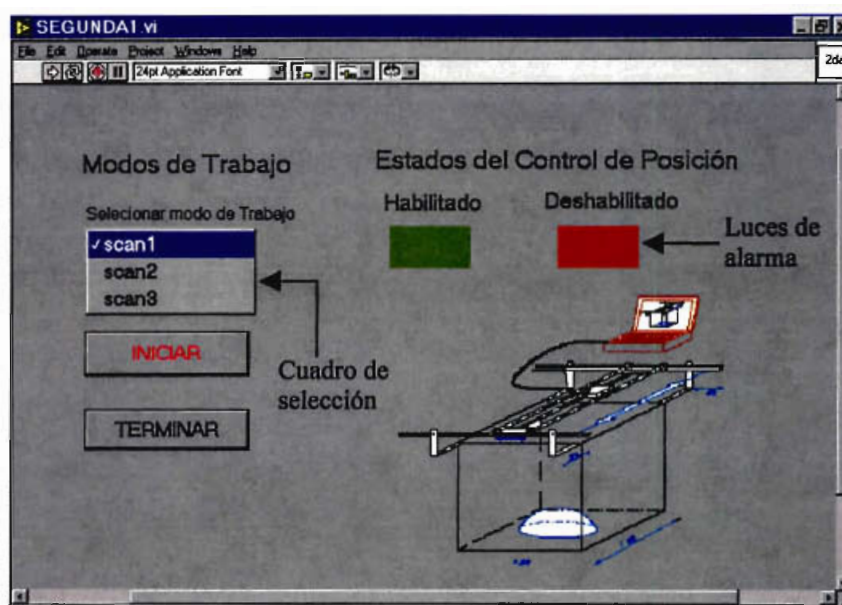


Figura 3.9 Pantalla de la subVI SEGUNDA

Esta es la pantalla donde se debe seleccionar el modo de trabajo y se inicia el experimento. El programa posee cuatro modos de trabajo dependiendo de la resolución³ que se desee para la prueba, también se permite ver, a través de luces de alarma, el estado del sistema.

Una vez elegido el modo de trabajo, con el botón de INICIAR, se comienza el proceso con la verificación del estado del microcontrolador y la posición de los motores, para lo cual se utiliza la subrutina COMPROBAR.vi, que inicia la comunicación con el microcontrolador, al ser la primera vez que se le envía un dato al mismo con el cual se envía una orden y se espera en un tiempo prudencial una respuesta, para poder continuar.

³ Resolución se refiere al número de muestras que se toman de la superficie total del prototipo. (Scan 1: 400, Scan 2: 625, Scan 3: 2500)

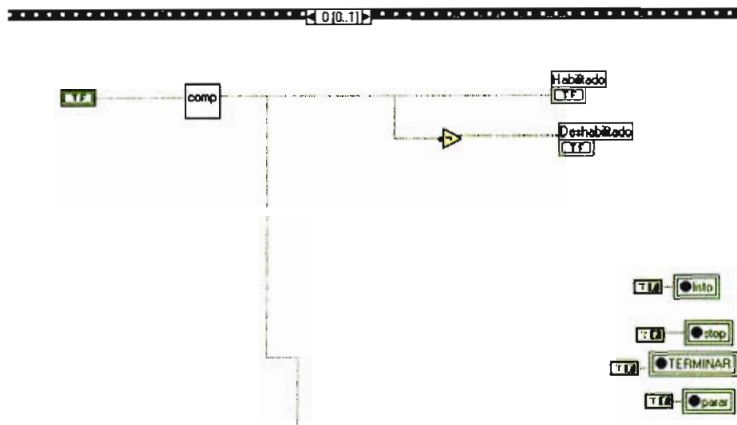


Figura 3.10. Uso de la SubVI. COMPROBAR.vi

Si la respuesta de la subrutina comprobar fue afirmativa, a través de una *Estructura Secuencia* se realiza una serie de tareas como son: Ejecutar el comando Inicio² en el workspace de Matlab, Inicar los archivos de recopilación de datos con la fecha y hora de inicio del experimento y enviar al microcontrolador el comando que indica en qué modo de trabajo se realizará la prueba.

El siguiente paso, consiste de una *Estructura Caso* que, de acuerdo a la elección del modo de trabajo hecha por el usuario, repetirá la subrutina correspondiente un número de veces determinado. Para esto se realizaron las subVI llamadas: scan1.vi, scan2.vi, scan3.vi y cal.vi. como se muestra en la Figura 3.11.

² Inicio.m es una subrutina de Matlab, que se explicará en la sección correspondiente.

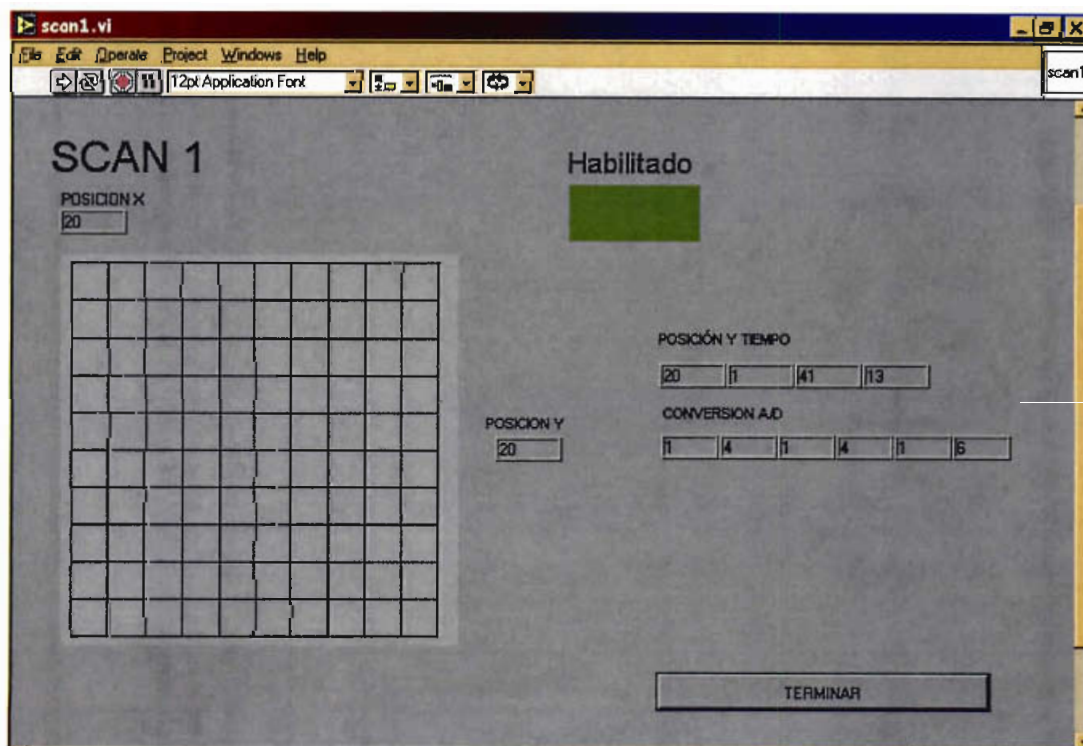
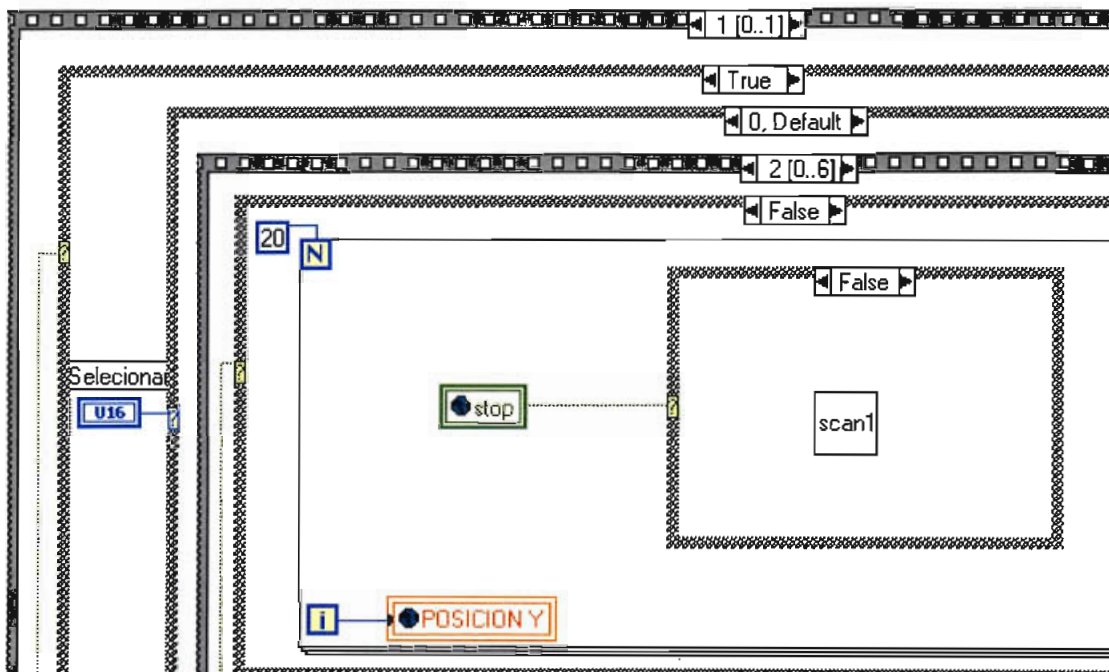


Figura 3.11. Llamada a la subVI scan1.vi y pantalla.

Las subVI's scan1.vi, scan2.vi, scan3.vi, tienen el mismo principio de funcionamiento; es decir, repiten la llamada a la subrutina sc.vi el número de

veces correspondientes a un recorrido horizontal⁴ del carro que transporta los sensores y envían los datos para almacenarlos tanto al archivo de formato txt (Figura 3.11 a), como al work space de Matlab (Figura 3.11 b) al concluir el ciclo, como se muestra en la Figura 3.11

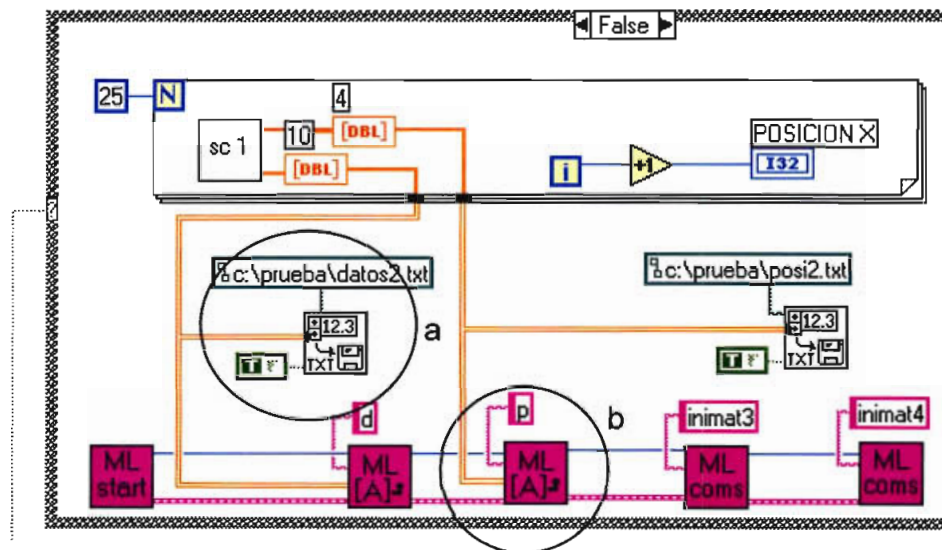


Figura 3.11 Principio de funcionamiento de la subVI scan1.vi

La subVI sc1.vi, es la encargada de mantener una comunicación directa con el microcontrolador, pues a través de una *Estructura Secuencia* va transmitiendo datos que son información o comandos para éste y a su vez espera datos o confirmaciones desde el mismo.

Luego de repetir el número necesario de veces la subVI scan1.vi⁵ se sigue la secuencia, enviando comandos a Matlab que terminan mostrando en la pantalla el gráfico de la superficie en estudio.

La subVI cal.vi, permite calibrar los sensores de ultrasonido, mostrando en la pantalla los valores de tiempo de reflexión de la onda de ultrasonido y la amplitud de la misma.

⁴ Recorrido Horizontal: scan1= 20 veces, scan2 = 25 veces, scan3 = 50 veces.

⁵ Se toma como ejemplo la subVI scan1.vi, el mismo principio es aplicable para las otras dos subVI's.

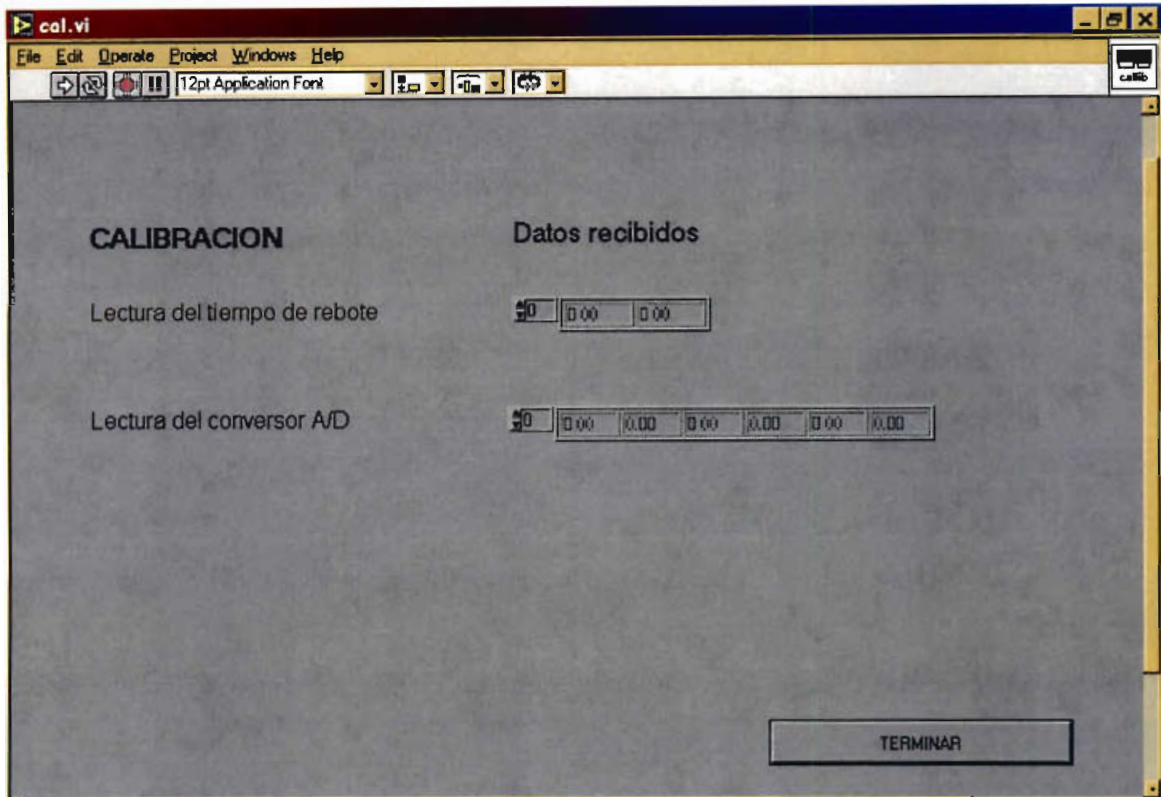


Figura 3.12. Pantalla de la subVI cal.vi

En cada una de las subVI's: scan1.vi, scan2.vi, scan3.vi se tiene un control para abandonar el experimento, con la limitante que se debe esperar a que termine el barrido horizontal que está realizando en ese momento el sistema y se puede terminar únicamente en cada cambio de línea. Esto se debe a que LabVIEW realiza instrucciones secuenciales y no permite interrupciones. Para el caso de cal.vi el control para abandonar el experimento es inmediato.

Las variables globales que se usan en LabVIEW, sirven para ser leídas y escritas en cualquier parte del proceso, para lo cual se desarrolla una especie particular de biblioteca, que lleva la extensión ".glb", en la cual, en su panel frontal se configura el tipo de dato de la variable global. Se debe poner todas las variables globales que utiliza la aplicación dentro de esta biblioteca.



Figura 3.13 Pantalla vrsglob.glb

En esta aplicación se usan variables globales, para saber si el scan ha sido interrumpido por el usuario y para saber la posición Y de los carros mientras realiza el barrido horizontal.

Como se dijo anteriormente, las bibliotecas para intercambio dinámico de datos, entre LabVIEW y Matlab, se pueden conseguir fácilmente en Internet, y básicamente realizan un protocolo de comunicaciones entre estos dos programas, permitiendo enviar datos escalares, vectoriales, matrices pequeñas, matrices de gran tamaño e instrucciones. En el Anexo 5, consta los diagramas de programación gráfica de estas bibliotecas.

Estas bibliotecas son de fácil uso, pero se debe configurar algunos detalles, como por ejemplo la ruta o dirección en la cual se encuentra el ejecutable de Matlab dentro del PC e indicar el nombre de la variable con la que se quiere guardar los datos en Matlab y la instrucción o archivo .m que se desea ejecutar.

La estructura jerárquica de las subrutinas empleadas en LabVIEW, se muestra en la Figura 3.14.

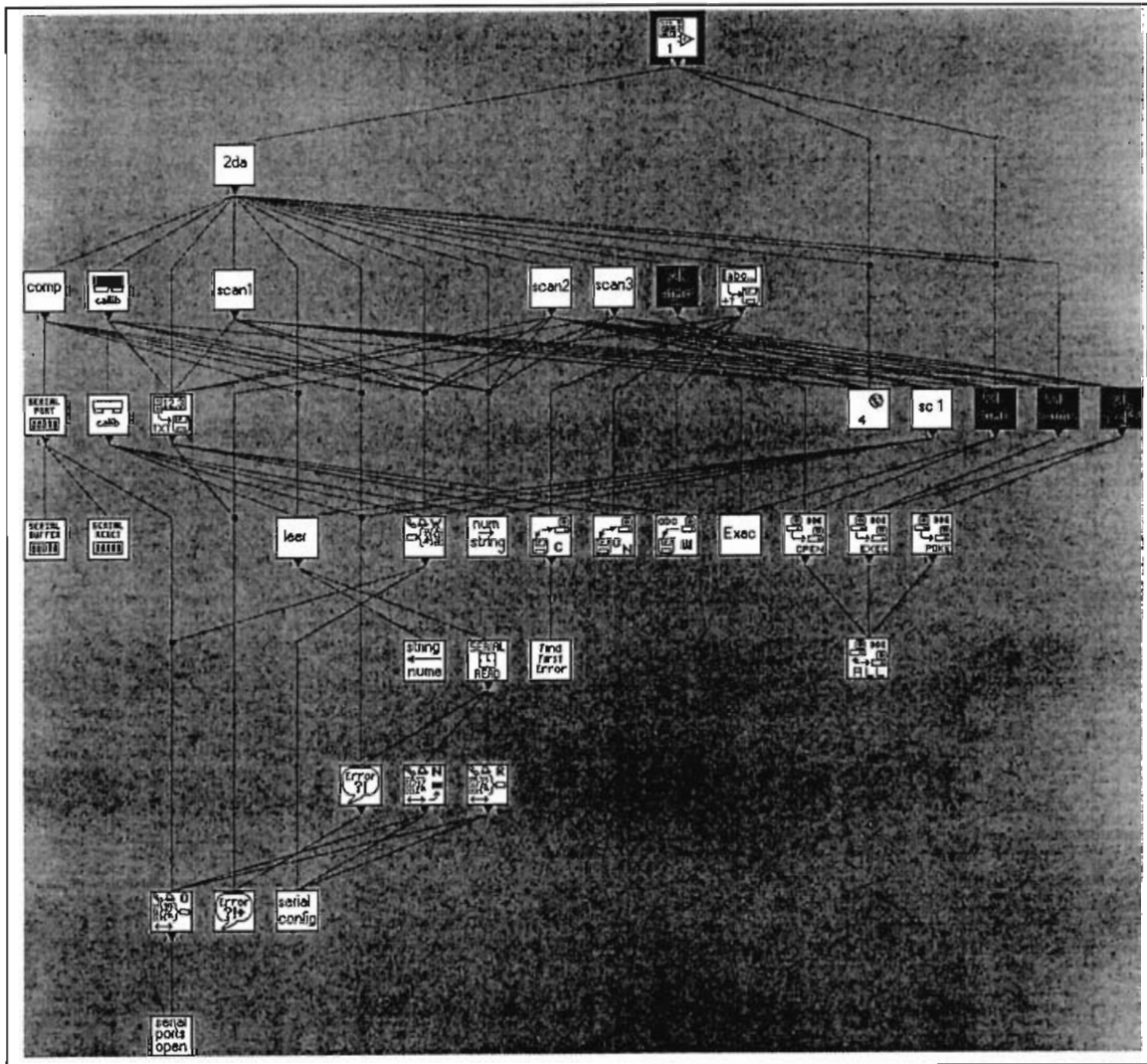


Figura 3.14 Estructura Jerárquica del programa de LabVIEW

DESARROLLO DEL SOFTWARE DE ANÁLISIS EN Matlab.

Para el posterior análisis de los datos, los investigadores que manejarán el prototipo, señalaron la necesidad de usar una herramienta matemática poderosa y de última generación, por lo cual fueron desarrollados en Matlab, ciertos archivos .m que pueden ser ejecutados desde LabVIEW.

Para cumplir con el propósito de generar un gráfico en tercera dimensión, que muestre información sobre la reflexión de las ondas de ultrasonido y permita una manipulación de los ejes, se comienza procesando los datos que llegan desde la interfaz de la siguiente forma.

1. Se recopila y almacena los datos que llegan desde LabVIEW en forma adecuada, poniéndolos en matrices, que pueden ser manipuladas fácilmente desde Matlab.
2. Se manipula las matrices de almacenamiento de datos, con el fin de separar en matrices independientes que tengan la información de la posición X, Y, los datos del tiempo (tanto valor alto, como valor bajo), y los datos de la reflexión (tanto valor alto, como valor bajo).
3. Una vez que se encuentran matrices independientes, se procesa los datos, para transformarlos de valores discretos a valores reales, que muestren verdaderamente la unidad física que se desea medir.
4. Se obtiene como resultado de los pasos anteriores, cuatro matrices, que poseen la información deseada, y luego se las somete a comandos de gráficos de tercera dimensión propios de Matlab, el gráfico obtenido presenta la superficie muestreada, con diferentes colores, los cuales permiten una fácil observación de donde existe mayor reflexión de ultrasonido.

Los resultados que arroja el programa, son gráficos, pero los datos se encuentran almacenados dentro del work space de Matlab, para que luego puedan ser interpretados usando herramientas más sofisticadas del análisis matemático y que se pueden realizar desde Matlab.

Las subrutinas o archivos .m que se utilizan son:

Inicio1.m

Permite cargar el work space de trabajo y cambiarse de directorio, para almacenar los datos, a demás, inicia las variables para cada caso de scan.

Inimat1.m

Recopila todos los datos que envía LabVIEW.

Posic1.m

Transforma los datos de posición y de tiempo, de valores discretos a valores reales.

Data1.m

Transforma los datos de la conversión A/D del microcontrolador de valores discretos a valores reales. Obteniendo así los valores de la reflexión de la onda de ultrasonido. Como se hacen tres lecturas de la conversión A/D, en este archivo .m se realiza un promedio de estas lecturas, para tener un dato más preciso.

El código de cada uno de estos archivos, se encuentra en el Anexo 6, y los resultados en el capítulo siguiente.

4. PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 OPERACIÓN DE LOS CIRCUITOS IMPLEMENTADOS

Antes de mostrar los resultados de las pruebas de funcionamiento del sistema, es importante determinar experimentalmente cómo se comportan los componentes más relevantes. De esta forma, en caso de dificultades en las pruebas, es más directo y rápido encontrar la causa. En primer lugar se decidió comprobar como trabajan los sensores de ultrasonido: tanto emisor como receptor, así como también el circuito de control de los motores. Las pruebas siguientes se encaminan a observar la correcta operación del prototipo.

4.1.1 OPERACIÓN DEL CIRCUITO EMISOR DE ULTRASONIDO.

En el Capítulo 2 se señaló que el circuito emisor de ultrasonido consta de un filtro pasa banda. A este le llega un tren de 10 pulsos, onda cuadrada de 40 kHz y de 5.6 voltios de amplitud generado en el microcontrolador, como se muestra en el oscilograma de la Figura 4.1

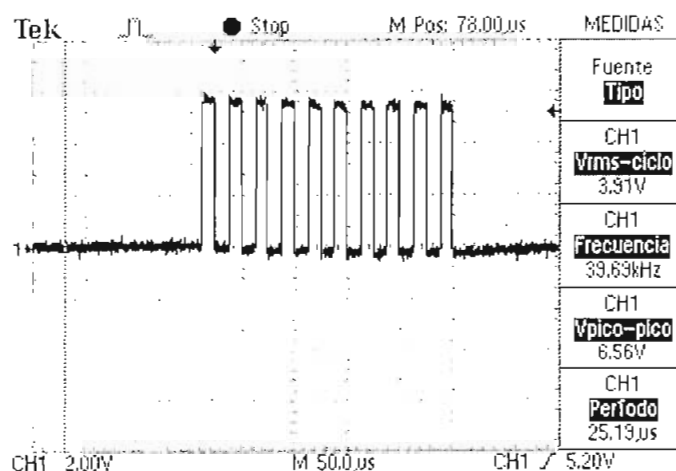


Figura 4.1 Oscilograma de la señal cuadrada generada por el microcontrolador

La señal cuadrada que se generó en el microcontrolador, pasa por el filtro pasa banda el cual retiene la componente sinusoidal correspondiente a la frecuencia de corte (~ 40 kHz), como se muestra en la Figura 4.2. Esta onda es la que va al emisor de ultrasonido.

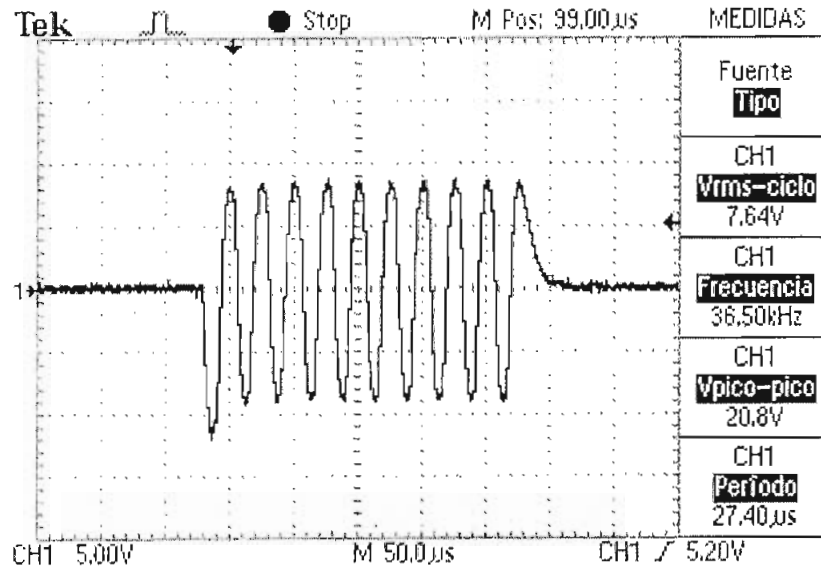


Figura 4.2. Salida del filtro pasa banda.

4.1.2 OPERACIÓN DEL CIRCUITO RECEPTOR DE ULTRASONIDO

Una vez que las ondas de ultrasonido se han reflejado¹ en la superficie de la muestra, son receptadas por un sensor de ultrasonido y de ahí pasan a los circuitos acondicionadores de señal, los cuales presentan los siguientes oscilogramas:

Después de la etapa de amplificación, la señal obtenida se muestra en la Figura 4.4, la cual presenta dos paquetes de ondas; el primero corresponde al conjunto de ondas que se transmiten directamente del transductor emisor al receptor sin haberse

¹ Para tomar los siguientes oscilogramas, las ondas de ultrasonido se reflejan a una distancia de 93 cm

reflejado en la superficie de prueba y el segundo son las ondas que se han reflejado en la muestra.

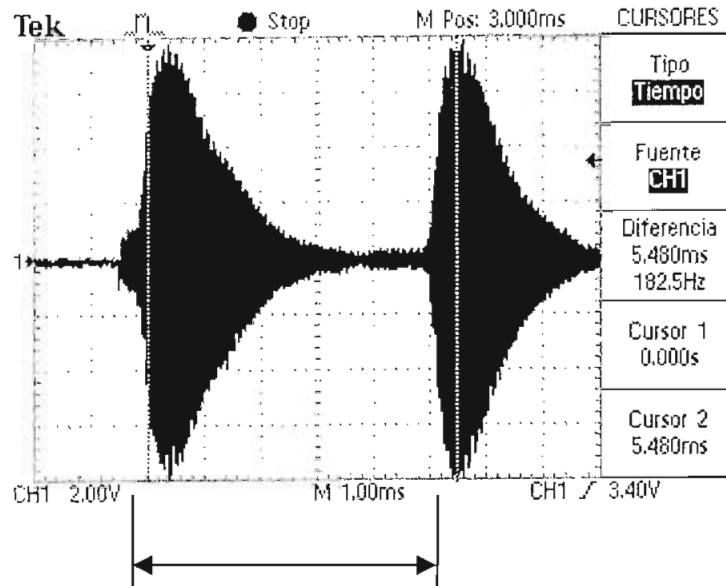


Figura 4.4 Ondas de ultrasonido reflejadas.

El conjunto de ondas reflejas está formado por una onda modulante exponencial decreciente y una portadora que se muestra en la Figura 4.5.

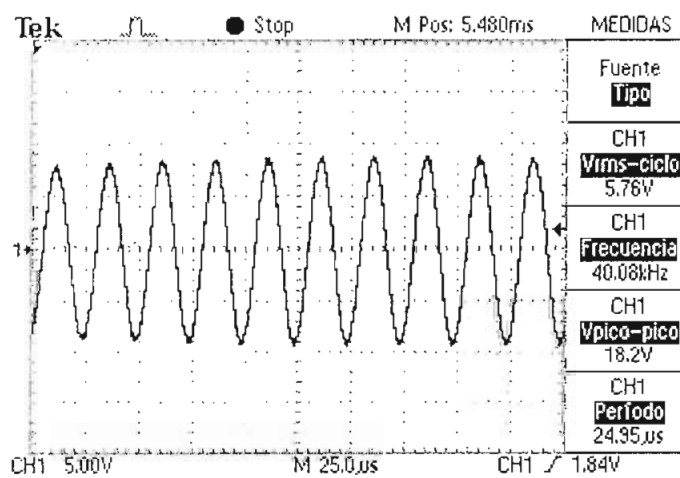


Figura 4.5 Portadora de la señal reflejada de ultrasonido.

El resto del circuito acondicionador de la señal reflejada, prepara la misma para ponerla en niveles en las que el microcontrolador pueda interpretarlas.

Otras señales importantes son las generadas por el microcontrolador para manejar los motores, a continuación se presentan.

4.1.3 CONTROL DE LOS MOTORES.

El control de los motores de pasos se hace generando una secuencia de pulsos, como se explicó en capítulos anteriores, esta secuencia de pulsos sale del microcontrolador hacia los controladores NJM3773 de los motores de pasos que son los encargados de proporcionar los parámetros necesarios para el funcionamiento de los mismos.

Las señales proporcionadas por los controladores y que van hacia las bobinas de los motores de pasos se indican en la Figura 4.6.

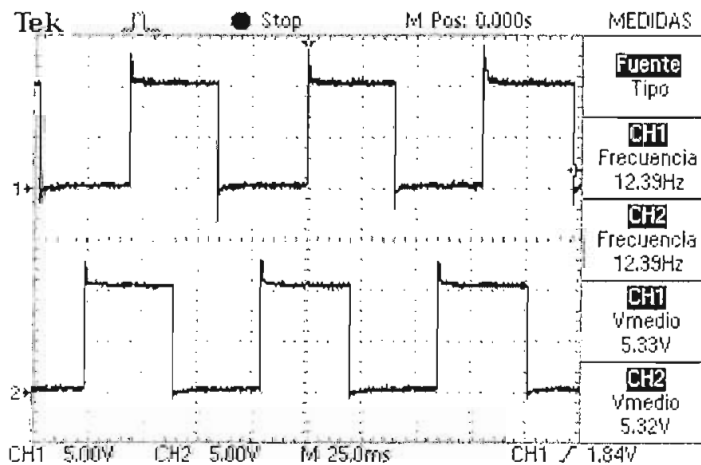


Figura 4.6 Secuencia de pulsos de dos fases para los motores de pasos

4.2 RESULTADOS

4.2.1 CONTROL DEL SISTEMA DE POSICIÓN

Para mover los carros tanto en la dirección X como en la dirección Y, el sistema de transmisión usa un conjunto piñón-cadena, el cual debido a su naturaleza mecánica, no brinda siempre el mismo desplazamiento lineal del carro a un mismo ángulo de giro del motor de pasos. A pesar de este problema, no se cambió el diseño mecánico original, esto debido a que como este trabajo es parte de un proyecto de la UIDT de PETROECUADOR, se debía ajustar a un presupuesto determinado.

Prueba 1

Medir el desplazamiento del carro que transporta los sensores de ultrasonido para diferente número de pasos del respectivo motor.

Resultado

Número de pasos	Distancia Teórica [cm]	Distancia Práctica [cm]	Error [%]
800	48.25	48.5	1.5
600	36.18	35.8	1.1
400	24.12	23.5	4.2

Tabla 4.1 Distancias recorridas por el carro que transporta los sensores para diferente número de pasos del respectivo motor

Análisis

A pesar de que los motores de pasos tienen un giro constante de 1.8° por paso, la parte mecánica acoplado a estos hace que el desplazamiento lineal del carro no sea uniforme, produciendo los errores que se aprecian en la Tabla 4.1

Al final de estas pruebas se observará que estas inexactitudes en el movimiento lineal de los motores, provoca fallas en la obtención de los resultados generales.

Prueba 2

Medición del desplazamiento del carro que se mueve en dirección Y para diferente número de pasos del respectivo motor.

Resultado

Número de pasos	Distancia Teórica [cm]	Distancia Práctica [cm]	Error [%]
800	51.52	50.3	2.3
600	38.64	36.8	4.7
400	25.76	23.9	7.2

Tabla 4.2 Distancias recorridas por el carro que se mueve en dirección Y para diferente número de pasos del respectivo motor

Análisis

En la Tabla 4.2 se observan errores mayores que en el caso de la Prueba1. La causa de estas fallas se debe a que el sistema mecánico, para el movimiento del carro2, que es movido por el motor 2, presenta una mayor oposición al movimiento en ciertas partes de la trayectoria.

Otra de las posibles causas para que exista error entre el valor teórico y el práctico son las mismas que se explican en el análisis de la Prueba 1.

4.2.2 SISTEMA DE CONTROL DEL ULTRASONIDO

Como el presente trabajo, es parte de un proyecto de investigación que se lleva a cabo en la Unidad de Investigación y Desarrollo Tecnológico de PETROECUADOR cuyo objetivo es obtener los primeros registros ultrasónicos de rocas calizas, que puedan servir en lo posterior para realizar Prospección Sísmica, entonces no se tiene valores con los que se puedan comparar las mediciones que se realizarán. Sin embargo, a criterio de los especialistas que deben interpretar los resultados, estos son consistentes.

Prueba 1

En esta parte se trata de medir el tiempo de reflexión² de una onda de ultrasonido, a una distancia fija (93 cm) y sobre la misma superficie (plancha de acrílico).

Resultados

	Bit más significativo	Bit menos significativo	Tiempo medido [s]	Distancia Calculada [cm]	Error [%]
1	39	212	0.005697	94.41	1.52
2	39	171	0.005674	94.03	1.11
3	39	171	0.005674	94.03	1.11
4	39	171	0.005674	94.03	1.11
5	39	172	0.005674	94.04	1.12
6	39	214	0.005698	94.43	1.54
7	39	173	0.005675	94.05	1.13
8	39	214	0.005698	94.43	1.54
9	39	171	0.005674	94.03	1.11
10	39	170	0.005673	94.02	1.10

Tabla 4.3 Resultados de la medición del tiempo de reflexión y cálculo de la distancia recorrida por la onda de ultrasonido

² Tiempo que se demora la onda de ultrasonido en viajar desde el emisor, chocar con la superficie de la muestra y regresar al receptor

La operación a esta distancia es una de las más críticas ya que el eco que se recibe es muy pequeño, de ahí los errores en la medición de la distancia.

Prueba 2

Medición de la distancia entre los sensores y una superficie, utilizando el sistema desarrollado.

Para ésta prueba se utilizarán superficies de distintos materiales, variando la distancia de disparo en todos los casos.

Resultados

Superficie: acrílico

Distancia [cm]	Tiempo Teórico [ms]	Tiempo Práctico [ms]	Distancia Calculada [cm]	Error [%]
50	3.02	2.97	49.221	1.556
60	3.62	3.68	60.988	1.648
70	4.22	4.32	71.595	2.279
80	4.83	5.00	82.865	3.581
90	5.43	5.50	91.151	1.279

Tabla 4.4 Resultados de la medición de la distancia entre una plancha de acrílico y los sensores de ultrasonido

Superficie: Roca Caliza

Distancia [cm]	Tiempo Teórico [ms]	Tiempo Práctico [ms]	Distancia Calculada [cm]	Error [%]
50	3.02	3.15	52.20	4.40
60	3.62	3.64	60.33	0.55
70	4.22	4.01	66.46	5.05
80	4.83	4.80	79.55	0.56
90	5.43	5.90	97.78	8.64

Tabla 4.5 Resultados de la medición de la distancia entre una superficie de roca caliza y los sensores de ultrasonido

Superficie: Madera

Distancia [cm]	Tiempo Teórico [ms]	Tiempo Práctico [ms]	Distancia Calculada [cm]	Error [%]
50	3.02	3.06	50.713	1.42
60	3.62	3.59	59.497	0.83
70	4.22	4.43	73.418	4.87
80	4.83	4.75	78.721	1.60
90	5.43	5.53	91.648	1.82

Tabla 4.6 Resultados de la medición de la distancia entre madera y los sensores de ultrasonido

Prueba 3

Determinación del valor de la amplitud de la onda de ultrasonido reflejada, sobre una superficie a una distancia fija entre el emisor ultrasónico y el punto de prueba.

La prueba consiste en disparar diez veces sobre un mismo punto de la superficie de acrílico, en cada disparo, el conversor A/D del microcontrolador realizará tres lecturas de la señal recibida.

Los resultados que se muestran en la siguiente tabla, son los valores digitales entregados por el conversor A/D y el valor del voltaje de la amplitud de la onda reflejada de ultrasonido.

Resultados

	Primera Lectura		Segunda Lectura		Tercera Lectura		Voltaje Real ³ [V]	Error [%]			
	Valor Digital	Voltaje [V]	Valor Digital	Voltaje [V]	Valor Digital	Voltaje [V]					
1	1	196	0.01599	1	195	0.01595	1	195	0.01595	0.01731	7.84
2	1	195	0.01595	1	195	0.01595	1	195	0.01595	0.01743	7.91
3	1	192	0.01584	1	192	0.01584	1	190	0.01577	0.01730	8.65
4	1	228	0.01712	1	227	0.01708	1	228	0.01712	0.01731	1.24
5	1	240	0.01754	1	240	0.01754	1	240	0.01754	0.01732	1.28
6	1	218	0.01676	1	218	0.01676	1	218	0.01676	0.01735	3.21
7	1	186	0.01563	1	187	0.01567	1	187	0.01567	0.01729	9.61
8	1	216	0.01669	1	216	0.01669	1	216	0.01669	0.01730	3.62
9	1	174	0.01521	1	173	0.01517	1	174	0.01521	0.01727	12.26
10	1	206	0.01634	1	206	0.01634	1	206	0.01634	0.01728	5.66

Tabla 4.7 Mediciones de la amplitud de la onda reflejada sobre un mismo punto de una superficie⁴

³ Es el voltaje que se obtiene de medir la señal de ultrasonido reflejada con el osciloscopio.

Análisis general de los resultados.

Teóricamente, si ondas ultrasónicas de la misma amplitud y frecuencia chocan sobre una superficie, las ondas reflejadas poseen las mismas características siempre que no se cambien las condiciones del evento, a pesar del número de ocurrencias.

Al realizar las pruebas se observó, que los valores de la distancia calculados tienen un error en comparación con el valor de la distancia real, lo que se puede atribuir a la falta de exactitud en la medición de la señal de entrada, debido al ruido que se introduce en los circuitos electrónicos. De todas maneras el porcentaje de error no supera en ninguna de las pruebas el 10%, excepto en casos aislados, por lo que se puede considerar que se encuentran en rangos tolerables.

Antes de realizar las pruebas del software, es necesario indicar que antes de poner al prototipo en funcionamiento, se debe calibrar los sensores para que trabajen según lo esperado.

La calibración consiste en realizar un número de disparos de ultrasonido sobre una plancha de acrílico y recibir los ecos, determinando el tiempo de vuelo y el grado de atenuación de la onda reflejada. Entonces para la distancia a la que se encuentran los sensores (93 cm):

Tiempo de vuelo = 5.61 ms

Amplitud de la onda reflejada ~ 0.1732 V

⁴ Se hicieron diez disparos de ultrasonido y se tomaron tres lecturas del valor de la amplitud de la onda reflejada para cada disparo.

4.2.3 RESULTADOS DEL SOFTWARE DE PROCESAMIENTO Y GRAFICACIÓN

Todas las pruebas anteriores, son necesarias para verificar el correcto funcionamiento de los componentes del sistema y llegar a cumplir los objetivos del presente trabajo, los cuales son: tener registros ultrasónicos⁵ de diferentes tipos de rocas calizas y la graficación en tres dimensiones de la superficie en estudio.

A continuación se describen las pruebas que se hicieron del sistema como tal:

Prueba 1

Para la primera prueba se realizó los tres tipos de Scan completos, sobre la superficie del fondo del tanque de muestreo, es decir, no se usó ninguna muestra.

Resultados

El programa del “Prototipo para Interpretación de Sísmica de Superficie y su aplicación a Calizas”, entrega dos tipos de resultados al usuario.

1. Gráfico en tres dimensiones de la superficie de la muestra en estudio, en el cual la superficie viene representada en colores, dependiendo del valor de la amplitud de la onda reflejada en ese punto.
2. Un archivo en formato TXT, de los datos que se han enviado a Matlab, para ser procesados y la fecha del evento, esto con la finalidad que el usuario lleve un registro.

A continuación se presenta el gráfico obtenido de la superficie plana del fondo del tanque de muestreo y una impresión de los datos que se envían desde LabVIEW a Matlab en el Anexo 7.

⁵ Registros ultrasónicos, son los datos que se obtienen de estudiar la superficie de la roca con ultrasonido

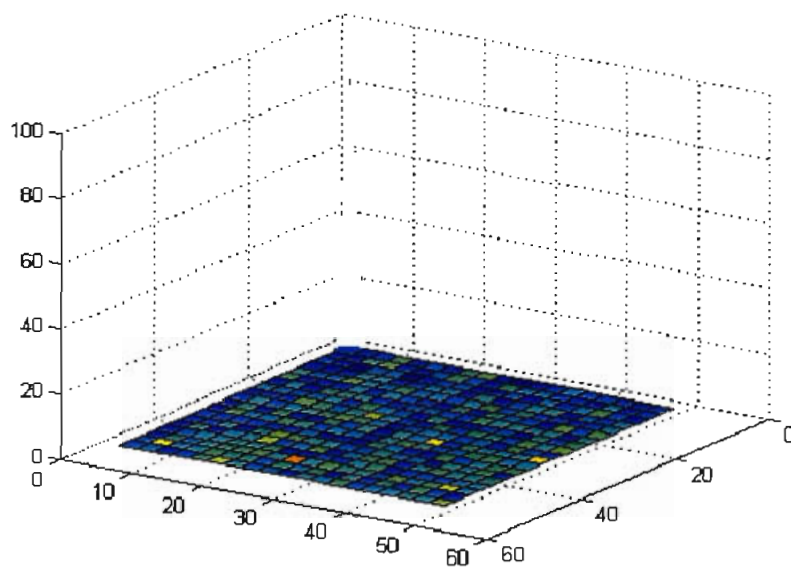


Figura 4.7 Scan 1

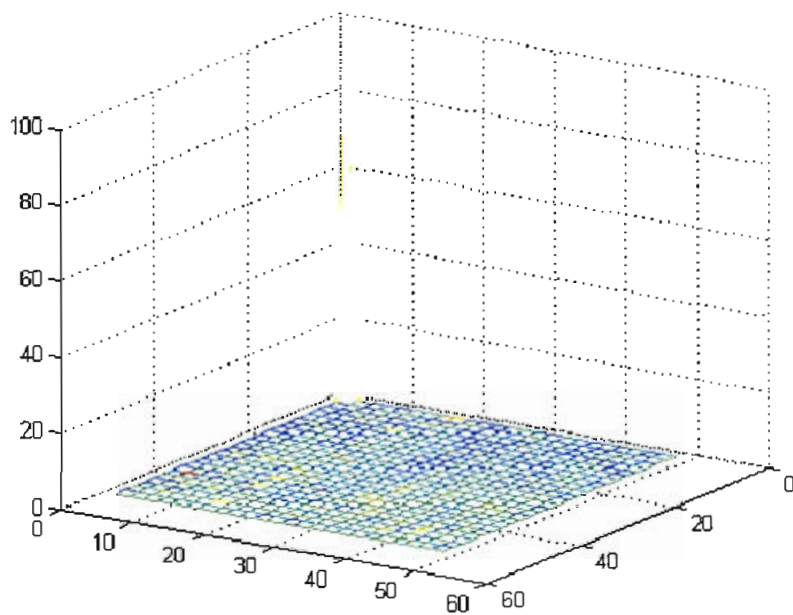


Figura 4.8 Scan 2

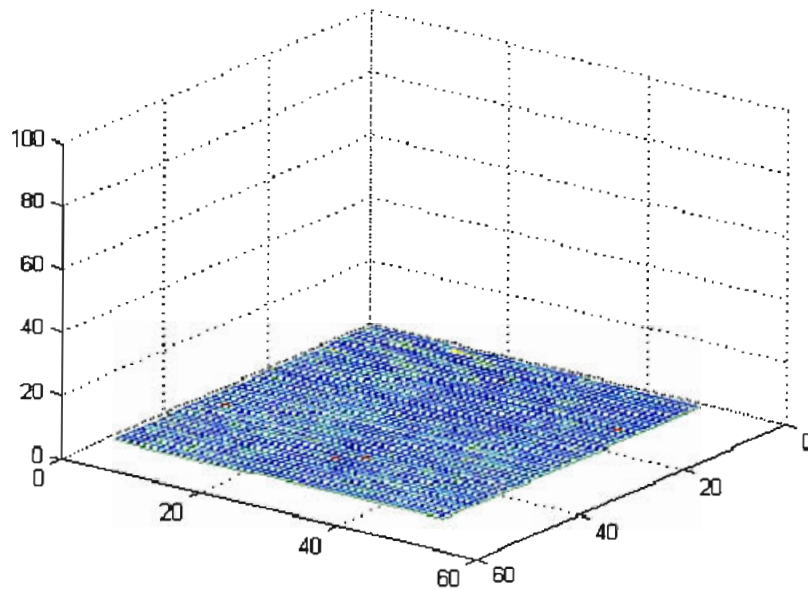


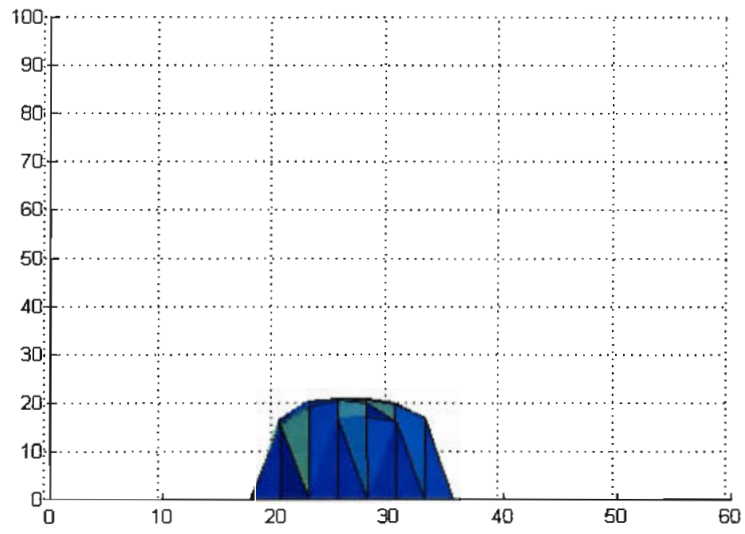
Figura 4.9 Scan 3

Prueba 2

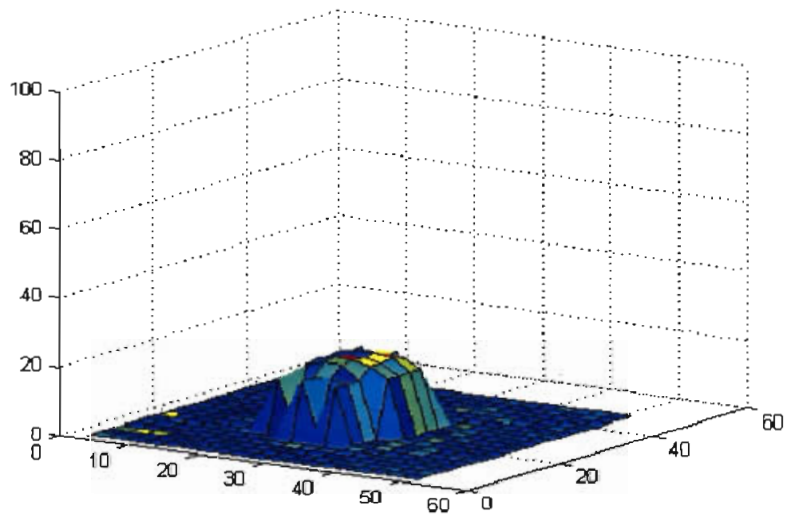
En esta prueba, se realiza el primer muestreo de ultrasonido a una roca Caliza del tipo A. El experimento se realiza para los tres tipos de Scan, con la muestra a una distancia de los sensores de 72 cm.

Resultados

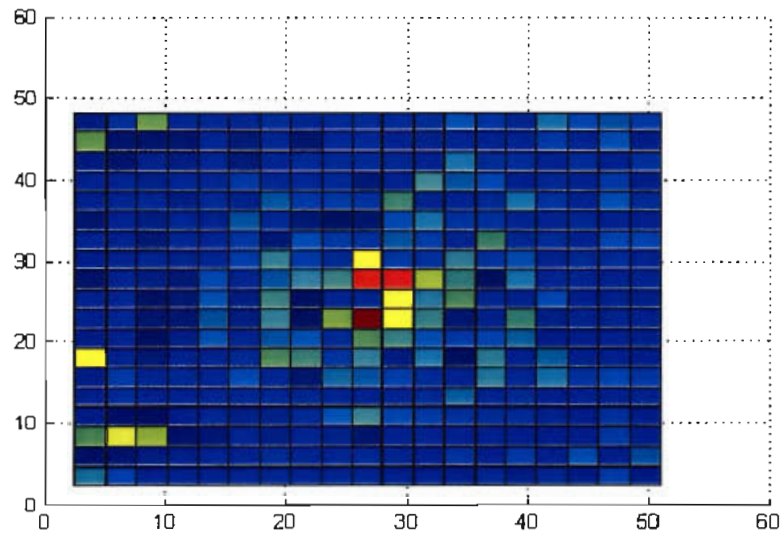
Como resultado se muestra un bosquejo de la superficie de la caliza pulida, la cual permite por primera vez, mirar el grado de atenuación de la onda reflejada en los puntos de estudio.



(a)

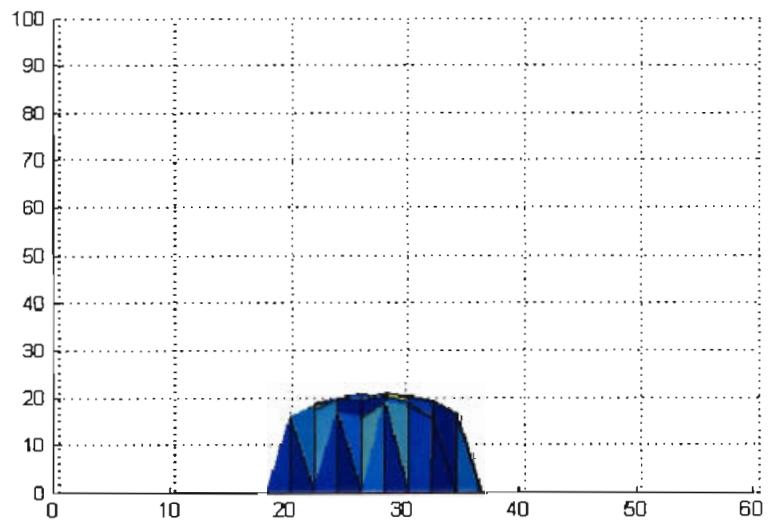


(b)

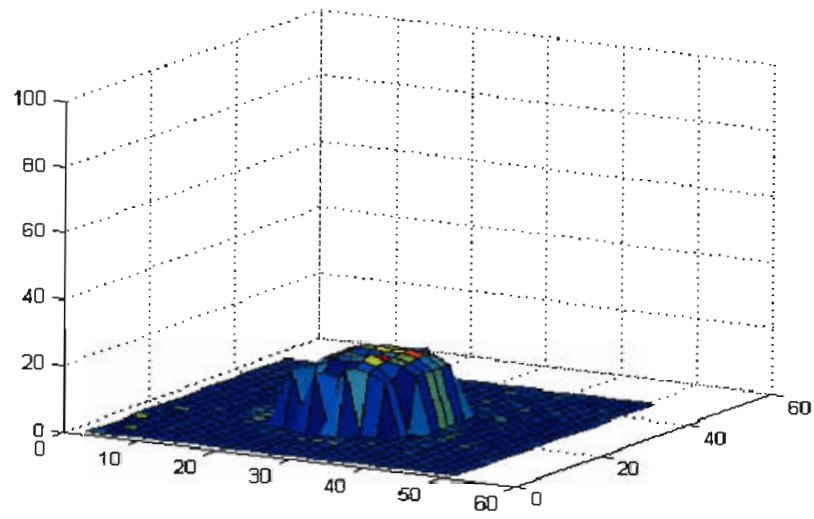


(c)

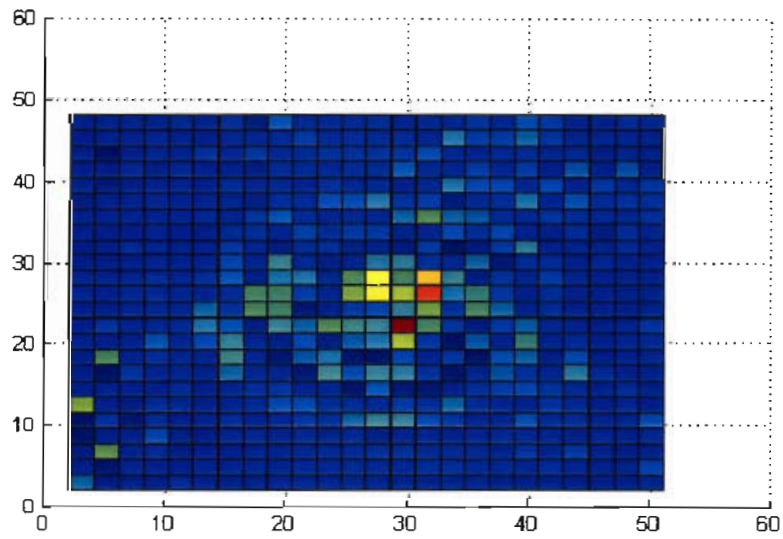
Figura 4.10 (a) Vista lateral, (b) vista frontal y (c) vista superior del gráfico de la muestra de caliza para Scan 1



(a)

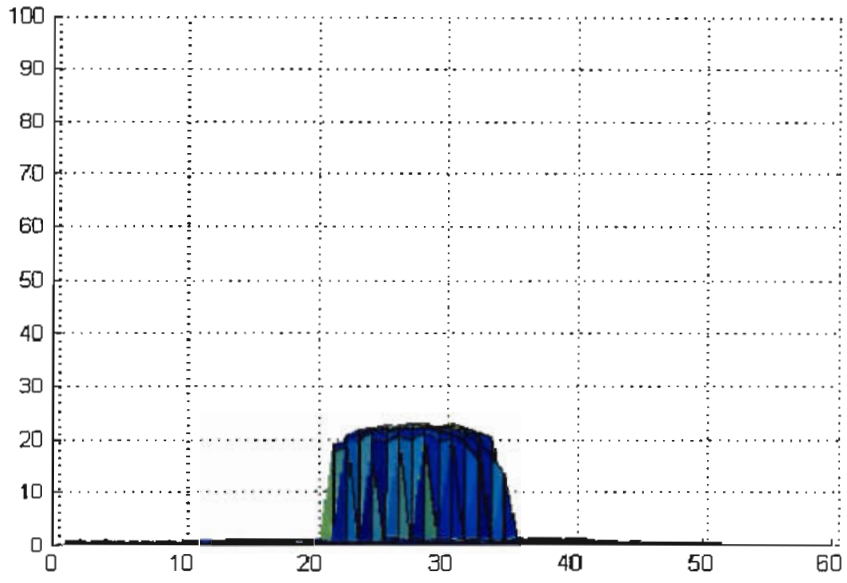


(b)

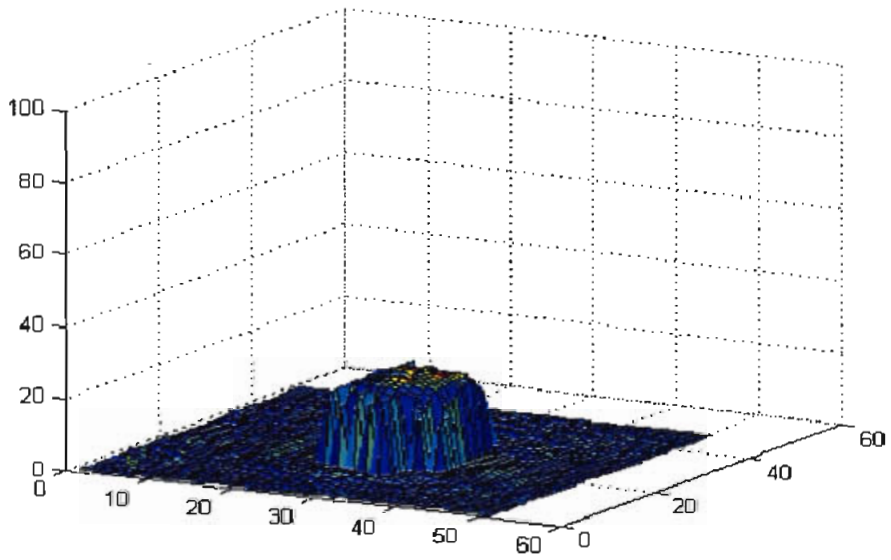


(c)

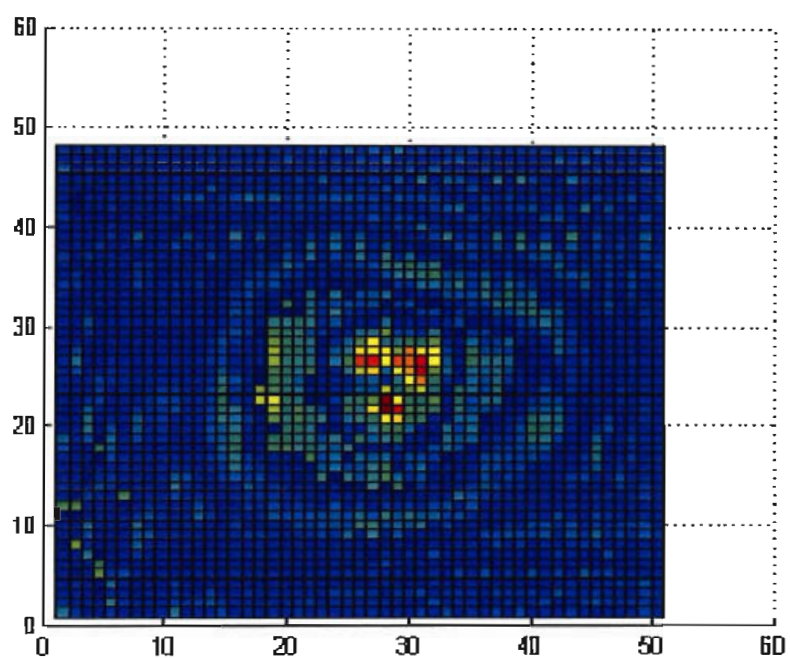
Figura 4.11 (a) Vista lateral, (b) vista frontal y (c) vista superior del gráfico de la muestra de caliza para Scan 2



(a)



(b)



(c)

Figura 4.10 (a) Vista lateral, (b) vista frontal y (c) vista superior del gráfico de la muestra de caliza para Scan 3

Prueba 3

Para ilustrar y verificar el principio de funcionamiento del prototipo se muestró un prisma de madera de 35 cm de alto. Este experimento se realiza para los tres tipos de Scan, con la muestra a una distancia de los sensores de 58 cm.

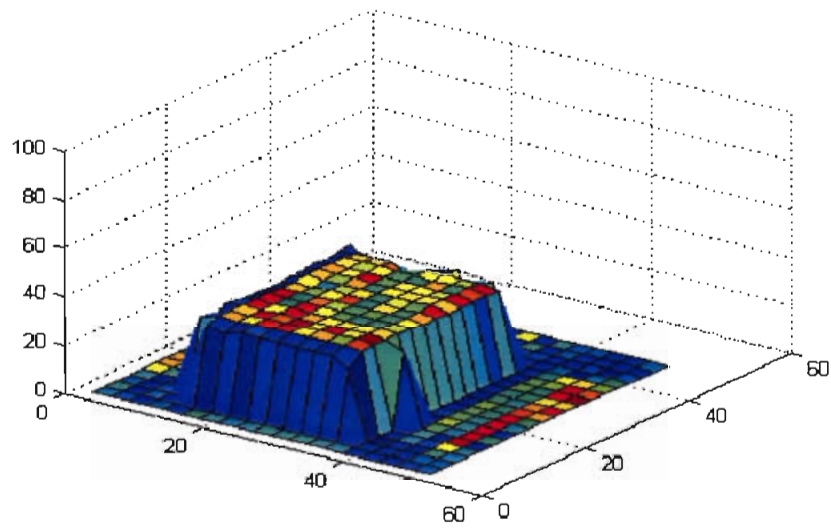


Figura 4.11 Muestra de madera (35cm x 25.5cm x 30.5)– Scan 1

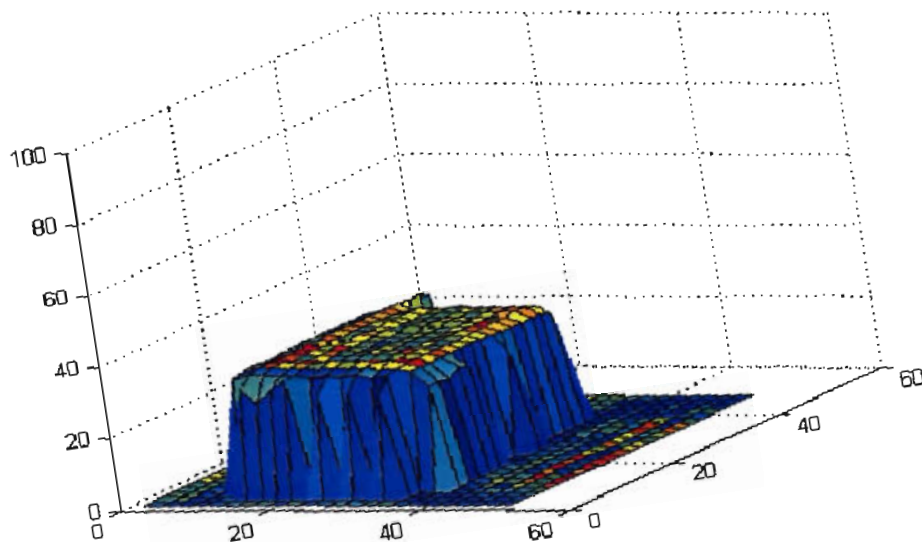


Figura 4.12 Muestra de madera – Scan 2

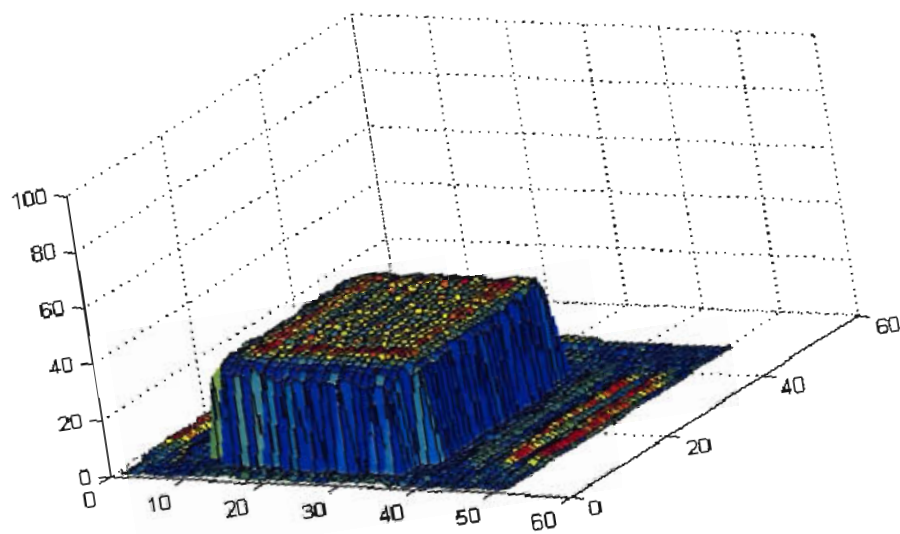


Figura 4.13 Muestra de madera – Scan 3

Análisis

Los gráficos generados por el programa del prototipo, en la vista superior muestran zonas con cambio de color del predominante, eso quiere decir que está cambiando la amplitud de la onda de ultrasonido reflejada.

En las vistas tanto frontal como lateral, se puede ver una aproximación a la forma de la superficie de la muestra. Es importante indicar que la muestra de caliza tiene la superficie pulida y se la ha elevado una distancia desde el fondo del tanque de muestreo, porque tiene un espesor de 1,5 cm y la graficación se puede ver afectada por el error propio del equipo.

4.3 ANALISIS ECONOMICO.

El proyecto desarrollado está completamente financiado por La Unidad de Investigación y Desarrollo Tecnológico de PETROECUADOR, por lo que el análisis económico que se presenta a continuación es realizado con los costos que representaron para dicha Unidad llevar a cabo la ejecución del prototipo.

El costo de los equipos y oficina se determina según el porcentaje de uso de estos dentro del proyecto, es así que se establece la Tabla 4.8.

Elemento	Costo Total [USD]	% de uso	Costo Prorrateado [USD]
Computador Pentium	1500	2	30
Software LabVIEW	2000	5	100
Software Matlab	2250	5	112.5
Osciloscopio Digital + módulo de impresión	3000	50	1500
Fuente de poder	960	50	480
Multímetro digital	350	50	175
TOTAL			2397.5

Tabla 4.8 Costo del equipo utilizado

El costo de los materiales de electrónica usados en este diseño consta en la Tabla 4.9, en la cual no solo se incluirán los valores de los materiales finales, sino un rubro de costos de materiales que se usaron en etapas de desarrollo

Item	Descripción	Cantidad	Precio Unitario	Precio Total
1	Estructura de rieles y soporte	1	400.00	400.00
2	Motores bipolares de pasos 1.8°	2	9.80	19.60
3	Finales de Carrera	4	0.20	0.80
4	Caja metálica	1	25.00	25.00
5	Juego de Transmisor receptor de Ultrasonido	1	5.00	5.00
6	Resistencias de 1/4 de wattio	49	0.02	0.98
7	Resistencias de 1 wattio	4	0.04	0.16
8	Capacitores cerámicos	30	0.10	3.00
9	Capacitores electrolíticos	7	0.20	1.40
10	Integrado TL084	2	1.20	2.40
11	Integrado AD520	1	18.00	18.00
12	Integrado NJM3773	2	12.00	24.00
13	Interruptor de Reset	1	0.20	0.20
14	crystal de oscilación de 7.15909 MHz	1	1.00	1.00
15	Compuerta lógica 74LS86	1	0.60	0.60
16	Compuerta lógica 74LS32	1	0.60	0.60
17	Integrado MAX232	1	2.80	2.80
18	Transistor 2N3904	1	0.50	0.50
19	Transistor 2N3906	1	0.50	0.50
20	Diodo de respuesta rápida 1N4148	4	0.60	2.40
21	Led	3	0.15	0.45
22	Conector DB9	3	0.80	2.40
23	Microcontrolador PIC 16F877	1	12.61	12.61
24	Borneras con seguro	12	0.30	3.60
25	Zócalo de 40 pines	1	1.00	1.00
26	Zócalo de 14 pines	4	0.60	2.40
27	Zócalo de 22 pines	2	0.80	1.60
28	Zócalo de 8 pines	1	0.50	0.50
29	Header de expansión x 20	1	0.50	0.50
30	Tarjeta de circuitos 300 cm2	1	30.00	30.00
31	Suelda, pasta, etc	1	2.00	2.00
32	Cable Multifilar x metro	2	0.50	1.00
33	Cable de alimentación x metro	2	1.00	2.00
34	Cable blindado x metro	1	2.00	2.00
35	Herramientas	1	50.00	50.00
36	Elementos utilizados en la experimentación	1	400.00	400.00
TOTAL				1021.00

Tabla 4.9 Costo de materiales

El costo por mano de obra en la construcción de las partes mecánicas y por diseño y trabajo de investigación ascienden a un valor de USD 6600,00.

En total el costo del prototipo es de:

Item	Descripción	Costo
1	Costo de equipos	2397.5
2	Costo de materiales	1020.997
3	Costo de mano de obra y diseño	6600
4	Papelería, impresión y suministros de oficina	80
5	Procesamiento de la información	50
Total		10148.5

Tabla 4.10 Costo total del prototipo.

Como la construcción de un prototipo incluye gastos de diseño y experimentación, es imposible hacer la comparación de precios con equipos similares del mercado, además que no existe algún equipo en el mercado que realice las tareas dedicadas de este sistema, pues fue diseñado a la medida de las necesidades del proyecto que lleva a cabo PETROECUADOR.

Es importante sin embargo recalcar la ventaja de apoyar el diseño y desarrollo de tecnologías propias; los auspiciantes, en este caso PETROECUADOR y la Escuela Politécnica Nacional, son ahora propietarios y concedores de los conceptos y experiencias técnicas que aparecieron en el desarrollo de este trabajo; es decir, le pertenece el "know how" que tanto buscan las instituciones del primer mundo y que en Ecuador debería adoptarse como una excelente estrategia a seguirse.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La elaboración del Prototipo Inteligente para Optimizar la Sísmica de Superficies y su Aplicación a Calizas y sus pruebas de funcionamiento, genera conclusiones importantes que se analizan en este capítulo.

5.1 CONCLUSIONES.

De las pruebas y resultados obtenidos se pueden extraer las siguientes conclusiones.

- La señal de ultrasonido que se refleja después de tocar una superficie cambia sus características originales de amplitud, ya que la superficie de rebote absorbe una cierta cantidad de energía que depende de sus propiedades internas. Esta amplitud es la que se mide con el prototipo desarrollado y posteriormente permite establecer cuales son las propiedades de las rocas en estudio. Por lo mismo se puede concluir que el objetivo conceptual de este trabajo logró cumplirse.
- La frecuencia de una onda de ultrasonido que choque sobre alguna superficie no debe cambiar. Esto se pudo comprobar experimentalmente al implementar los circuitos de emisión y recepción de ultrasonido.
- Para una frecuencia de 40 kHz, la resolución axial mínima del prototipo podría ser de 0.8286 cm. Si embargo el sistema implementado permite tener una resolución axial de 0.9648 cm horizontalmente y 1.0304cm verticalmente correspondientes al scan3. Esto indica que el prototipo podría detectar fallas o defectos de hasta 0.9648 cm, lo que para los propósitos de prospección sísmica y obtención de registros ultrasónicos de muestras de rocas calizas

resulta ser de mucha utilidad, ya que se podría muestrear las rocas casi en su totalidad y no se necesitarían muestras de gran tamaño.

- La señal de ultrasonido reflejada desde las rocas calizas, a pesar de contener un porcentaje muy alto de ruido eléctrico, pudo ser acondicionada dentro de rangos y valores aceptables, para interpretar la información que contiene.
- El programa LabVIEW, permite realizar programas para la adquisición y manejo de variables desde un proceso. En el caso de este trabajo, las principales ventajas obtenidas, son la facilidad de establecer una comunicación serial entre el microcontrolador y el computador; y el intercambio dinámico de datos entre Matlab y LabVIEW.
- Las bibliotecas o Virtual Instruments utilizados en LabVIEW, son de fácil comprensión para cualquier persona con un poco de conocimiento en el lenguaje de programación gráfico, pues solamente se basan en cumplir con una secuencia de actividades bajo el cumplimiento de parámetros.
- Matlab es un programa para actividades de desarrollo y científicas con múltiples herramientas y alta velocidad para procesar datos, por lo que se convirtió en el complemento ideal para poder solucionar el problema de la graficación en tres dimensiones y la transformación de los datos enviados desde el microcontrolador en valores reales y sin quitar velocidad al sistema.
- De los resultados obtenidos de las ondas de ultrasonidos que se reflejan, se observa que se tiene reflexiones múltiples. Esto es a causa de los dobles recorridos sucesivos de las ondas de ultrasonido. La amplitud de estos ecos, entonces, decrece exponencialmente.

- De las mediciones realizadas y de las pruebas efectuadas al prototipo, se puede observar que la superficie bosquejada en la pantalla del computador, no sigue exactamente las líneas de la forma de la muestra, pero permite observar un cambio en la amplitud de la onda reflejada en la zona donde está la muestra en estudio.
- Las principales magnitudes físicas que se toman del experimento son el tiempo que se demora la onda reflejada y la amplitud que esta tiene al ser captada por el receptor de ultrasonido. El valor de la distancia vertical entre los sensores y la muestra, que permite graficar la superficie, proviene de un algoritmo que transforma el tiempo medido digitalmente en un valor real en centímetros. El error existente entre el valor de la medición directa de la distancia y el valor calculado, está alrededor de 2%, es por eso que la imagen que se obtiene no es precisa.
- Existen errores en la medición del tiempo y conversión analógica a digital que están dentro de los rangos establecidos por los especialistas que interpretarán los resultados, resultando que el mayor error registrado en las pruebas está en el orden de 1,54 % en la medición del tiempo de reflexión.
- Los errores más importantes que se tienen en el presente trabajo, corresponden a los registrados en la posición de sensores de ultrasonido, pues la parte mecánica por su característica física, que hace que el sistema no solo dependa de variables eléctricas para mejorar su precisión y exactitud.
- El sistema, por lo tanto es un primer prototipo efectivo para los propósitos para los que fue diseñado, es decir mostrar y almacenar los valores de la amplitud de una onda de ultrasonido reflejada en un punto de una muestra pulida de roca caliza.

5.2 RECOMENDACIONES.

- Al realizar este primer intento de obtención de registros a través de sistemas de ultrasonido, se puede observar que es un método propicio y que este trabajo podría tener otro tipo de enfoque en cuanto a la obtención de registros ultrasónicos. Por ejemplo, se recomienda cambiar el medio por el cual se propaga el ultrasonido, por agua o petróleo, utilizando sensores de mayor potencia o específicos para la aplicación, conservando el mismo principio de funcionamiento que tiene el prototipo actual y observar los resultados que podrían obtenerse.
- Es recomendable que antes de que se vaya a utilizar el prototipo se determine si los sensores se encuentran correctamente calibrados, caso contrario se deberá utilizar el modo de trabajo correspondiente a *calibración de sensores*.
- La precisión en la obtención de los datos de ultrasonido y por tanto una mejora de la imagen de la muestra, se podría perfeccionar cambiando el sistema mecánico de transmisión de movimiento por algún otro que presente un mejor desplazamiento a través de los rieles de desplazamiento.
- Aprovechando las ventajas del microcontrolador y utilizando un cristal de oscilación de mayor velocidad se puede mejorar la resolución del conversor analógico – digital y así disminuir errores en la recolección de datos al poder tomar más muestras del voltaje de reflexión.
- Si se quiere tener una mejor resolución en distancia es aconsejable trabajar con frecuencias más altas, pero se debe considerar que hay un límite en reducir el ancho del pulso, ya que la energía también se reducirá en proporción a este.

- Se recomienda trabajar con sensores de mejor calidad que presenten un lóbulo de radiación mínimo, con el objeto de evitar reflexiones que no provengan del punto donde se enfoca el haz de ultrasonido.
- Para mejorar la interfaz de comunicación se puede utilizar una tarjeta de adquisición de datos compatible con LabVIEW, que permitirá optimizar el tiempo de adquisición y procesamiento de la información.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Cracknell A.P., Ultrasonidos, Paraninfo, Madrid, 1982

- [2] Bentley John, Sistemas de medición, principios y aplicaciones, Continental, México, 1993

- [3] J. Blitz, Fundamentals of Ultrasonics, Butterworths, Londres, 1968.

- [4] L. Bergmann, Ultrasonics and their Scientific and Technical Applications, Wiley, NewYork, 1943

- [5] F. Eady, Getting to know the RS-232 standard, Microcomputer Journal, 1995.

- [6] R. Coughlin, F. Driscoll, Amplificadores operacionales y Circuitos Integrados Lineales, Prentice Hall, México, 1993

- [7] C.J. Savant, M.S. Rodan, G. Carpenter, Diseño Electrónico. Addison Wesley, E.U.A., 1992

- [8] R. Tocci, Sistemas Digitales, Prentice-Hall, México, 1996.

- [9] J. Angulo, I. Angulo, Microcontroladores PIC. Diseño práctico de aplicaciones, Mc Graw – Hill, 1997

- [10] Krumbein, W.C, Estratigrafía Sedimentación, CRAT, México, 1989

- [11] R. Sheriff, Reservoir Geophysics, Society of Exploration Geophysics, 1994.
- [12] C. López, Geofísica, EPN, Ecuador, 1995.
- [13] Veca, Breves comentarios acerca de la extracción de información contenida en una señal de ultrasonido, Universidad Nacional de San Juan, 1999.
- [14] Ultra Sound Solutions, Información de Productos.
- [15] Microchip, Reference Manual CMOS FLASH Microcontroller
- [16] National Instruments, "LabVIEW, Function and V reference manual", January 1998 Edition.
- [17] National Instruments, " LabVIEW, User Manual", January, 1998 Edition.
- [18] National Semiconductor, "Linear Data Book", 1990 Edition
- [19] Electrónica y Computadores CEKIT, " Control de Motores Paso a Paso".
- [20] J. Gaibor, Enciclopedia de Calizas, Unidad de Investigación y Desarrollo Tecnológico PETROECUADOR, 2000.
- [21] www.njr.com. Página de New Japan Radio, fabricante de los controladores de los motores de pasos.
- [22] www.microchip.com Página de la casa fabricante de los microcontroladores PIC.

[23] www.Jameco.com Página de la comercializadora de los sensores de ultrasonido.

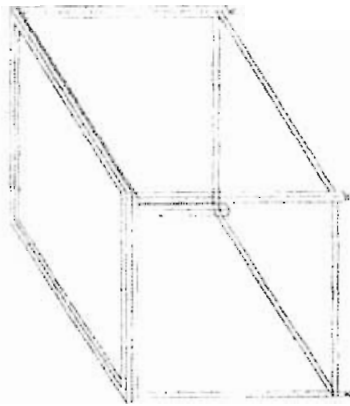
[24] www.solidusintegration.com/si_software.htm Sitio gratuito de desarrollo de aplicaciones en LabVIEW.

[25] www.Ultrasoundolutions.com. Información sobre sensores de ultrasonido.

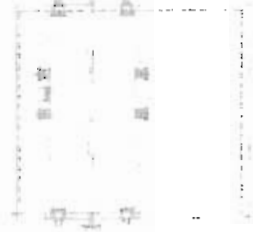
ANEXO 1

PLANO DE LA PARTE MECÁNICA DEL PROTOTIPO

Tanque de Muestras



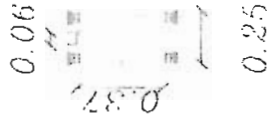
Vista superior del Sistema de Muestras



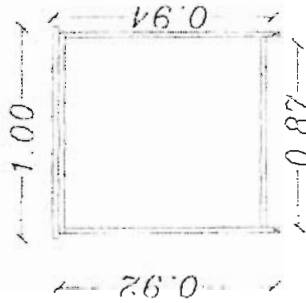
Carro de Desplazamiento Vertical



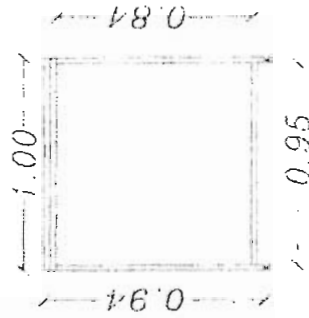
Carro de Desplazamiento Horizontal



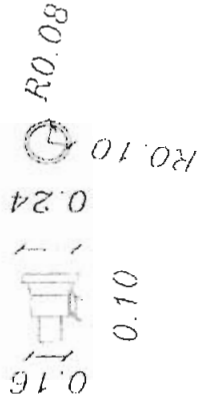
Vista Frontal del Tanque



Vista Trasera del Tanque



Detalle de las Ruedas



PROTOTIPO PARA OPTIMIZAR LA INTERPRETACION DE SISMICA DE SUPERFICIE - APLICACION A CALIZAS

ANEXO 2

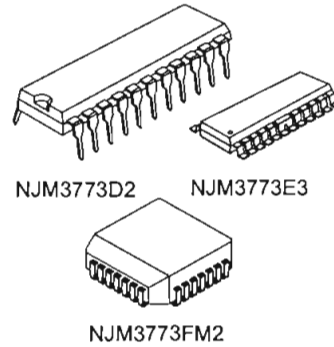
ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LOS CONTROLADORES DE LOS MOTORES DE PASOS

DUAL STEPPER MOTOR DRIVER

■ GENERAL DESCRIPTION

The NJM3773 is a switch-mode (chopper), constant-current driver with two channels: one for each winding of a two-phase stepper motor. The NJM3773 is also equipped with a Disable input to simplify half-stepping operation. The circuit is well suited for microstepping applications together with an external micro controller. The current control inputs are low current, high impedance inputs, which allows the use of unbuffered DAC or external high resistive resistor divider network. The NJM3773 contains a clock oscillator, which is common for both driver channels, a set of comparators and flip-flops implementing the switching control, and two output H-bridges, including recirculation diodes. Voltage supply requirements are +5 V for logic and +10 to +45 V for the motor. Maximum output current is 750mA per channel.

■ PACKAGE OUTLINE



■ FEATURES

- Dual chopper driver
- 750 mA continuous output current per channel
- High impedance current control inputs
- Digital filter on chip eliminates external filtering components
- Packages DIP22 / PLCC28 / EMP24(Batwing)

■ BLOCK DIAGRAM

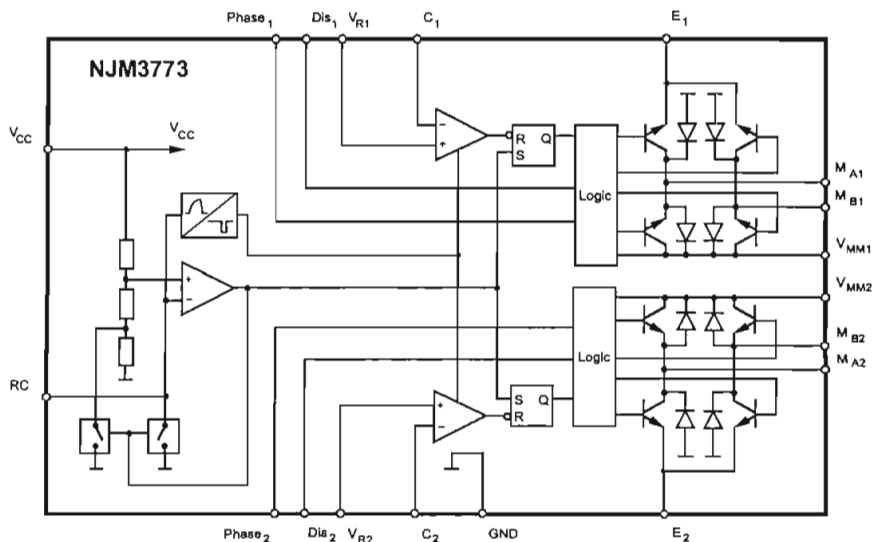


Figure 1. Block diagram

PIN CONFIGURATIONS

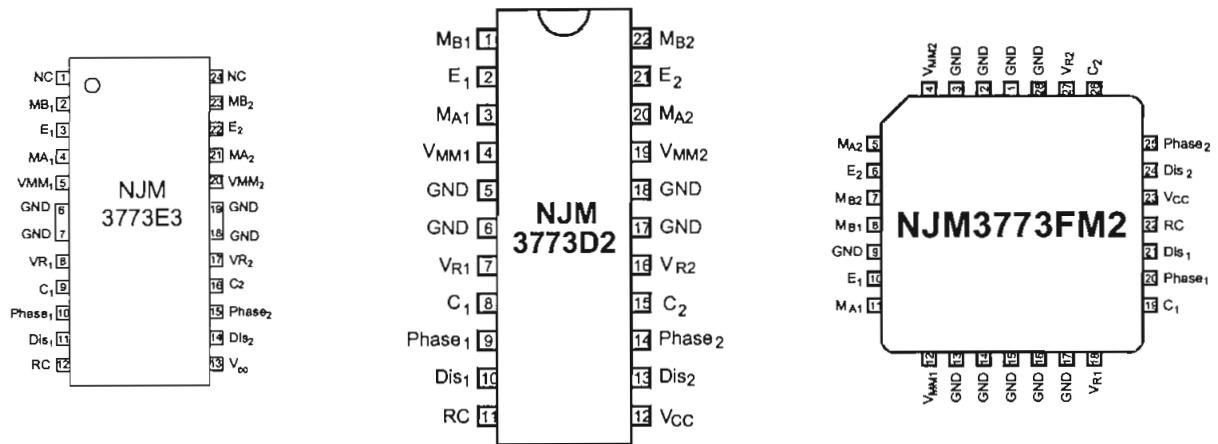


Figure 2. Pin configurations

PIN DESCRIPTION

EMP	DIP	PLCC	Symbol	Description
2	1	8	M_{B1}	Motor output B, channel 1. Motor current flows from M_{A1} to M_{B1} when Phase ₁ is HIGH.
3	2	10	E_1	Common emitter, channel 1. This pin connects to a sensing resistor R_s to ground.
4	3	11	M_{A1}	Motor output A, channel 1. Motor current flows from M_{A1} to M_{B1} when Phase ₁ is HIGH.
5	4	12	V_{MM1}	Motor supply voltage, channel 1, +10 to +40 V. V_{MM1} and V_{MM2} should be connected together.
6,7	5, 6,	1-3, 9,	GND	Ground and negative supply. Note: these pins are used thermally for heat-sinking.
18,19	17, 18	13-17,		28
8	7	18	V_{R1}	Reference voltage, channel 1. Controls the comparator threshold voltage and hence the output current.
9	8	19	C_1	Comparator input channel 1. This input senses the instantaneous voltage across the sensing resistor, filtered by the internal digital filter or an optional external RC network.
10	9	20	Phase ₁	Controls the direction of motor current at outputs M_{A1} and M_{B1} . Motor current flows from M_{A1} to M_{B1} when Phase ₁ is HIGH.
11	10	21	Dis ₁	Disable input for channel 1. When HIGH, all four output transistors are turned off, which results in a rapidly decreasing output current to zero.
12	11	22	RC	Clock oscillator RC pin. Connect a 12 kohm resistor to V_{CC} and a 4 700 pF capacitor to ground to obtain the nominal switching frequency of 23.0 kHz and a digital filter blanking time of 1.0μs.
13	12	23	V_{CC}	Logic supply voltage, nominally +5 V.
14	13	24	Dis ₂	Disable input for channel 2. When HIGH, all four output transistors are turned off, which results in a rapidly decreasing output current to zero.
15	14	25	Phase ₂	Controls the direction of motor current at outputs M_{A2} and M_{B2} . Motor current flows from M_{A2} to M_{B2} when Phase ₂ is HIGH.
16	15	26	C_2	Comparator input channel 2. This input senses the instantaneous voltage across the sensing resistor, filtered by the internal digital filter or an optional external RC network.
17	16	27	V_{R2}	Reference voltage, channel 2. Controls the comparator threshold voltage and hence the output current.
20	19	4	V_{MM2}	Motor supply voltage, channel 2, +10 to +40 V. V_{MM1} and V_{MM2} should be connected together.
21	20	5	M_{A2}	Motor output A, channel 2. Motor current flows from M_{A2} to M_{B2} when Phase ₂ is HIGH.
22	21	6	E_2	Common emitter, channel 2. This pin connects to a sensing resistor R_s to ground.
23	22	7	M_{B2}	Motor output B, channel 2. Motor current flows from M_{A2} to M_{B2} when Phase ₂ is HIGH.

■ FUNCTIONAL DESCRIPTION

Each channel of the NJM3773 consists of the following sections: an output H-bridge with four transistors and four recirculation diodes, capable of driving up to 750 mA continuous current to the motor winding, a logic section that controls the output transistors, an S-R flip-flop, and a comparator. The clock-oscillator is common to both channels.

Constant current control is achieved by switching the output current to the windings. This is done by sensing the peak current through the winding via a current-sensing resistor R_s , effectively connected in series with the motor winding. As the current increases, a voltage develops across the sensing resistor, which is fed back to the comparator. At the predetermined level, defined by the voltage at the reference input V_R , the comparator resets the flip-flop, which turns off the upper output transistor. The turn-off function of the two channels works independently of each other. The current decreases until the clock oscillator triggers the flip-flops of both channels simultaneously, which turns on the output transistors again, and the cycle is repeated.

To prevent erroneous switching due to switching transients at turn-on, the NJM3773 includes a digital filter. The clock oscillator provides a blanking pulse which is used for digital filtering of the voltage transient across the current sensing resistor during turn-on.

The current paths during constant current switching and phase shift are shown in figure 3.

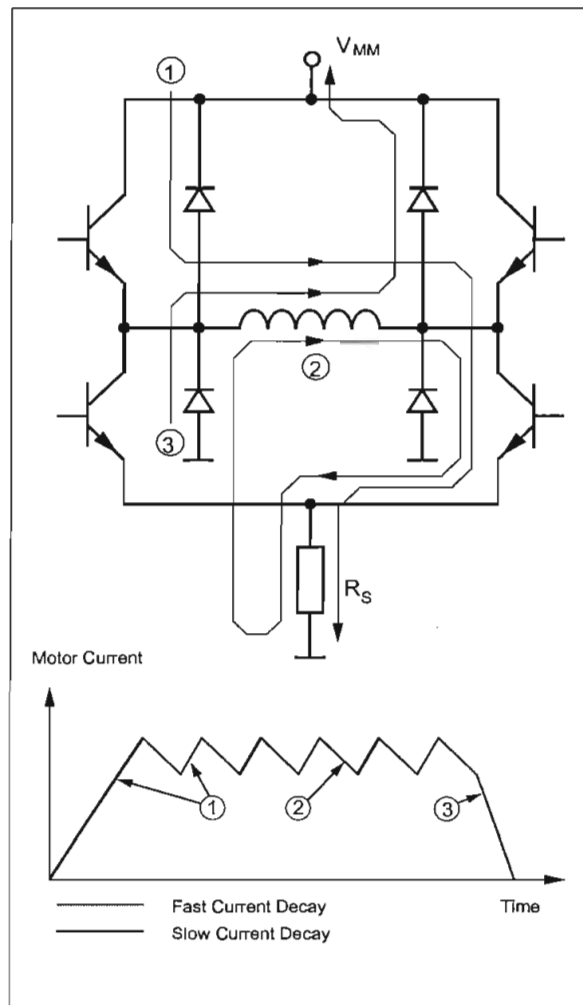


Figure 3. Output stage with current paths during turn-on, turn-off and phase shift.

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 Electrical characteristics over recommended operating conditions, unless otherwise noted. $-20^{\circ}\text{C} \leq T_j \leq +125^{\circ}\text{C}$.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
General						
Supply current	I_{CC}	$V_R = 500\text{mV}$. Note 4.	-	55	70	mA
Supply current	I_{CC}	$\text{Dis}_1 = \text{Dis}_2 = \text{HIGH}$.	-	7	10	mA
Total power dissipation	P_D	$V_{MM} = 24\text{V}$, $I_{M1} = I_{M2} = 500\text{mA}$. Notes 2, 3, 4.	-	2.0	2.3	W
Total power dissipation	P_D	$V_{MM} = 24\text{V}$, $I_{M1} = 700\text{mA}$, $I_{M2} = 0\text{mA}$. Notes 2, 3, 4.	-	1.7	2.0	W
Thermal shutdown junction temperature			-	160	-	$^{\circ}\text{C}$
Turn-off delay	t_d	$T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $dV_C/dt \geq 50\text{mV}/\mu\text{s}$, $I_M = 100\text{mA}$. Note 3. (one channel on).	-	1.1	2.0	μs
Logic Inputs						
Logic HIGH input voltage	V_{IH}		2.0	-	-	V
Logic LOW input voltage	V_{IL}		-	-	0.6	V
Logic HIGH input current	I_{IH}	$V_I = 2.4\text{V}$	-	-	20	μA
Logic LOW input current	I_{IL}	$V_I = 0.4\text{V}$	-0.2	-0.1	-	mA
Analog Inputs						
Input current	I_A		-0.5	-0.2	-	μA
Threshold voltage	V_C	$V_R = 500\text{mV}$	-	500	-	mV
$ V_{C1} - V_{C2} $ mismatch	$V_{C,diff}$	$R_B = 1\text{kohm}$. Note 3.	-	1	-	mV
Motor Outputs						
Lower transistor saturation voltage		$I_M = 500\text{mA}$	-	0.4	0.8	V
Lower transistor leakage current		$V_{MM} = 41\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$. $\text{Dis}_1 = \text{Dis}_2 = \text{HIGH}$.	-	-	100	μA
Lower diode forward voltage drop		$I_M = 500\text{mA}$	-	1.1	1.3	V
Upper transistor saturation voltage		$I_M = 500\text{mA}$.	-	1.1	1.4	V
Upper transistor leakage current		$V_{MM} = 41\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$. $\text{Dis}_1 = \text{Dis}_2 = \text{HIGH}$.	-	-	100	μA
Upper diode forward voltage drop		$I_M = 500\text{mA}$.	-	1.1	1.4	V
Chopper Oscillator						
Chopping frequency	f_c	$C_T = 4\text{700 pF}$, $R_T = 12\text{kohm}$	21.5	23.0	24.5	kHz
Digital filter blanking time	t_b	$C_T = 4\text{700 pF}$. Note 3.	-	1.0	-	μs

■ THERMAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Thermal resistance	$R_{th_{J/GND}}$	DIP package.	-	11	-	$^{\circ}\text{C/W}$
	$R_{th_{J/A}}$	DIP package. Note 2.	-	40	-	$^{\circ}\text{C/W}$
	$R_{th_{J/GND}}$	PLCC package.	-	9	-	$^{\circ}\text{C/W}$
	$R_{th_{J/A}}$	PLCC package. Note 2.	-	35	-	$^{\circ}\text{C/W}$
	$R_{th_{J/GND}}$	EMP package	-	13	-	$^{\circ}\text{C/W}$
	$R_{th_{J/A}}$	EMP package	-	42	-	$^{\circ}\text{C/W}$

Notes

- All voltages are with respect to ground. Currents are positive into, negative out of specified terminal.
- All ground pins soldered onto a 20 cm^2 PCB copper area with free air convection, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$.
- Not covered by final test program.
- Switching duty cycle $D = 30\%$, $f_s = 23.0\text{ kHz}$.

■ APPLICATIONS INFORMATION

Current control

The regulated output current level to the motor winding is determined by the voltage at the reference input and the value of the sensing resistor, R_S . The peak current through the sensing resistor (and the motor winding) can be expressed as:

$$I_{M,peak} = V_R / R_S \quad [A]$$

With a recommended value of 0.5 ohm for the sensing resistor R_S , a 0.25 V reference voltage will produce an output current of approximately 500 mA. R_S should be selected for maximum motor current. Be should not to exceed the absolute maximum output current which is 850 mA. Chopping frequency, winding inductance and supply voltage also affect the current, but to much less extent.

To improve noise immunity on the comparator inputs (V_R and C), the control range may be increased to 0.5 V if R_S is correspondingly changed to 1 ohm for a maximum output current of 500 mA.

For accurate current regulation, the sensing resistor should be a 0.5 - 1.0 W precision resistor, i. e. less than 1% tolerance and low temperature coefficient.

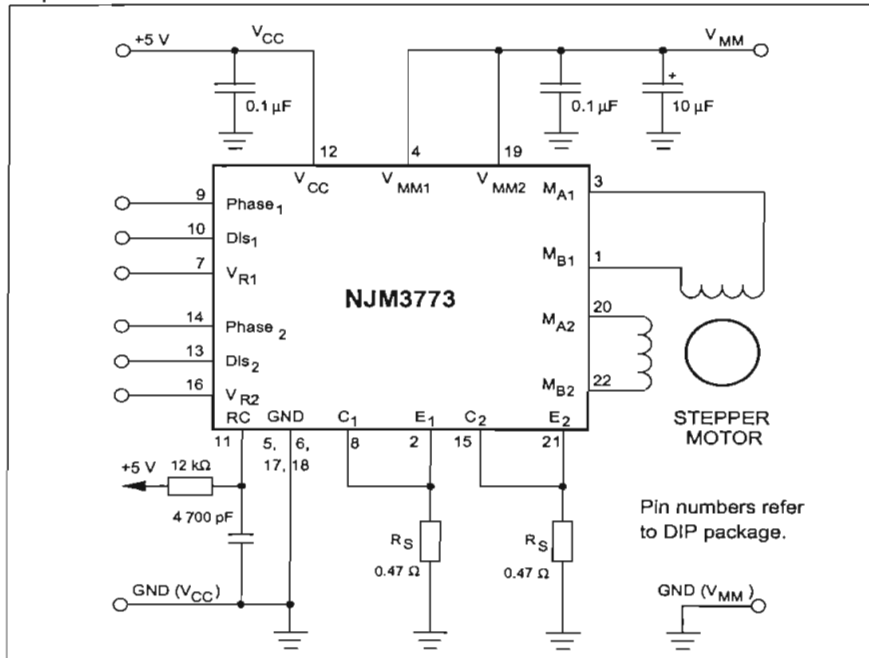


Figure 6. Typical stepper motor driver application with NJM3773.

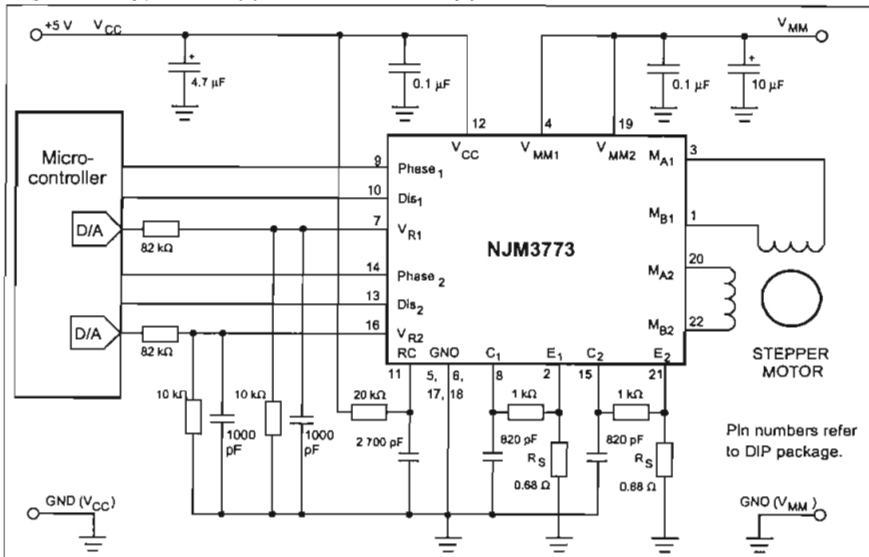


Figure 7. Microstepping system where a microcontroller including DACs provides analog current control voltages as well as digital signals to the NJM3773.

Current sense filtering

At turn-on a current spike occurs, due to the recovery of the recirculation diodes and the capacitance of the motor winding. To prevent this spike from resetting the flip-flops through the current sensing comparators, the clock oscillator generates a blanking pulse at turn-on. The blanking pulse disables the comparators for a short time. Thereby any voltage transient across the sensing resistor will be ignored during the blanking time.

Choose the blanking pulse time to be longer than the duration of the switching transients by selecting a proper C_T value. The time is calculated as:

$$t_b = 210 \cdot C_T \text{ [s]}$$

As the C_T value may vary from approximately 2 200 pF to 33 000 pF, a blanking time ranging from 0.5 μ s to 7 μ s is possible. Nominal value is 4 700 pF, which gives a blanking time of 1.0 μ s.

As the filtering action introduces a small delay, the peak value across the sensing resistor, and hence the peak motor current, will reach a slightly higher level than what is defined by the reference voltage. The filtering delay also limits the minimum possible output current. As the output will be on for a short time each cycle, equal to the digital filtering blanking time plus additional internal delays, an amount of current will flow through the winding. Typically this current is 1-10 % of the maximum output current set by R_s .

Sometimes it may be necessary to include an external in the feed back loop, the filtering may be done by adding an external low pass filter in series with the comparator C input. In this case the digital blanking time should be as short as possible. The recommended filter component values are 1 kohm and 820 pF.

To create an absolute zero current, the Dis input should be HIGH.

Switching frequency

The frequency of the clock oscillator is set by the timing components R_T and C_T at the RC-pin. As C_T sets the digital filter blanking time, the clock oscillator frequency is adjusted by R_T . The value of R_T is limited to 2 - 20 kohm. The frequency is approximately calculated as:

$$f_s = 1 / (0.77 \cdot R_T \cdot C_T)$$

Nominal component values of 12 kohm and 4 700 pF results in a clock frequency of 23.0 kHz. A lower frequency will result in higher current ripple, but may improve low level linearity. A higher clock frequency reduces current ripple, but increases the switching losses in the IC and possibly the iron losses in the motor.

Phase inputs

A logic HIGH on a Phase input gives a current flowing from pin M_A into pin M_B . A logic LOW gives a current flow in the opposite direction. A time delay prevents cross conduction in the H-bridge when changing the Phase input.

Dis (Disable) inputs

A logic HIGH on the Dis inputs will turn off all four transistors of the output H-bridge, which results in a rapidly decreasing output current to zero.

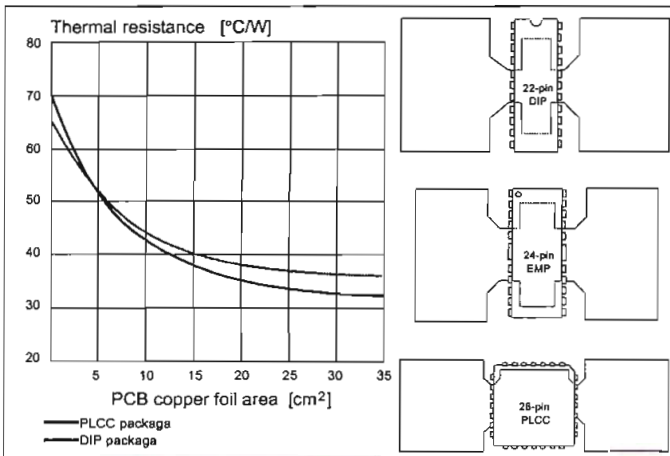


Figure 8. Typical thermal resistance vs. PCB Board copper area and suggested layout

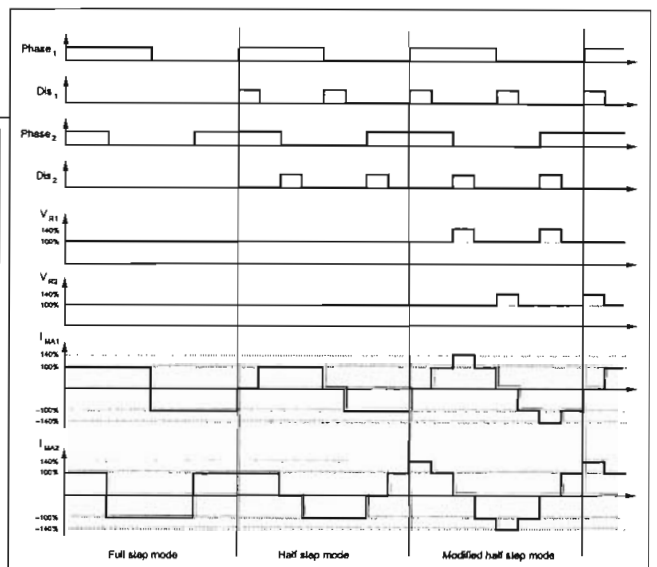


Figure 9. Stepping modes

V_R (Reference) inputs

The comparator inputs of NJM3773 (V_R and C) are high impedance, low current inputs (typically $-0.2 \mu\text{A}$). This gives a great deal of flexibility in selecting a suitable voltage divider network to interface to different types of Digital-to-Analog converters. Unbuffered DACs are preferably interfaced by a high resistive divider network (typ. 100 kohm), while for buffered DACs a low resistive network (typ. 5 kohm) is recommended. A filter capacitor in conjunction with the resistor network will improve noise rejection. A typical filter time constant is $10 \mu\text{s}$. See figure 7. In basic full and half-stepping applications, the reference voltage is easily divided from the V_{CC} supply voltage.

Interference

Due to the switching operation of NJM3773, noise and transients are generated and coupled into adjacent circuitry. To reduce potential interference there are a few basic rules to follow:

- Use separate ground leads for power ground (the ground connection of R_S), the ground leads of NJM3773, and the ground of external analog and digital circuitry. The grounds should be connected together close to the GND pins of NJM3773.
- Decouple the supply voltages close to the NJM3773 circuit. Use a ceramic capacitor in parallel with an electrolytic type for both V_{CC} and V_{MM} . Route the power supply lines close together.
- Do not place sensitive circuits close to the driver. Avoid physical current loops, and place the driver close to both the motor and the power supply connector. The motor leads could preferably be twisted or shielded.

Motor selection

The NJM3773 is designed for two-phase bipolar stepper motors, i.e. motors that have only one winding per phase.

The chopping principle of the NJM3773 is based on a constant frequency and a varying duty cycle. This scheme imposes certain restrictions on motor selection. Unstable chopping can occur if the chopping duty cycle exceeds approximately 50%. See figure 5 for definitions. To avoid this, it is necessary to choose a motor with a low winding resistance and inductance, i.e. windings with a few turns.

It is not possible to use a motor that is rated for the same voltage as the actual supply voltage. Only rated current needs to be considered. Typical motors to be used together with the NJM3773 have a voltage rating of 1 to 6 V, while the supply voltage usually ranges from 12 to 40 V.

Low inductance, especially in combination with a high supply voltage, enables high stepping rates. However, to give the same torque capability at low speed, the reduced number of turns in the winding in the low resistive, low inductive motor must be compensated by a higher current. A compromise has to be made. Choose a motor with the lowest possible winding resistance and inductance, that still gives the required torque, and use as high supply voltage as possible, without exceeding the maximum recommended 40 V. Check that the chopping duty cycle does not exceed 50% at maximum current.

Heat sinking

NJM3773 is a power IC, packaged in a power DIP, EMP or PLCC package. The ground leads of the package (the batwing) are thermally connected to the chip. External heatsinking is achieved by soldering the ground leads onto a copper ground plane on the PCB.

Maximum continuous output current is heavily dependent on the heatsinking and ambient temperature. Consult figures 8, 10 and 11 to determine the necessary heatsink, or to find the maximum output current under varying conditions.

A copper area of 20 cm^2 (approx. $1.8'' \times 1.8''$), copper foil thickness $35 \mu\text{m}$ on a 1.6 mm epoxy PCB, permits the circuit to operate at $2 \times 450 \text{ mA}$ output current, at ambient temperatures up to 85°C .

Thermal shutdown

The circuit is equipped with a thermal shutdown function that turns the outputs off at a chip (junction) temperature above 160°C . Normal operation is resumed when the temperature has decreased.

Programming

Figure 9 shows the different input and output sequences for full-step, half-step and modified halfstep operations.

Full-step mode.

Both windings are energized at all the time with the same current, $I_{M1} = I_{M2}$. To make the motor take one step, the current direction (and the magnetic field direction) in one phase is reversed. The next step is then taken when the other phase current reverses. The current changes go through a sequence of four different states which equal four full steps until the initial state is reached again.

Half-step mode.

In the half-step mode, the current in one winding is brought to zero before a complete current reversal is made. The motor will then have taken two half steps equalling one full step in rotary movement. The cycle is repeated, but on the other phase. A total of eight states are sequenced until the initial state is reached again.

Half-step mode can overcome potential resonance problems. Resonances appear as a sudden loss of torque at one or more distinct stepping rates and must be avoided so as not to lose control of the motor's shaft position.

One disadvantage with the half-step mode is the reduced torque in the half step positions, in which current flows through one winding only. The torque in this position is approximately 70 % of the full step position torque.

Modified half-step mode.

The torque variations in half step mode will be eliminated if the current is increased about 1.4 times in the halfstep position. A constant torque will further reduce resonances and mechanical noise, resulting in better performance, life expectancy and reliability of the mechanical system.

Modifying the current levels must be done by bringing the reference voltage up (or down) from its nominal value correspondingly. This can be done by using DACs or simple resistor divider networks. The NJM3773 is designed to handle about 1.4 times higher current in one channel on mode, for example 2 x 500 mA in the full-step position, and 1 x 700 mA in the half-step position.

■ TYPICAL CHARACTERISTICS

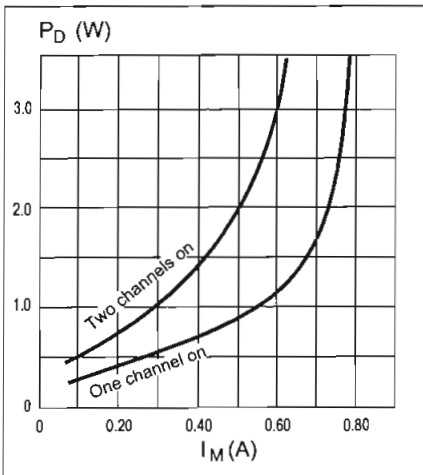


Figure 10. Typical power dissipation vs. motor current. $T_a = 25^\circ\text{C}$

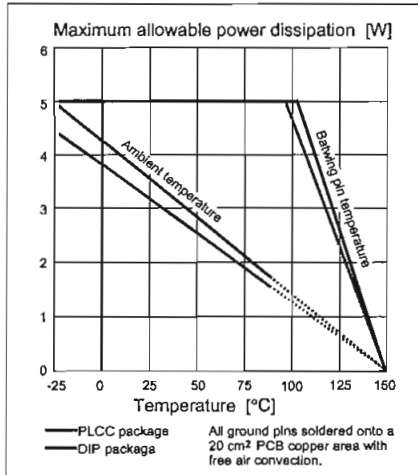


Figure 11. Maximum allowable power dissipation

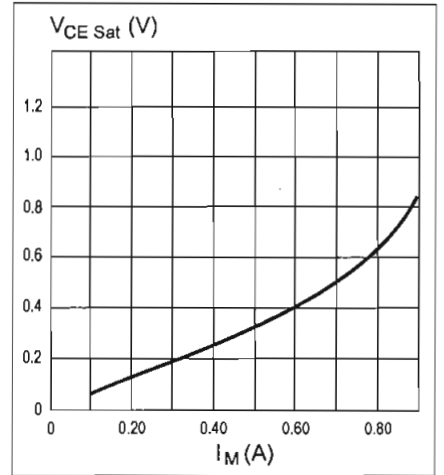


Figure 12. Typical lower transistor saturation voltage vs. output current

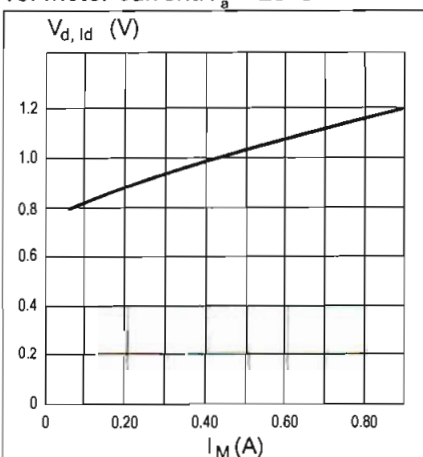


Figure 13. Typical lower diode voltage drop vs. recirculating current

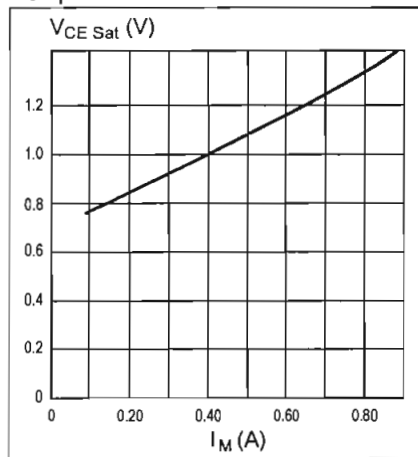


Figure 14. Typical upper transistor saturation voltage vs. output current

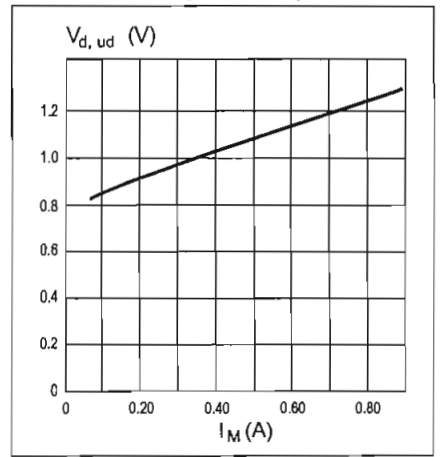


Figure 15. Typical upper diode voltage drop vs. recirculating current

The specifications on this databook are only given for information, without any guarantee as regards either mistakes or omissions. The application circuits in this databook are described only to show representative usages of the product and not intended for the guarantee or permission of any right including the industrial rights.

ANEXO 3

SENSORES DE ULTRASONIDO Y AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN AD620

Jameco Part number 136653

ULTRASONIC SENSOR (TRANSMITTER / RECEIVER USE)

MODEL NO.: 40TR16F (CASE:ALUMINUM/FLOWER)

MODEL NO.: 40TR16P (CASE:PLASTIC/BLACK)

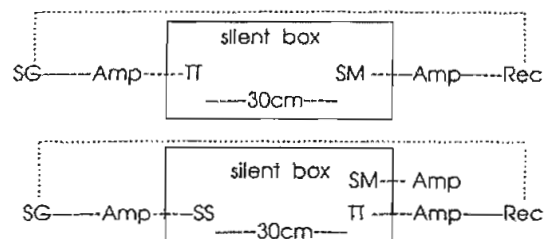
TRANSMITTER UNIT:

. Center Frequency (KHz)	: 40.0±1.0
. Sound Pressure Level (0 dB=0.0002 μbar)	: 119dB/40±1.0KH /10V SN/30cm/Min.
. Band Width (KHz) Min.	: 4.0 / 112 dB
. Capacitance (PF)	: 2000 ± 30%

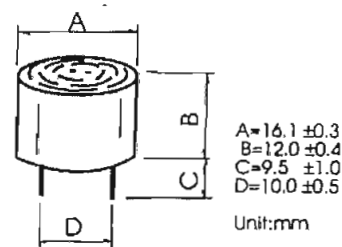
RECEIVER UNIT:

. Center Frequency (KHz)	: 40.0 ± 1.0
. Sensitivity Min. (0 dB vs IV μbar)	: 65dB/40 ± 1.0KH (R=3.9KO)
. Band Width (KHz) Min.	: 3.5 / (at -71 dB)
. Capacitance (PF)	: 2000 ± 30%

• TEST CIRCUIT :



OUTLINE DIMENSION:



- | | |
|-----------------------|-----------------------|
| TT : test transducer | TT : test transducer |
| Rec : recorder | Rec : recorder |
| SM : std.microphone | SM : std.microphone |
| Amp : amplifier | Amp : amplifier |
| SG : signal generator | SG : signal generator |
| | SS : std.speaker |
| | R : resistance |

FEATURES

EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor
(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)
Higher Performance than Three Op Amp IA Designs
Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging
Low Power, 1.3 mA max Supply Current

EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50 μ V max, Input Offset Voltage
0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift
1.0 nA max, Input Bias Current
100 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth (G = 100)
15 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

Weigh Scales
ECG and Medical Instrumentation
Transducer Interface
Data Acquisition Systems
Industrial Process Controls
Battery Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

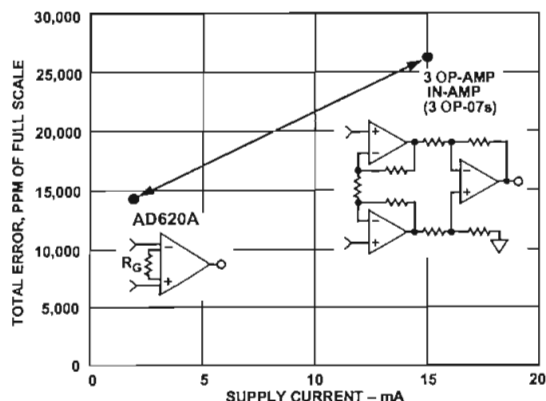
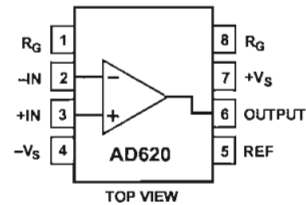


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)
and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50 μ V max and offset drift of 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Superbeta processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz, 0.28 μ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15 μ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

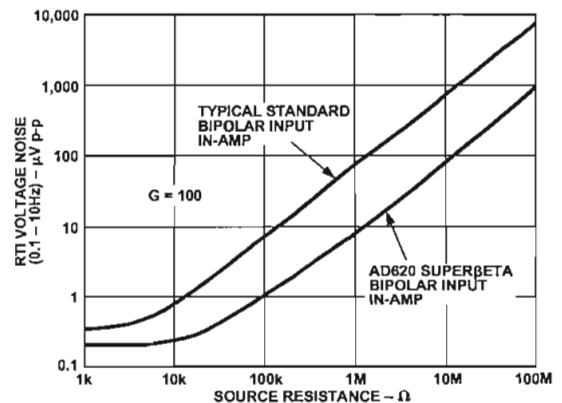


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

REV. E

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

AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C, $V_S = \pm 15$ V, and $R_L = 2$ k Ω , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_G)$										
Gain Range	$V_{OUT} = \pm 10$ V	1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Error ²											
$G = 1$			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
$G = 10$			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
$G = 100$			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
$G = 1000$			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity,	$V_{OUT} = -10$ V to $+10$ V,										
$G = 1-1000$	$R_L = 10$ k Ω		10	40		10	40		10	40	ppm
$G = 1-100$	$R_L = 2$ k Ω		10	95		10	95		10	95	ppm
Gain vs. Temperature	$G = 1$			10			10			10	ppm/°C
	Gain $> 1^2$			-50			-50			-50	ppm/°C
VOLTAGE OFFSET	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$)										
Input Offset, V_{OSI}	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		30	125		15	50		30	125	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			185			85			225	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	μ V/°C
Output Offset, V_{OSO}	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	μ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	μ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V			2000			1000			2000	μ V
Offset Referred to the	$V_S = \pm 5$ V to ± 15 V		5.0	15		2.5	7.0		5.0	15	μ V/°C
Input vs.											
Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 18 V										
$G = 1$		80	100		80	100		80	100		dB
$G = 10$		95	120		100	120		95	120		dB
$G = 100$		110	140		120	140		110	140		dB
$G = 1000$		110	140		120	140		110	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
INPUT											
Input Impedance											
Differential			10 2			10 2			10 2		G Ω pF
Common-Mode			10 2			10 2			10 2		G Ω pF
Input Voltage Range ³	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection											
Ratio DC to 60 Hz with	$V_{CM} = 0$ V to ± 10 V										
I k Ω Source Imbalance											
$G = 1$		73	90		80	90		73	90		dB
$G = 10$		93	110		100	110		93	110		dB
$G = 100$		110	130		120	130		110	130		dB
$G = 1000$		110	130		120	130		110	130		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10$ k Ω ,										
Over Temperature	$V_S = \pm 2.3$ V to ± 5 V	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to ± 18 V	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
Short Current Circuit			± 18			± 18			± 18		mA

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S ¹			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
DYNAMIC RESPONSE												
Small Signal -3 dB Bandwidth	10 V Step											
G = 1			1000			1000			1000		kHz	
G = 10			800			800			800		kHz	
G = 100			120			120			120		kHz	
G = 1000			12			12			12		kHz	
Slew Rate			0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2		V/μs
Settling Time to 0.01%												
G = 1-100			15			15			15		μs	
G = 1000			150			150			150		μs	
NOISE												
Voltage Noise, 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$											
Input, Voltage Noise, e_{ni}			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, e_{no}			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												
G = 1				3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μV p-p
G = 10				0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μV p-p
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μV p-p	
Current Noise	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz	
0.1 Hz to 10 Hz				10			10			10		pA p-p
REFERENCE INPUT												
R_{IN}	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20			20			20		kΩ	
I_{IN}			+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA	
Voltage Range			-V _S + 1.6	+V _S - 1.6		-V _S + 1.6	+V _S - 1.6		-V _S + 1.6	+V _S - 1.6		V
Gain to Output				1 ± 0.0001			1 ± 0.0001			1 ± 0.0001		
POWER SUPPLY												
Operating Range ⁴	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		±2.3	±18		±2.3	±18		±2.3	±18	V	
Quiescent Current			0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA	
Over Temperature			1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA	
TEMPERATURE RANGE												
For Specified Performance			-40 to +85			-40 to +85			-55 to +125		°C	

NOTES

¹See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

²Does not include effects of external resistor R_G .

³One input grounded. G = 1.

⁴This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.

Specifications subject to change without notice.

AD620

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation ²	650 mW
Input Voltage (Common Mode)	±V _S
Differential Input Voltage	±25 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to +85°C
AD620 (S)	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 10 seconds)	+300°C

NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Specification is for device in free air:

8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 95^{\circ}\text{C}/\text{W}$

8-Lead Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^{\circ}\text{C}/\text{W}$

8-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 155^{\circ}\text{C}/\text{W}$

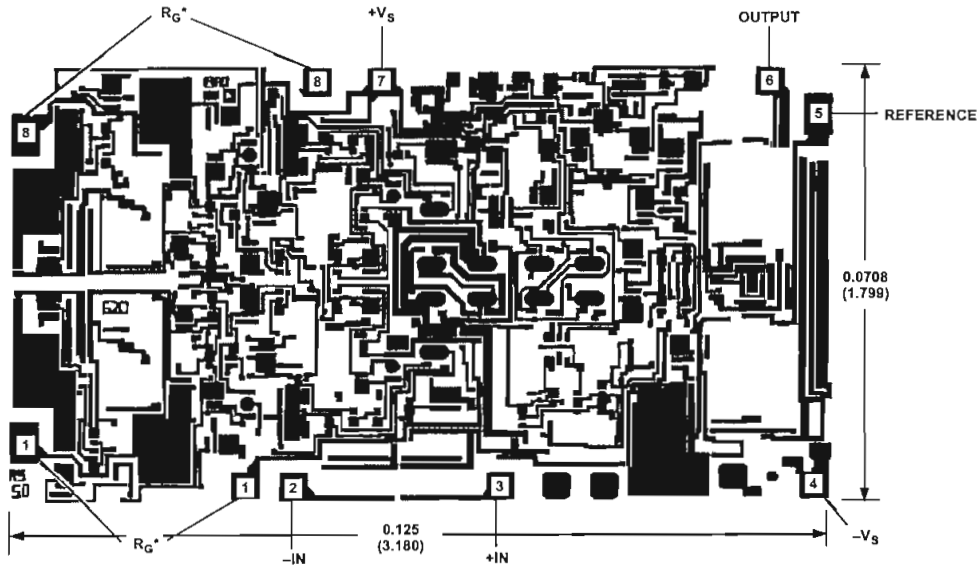
ORDERING GUIDE

Model	Temperature Ranges	Package Options*
AD620AN	-40°C to +85°C	N-8
AD620BN	-40°C to +85°C	N-8
AD620AR	-40°C to +85°C	SO-8
AD620AR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620BR	-40°C to +85°C	SO-8
AD620BR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620BR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620ACHIPS	-40°C to +85°C	Die Form
AD620SQ/883B	-55°C to +125°C	Q-8

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; SO = Small Outline.

METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).
Contact factory for latest dimensions.



*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS 1R_G AND 8R_G MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R_G. DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R_G. FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R_G IS NOT REQUIRED, THE PADS 1R_G MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS 8R_G.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD620 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



Typical Characteristics (@ +25°C, $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted)

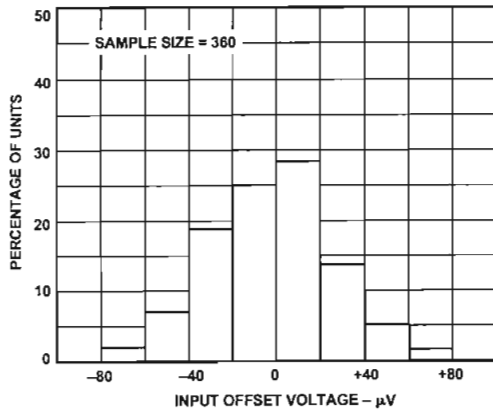


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage

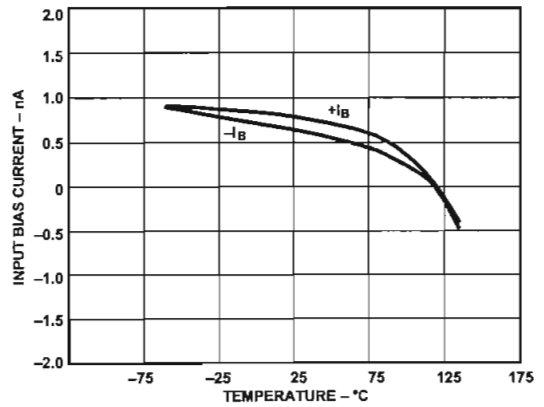


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

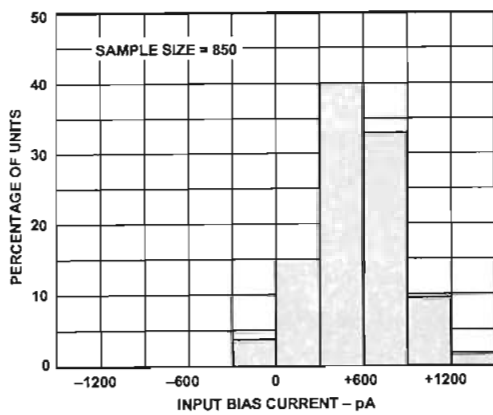


Figure 4. Typical Distribution of Input Bias Current

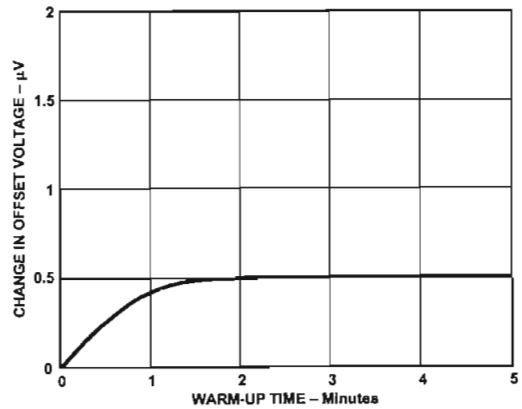


Figure 7. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

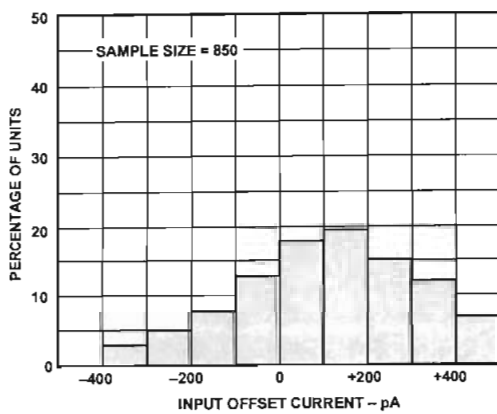


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Current

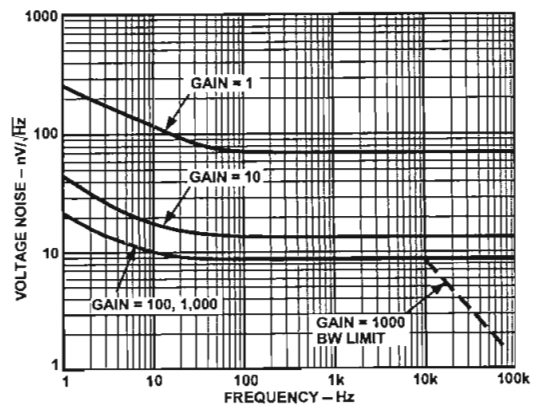


Figure 8. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency, ($G = 1-1000$)

AD620—Typical Characteristics

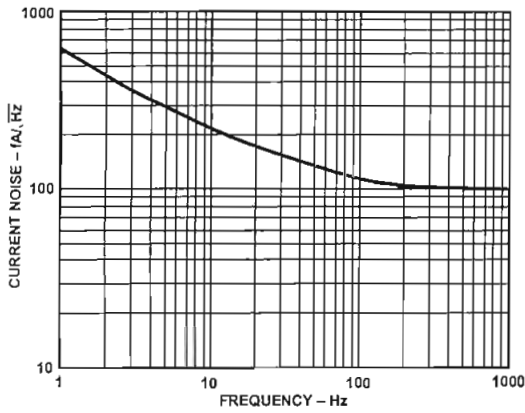


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

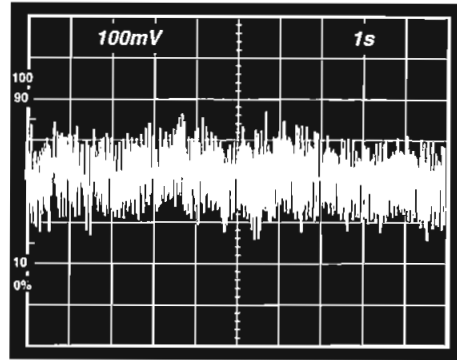


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

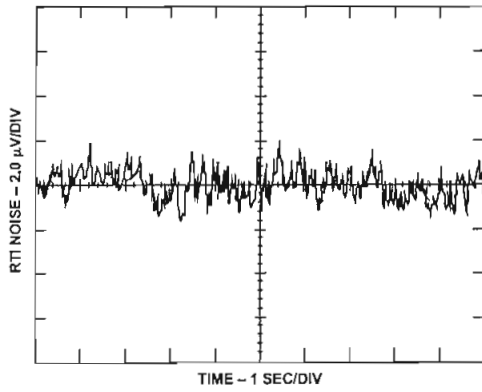


Figure 10a. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1$)

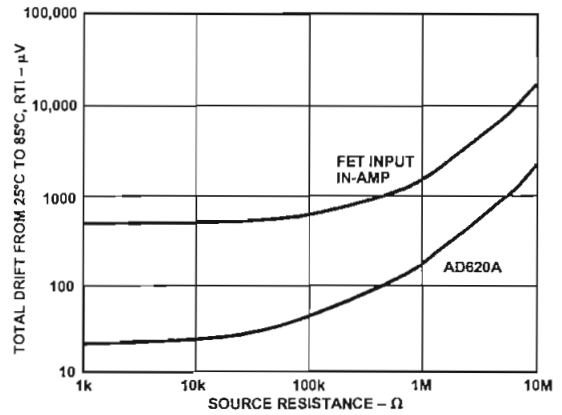


Figure 12. Total Drift vs. Source Resistance

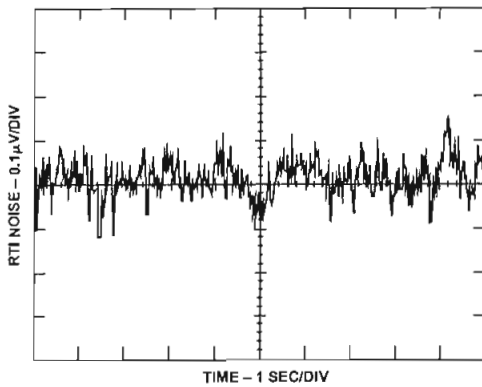


Figure 10b. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ($G = 1000$)

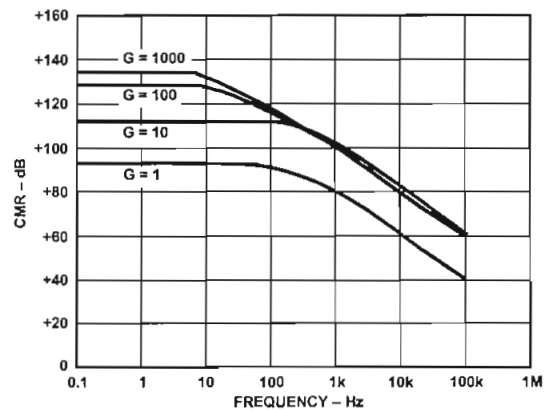


Figure 13. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

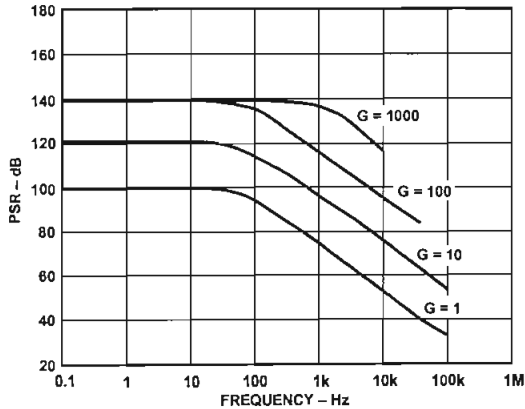


Figure 14. Positive PSR vs. Frequency, RTI ($G = 1-1000$)

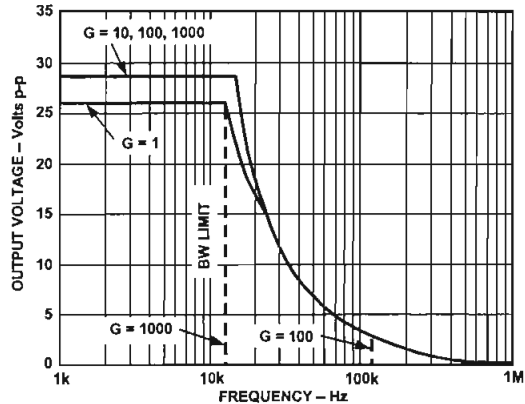


Figure 17. Large Signal Frequency Response

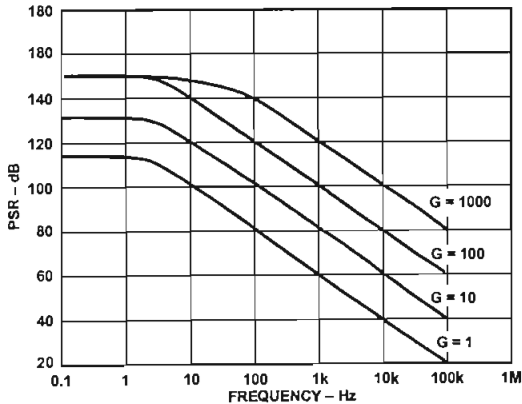


Figure 15. Negative PSR vs. Frequency, RTI ($G = 1-1000$)

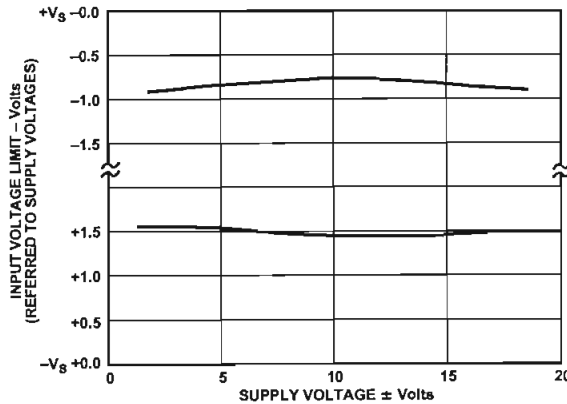


Figure 18. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, $G = 1$

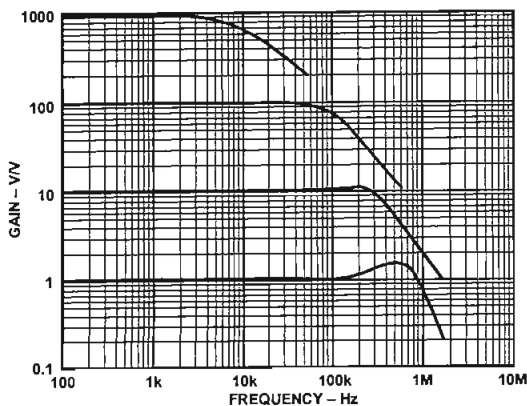


Figure 16. Gain vs. Frequency

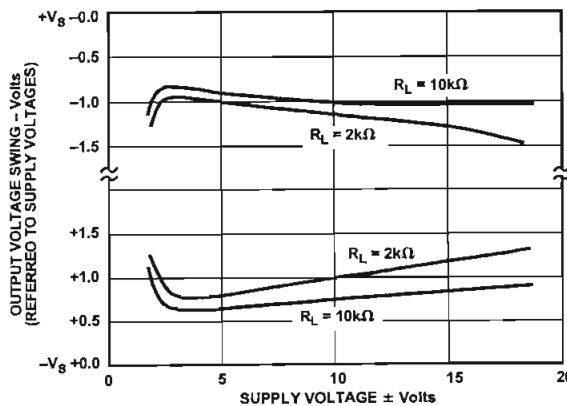


Figure 19. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage, $G = 10$

AD620

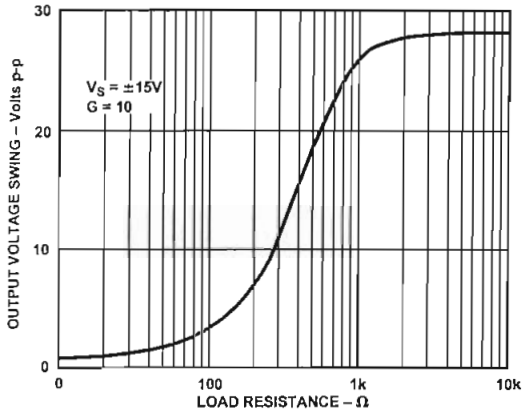


Figure 20. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

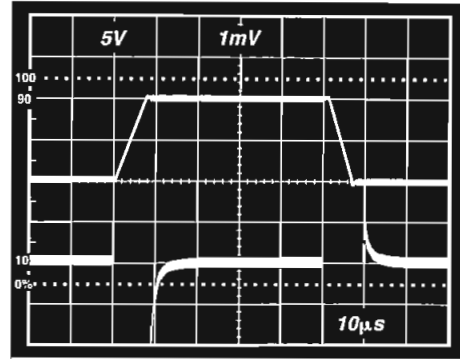


Figure 23. Large Signal Response and Settling Time, $G = 10$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

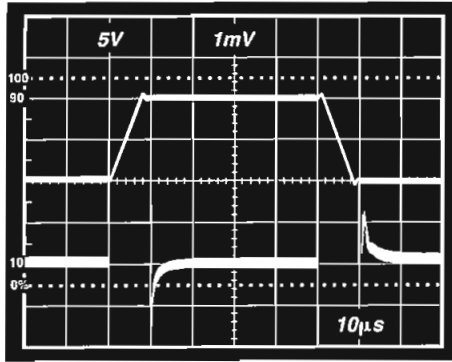


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time $G = 1$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

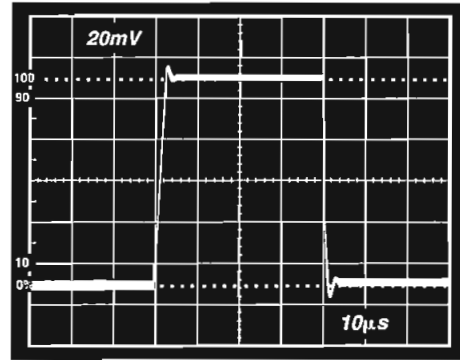


Figure 24. Small Signal Response, $G = 10$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

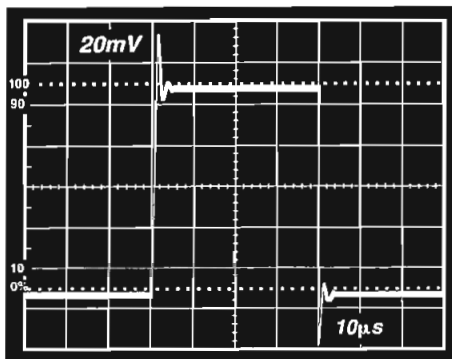


Figure 22. Small Signal Response, $G = 1$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$

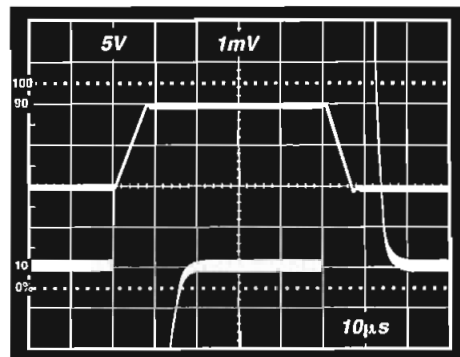


Figure 25. Large Signal Response and Settling Time, $G = 100$ ($0.5 \text{ mV} = 0.01\%$)

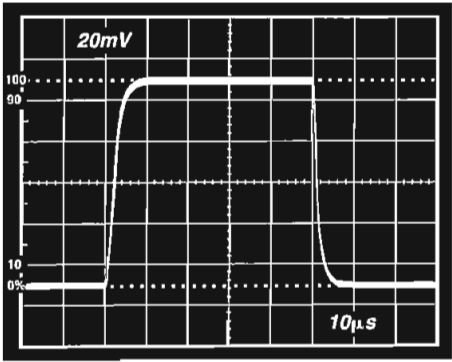


Figure 26. Small Signal Pulse Response, $G = 100$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

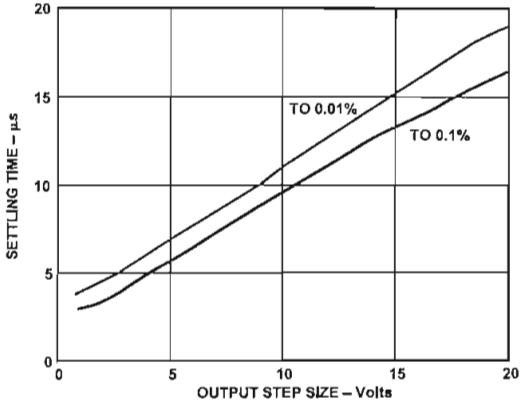


Figure 29. Settling Time vs. Step Size ($G = 1$)

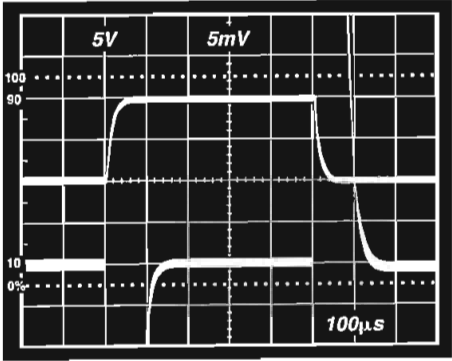


Figure 27. Large Signal Response and Settling Time, $G = 1000$ ($0.5\text{ mV} = 0.01\%$)

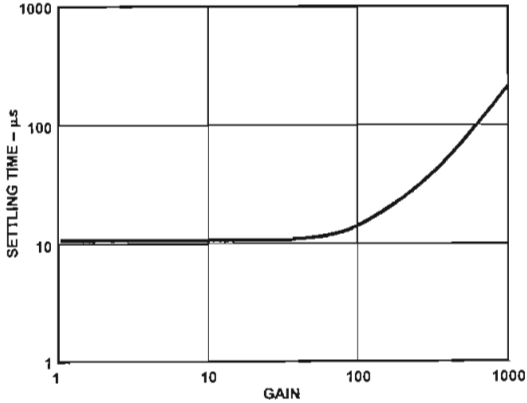


Figure 30. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10 V Step

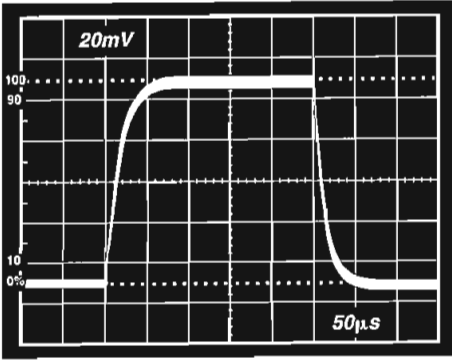


Figure 28. Small Signal Pulse Response, $G = 1000$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$

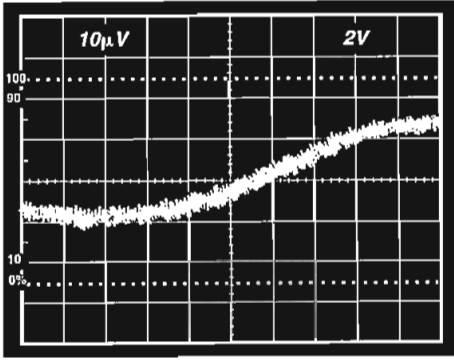


Figure 31a. Gain Nonlinearity, $G = 1$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ($10\text{ }\mu\text{V} = 1\text{ ppm}$)

AD620

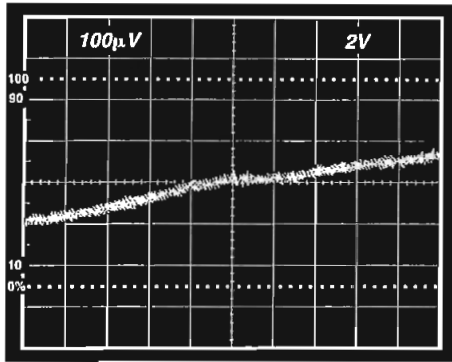


Figure 31b. Gain Nonlinearity, $G = 100$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
($100 \mu\text{V} = 10 \text{ ppm}$)

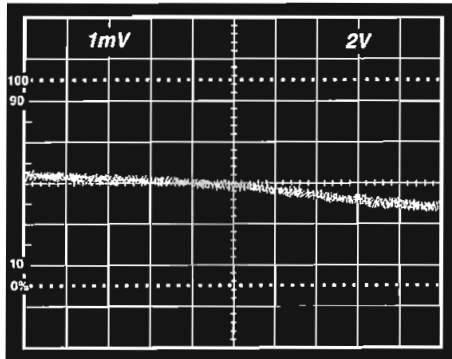


Figure 31c. Gain Nonlinearity, $G = 1000$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
($1 \text{ mV} = 100 \text{ ppm}$)

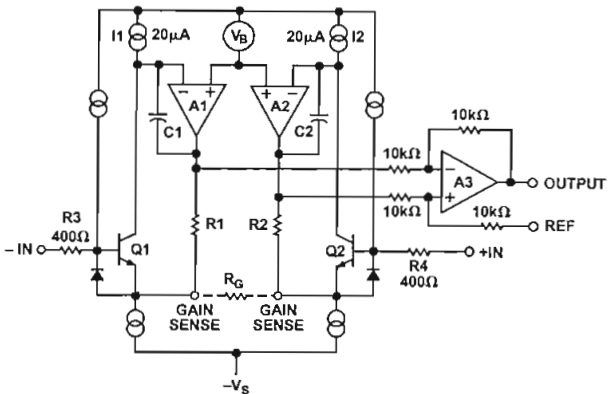


Figure 33. Simplified Schematic of AD620

THEORY OF OPERATION

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at $G = 100$) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 33), yet offer $10\times$ lower Input Bias Current thanks to Super β processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1, Q2 thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor R_G . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by $G = (R_1 + R_2)/R_G + 1$. The unity-gain subtractor A3 removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of R_G also determines the transconductance of the preamp stage. As R_G is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain-related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1, C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of $24.7 \text{ k}\Omega$, allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

so that

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

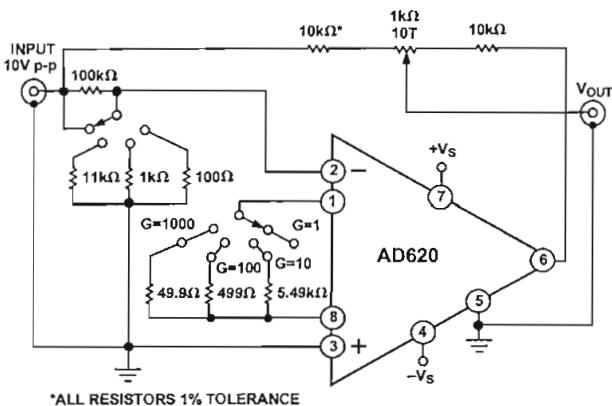


Figure 32. Settling Time Test Circuit

Make vs. Buy: A Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 34, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The error budget table below shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy, and at low power and price. In simple

systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors leaving only the resolution errors of gain nonlinearity and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by $\sqrt{2}$. This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.

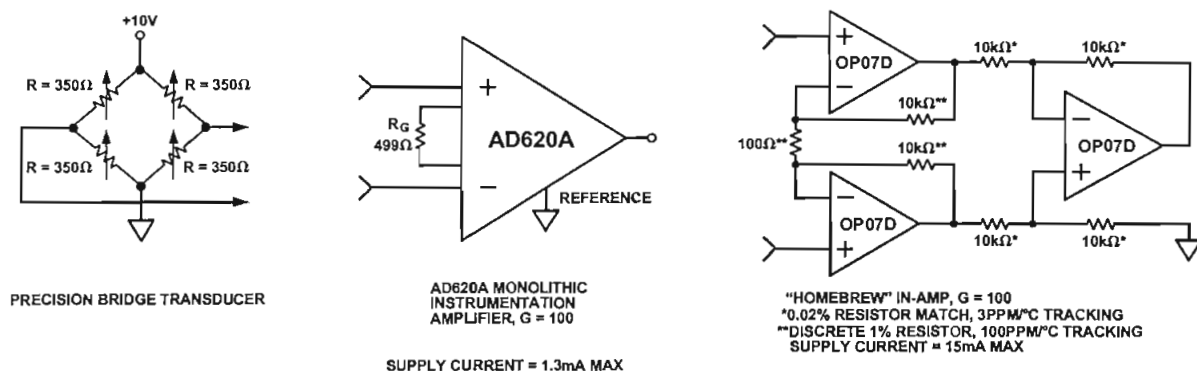


Figure 34. Make vs. Buy

Table I. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	"Homebrew" Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale	
			AD620	Homebrew
ABSOLUTE ACCURACY at T_A = +25°C				
Input Offset Voltage, μV	125 $\mu\text{V}/20 \text{ mV}$	$(150 \mu\text{V} \times \sqrt{2})/20 \text{ mV}$	6,250	10,607
Output Offset Voltage, μV	1000 $\mu\text{V}/100/20 \text{ mV}$	$((150 \mu\text{V} \times 2)/100)/20 \text{ mV}$	500	150
Input Offset Current, nA	2 nA $\times 350 \Omega/20 \text{ mV}$	$(6 \text{ nA} \times 350 \Omega)/20 \text{ mV}$	18	53
CMR, dB	110 dB $\rightarrow 3.16 \text{ ppm}, \times 5 \text{ V}/20 \text{ mV}$	$(0.02\% \text{ Match} \times 5 \text{ V})/20 \text{ mV}/100$	791	500
DRIFT TO +85°C				
Gain Drift, ppm/°C	$(50 \text{ ppm} + 10 \text{ ppm}) \times 60^\circ\text{C}$	100 ppm/°C Track $\times 60^\circ\text{C}$	3,600	6,000
Input Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/20 \text{ mV}$	$(2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times \sqrt{2} \times 60^\circ\text{C})/20 \text{ mV}$	3,000	10,607
Output Offset Voltage Drift, $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 60^\circ\text{C}/100/20 \text{ mV}$	$(2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 2 \times 60^\circ\text{C})/100/20 \text{ mV}$	450	150
RESOLUTION				
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40
Typ 0.1 Hz–10 Hz Voltage Noise, $\mu\text{V p-p}$	0.28 $\mu\text{V p-p}/20 \text{ mV}$	$(0.38 \mu\text{V p-p} \times \sqrt{2})/20 \text{ mV}$	14	27
			Total Resolution Error	54
			Grand Total Error	28,134

G = 100, V_S = $\pm 15 \text{ V}$.

(All errors are min/max and referred to input.)

AD620

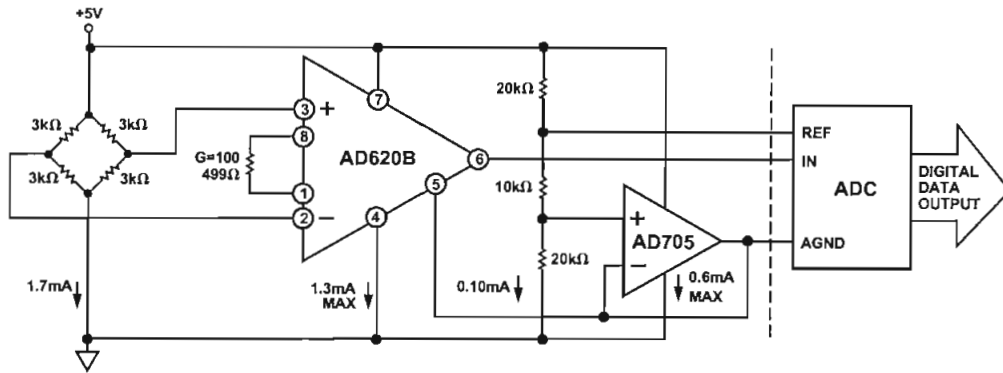


Figure 35. A Pressure Monitor Circuit which Operates on a +5 V Single Supply

Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 35 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from +5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic non-invasive blood pressure measurement.

Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 36) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise coupled with the low voltage noise of the AD620 improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

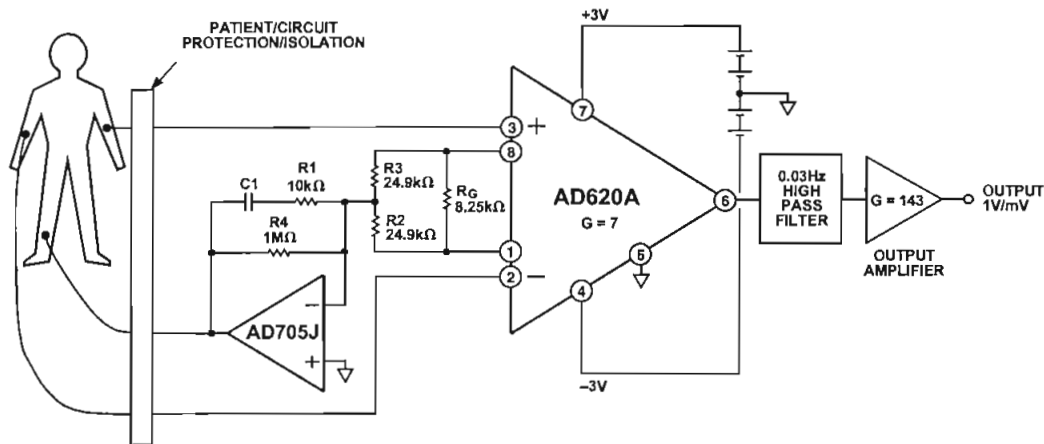


Figure 36. A Medical ECG Monitor Circuit

Precision V-I Converter

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 37). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage V_X of the AD620 appears across R_1 , which converts it to a current. This current less only, the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

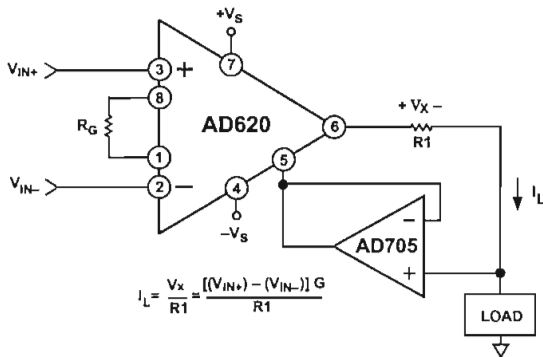


Figure 37. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ± 3 V)

GAIN SELECTION

The AD620's gain is resistor programmed by R_G , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1%–1% resistors. Table II shows required values of R_G for various gains. Note that for $G = 1$, the R_G pins are unconnected ($R_G = \infty$). For any arbitrary gain R_G can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with R_G ; to minimize gain drift, R_G should have a low TC—less than 10 ppm/ $^{\circ}$ C—for the best performance.

Table II. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of R_G , Ω	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003

INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by G when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total V_{OS} for a given gain is calculated as:

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal potential defines the zero output voltage, and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

INPUT PROTECTION

The AD620 features 400 Ω of series thin film resistance at its inputs, and will safely withstand input overloads of up to ± 15 V or ± 60 mA for several hours. This is true for all gains, and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ($I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

RF INTERFERENCE

All instrumentation amplifiers can rectify out of band signals, and when amplifying small signals, these rectified voltages act as small dc offset errors. The AD620 allows direct access to the input transistor bases and emitters enabling the user to apply some first order filtering to unwanted RF signals (Figure 38), where $RC \approx 1/(2 \pi f)$ and where $f \geq$ the bandwidth of the AD620; $C \leq 150$ pF. Matching the extraneous capacitance at Pins 1 and 8 and Pins 2 and 3 helps to maintain high CMR.

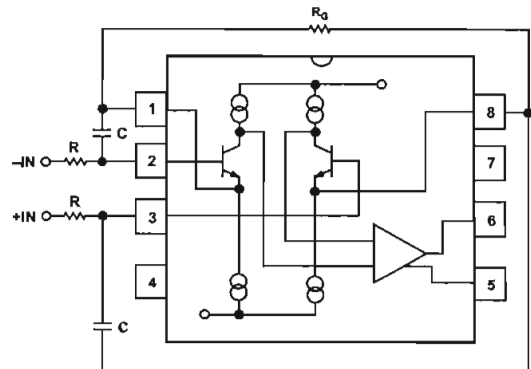


Figure 38. Circuit to Attenuate RF Interference

AD620

COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers like the AD620 offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications shielded cables are used to minimize noise, and for best CMR over frequency the shield should be properly driven. Figures 39 and 40 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

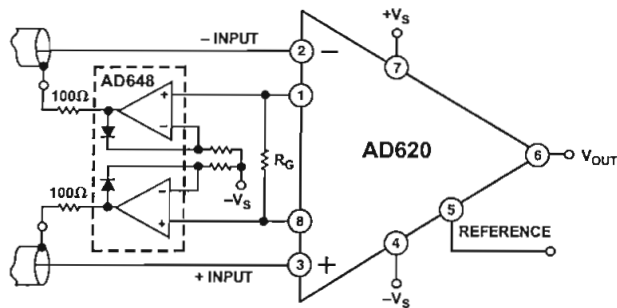


Figure 39. Differential Shield Driver

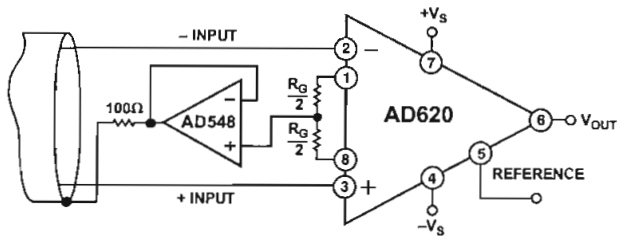


Figure 40. Common-Mode Shield Driver

GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate “local ground.”

In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 41). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package as shown.

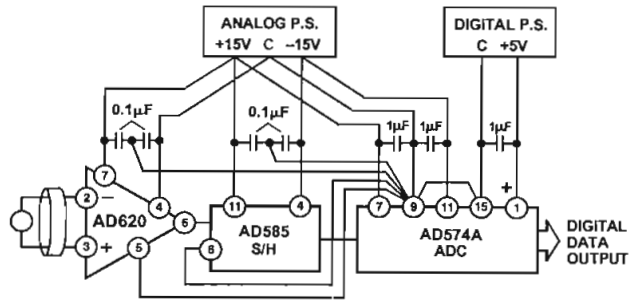


Figure 41. Basic Grounding Practice

GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents; therefore, when amplifying "floating" input

sources such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground as shown in Figure 42. Refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide* (free from Analog Devices) for more information regarding in amp applications.

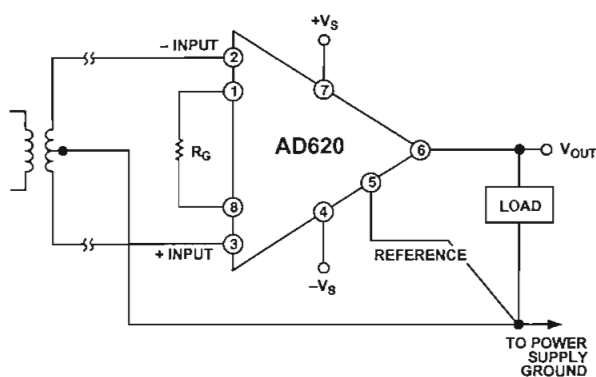


Figure 42a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

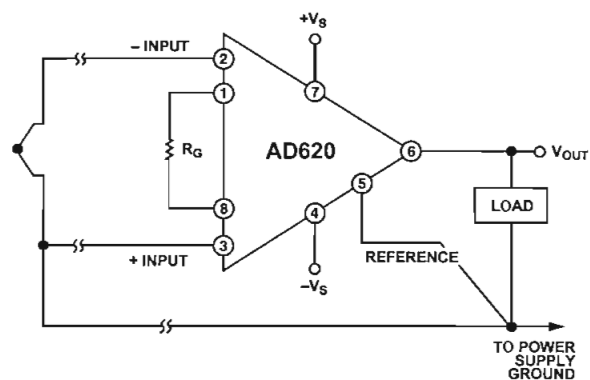


Figure 42b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

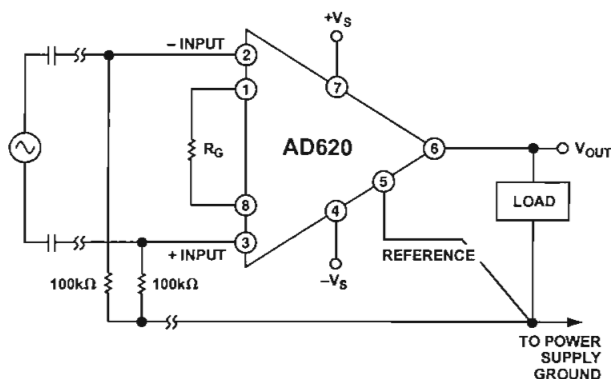


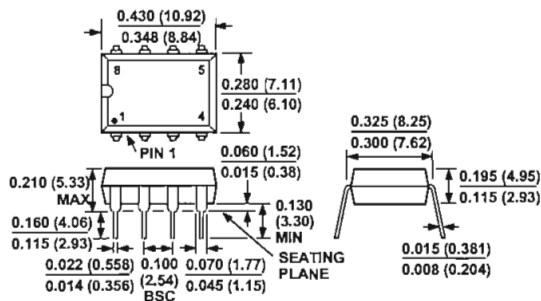
Figure 42c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

AD620

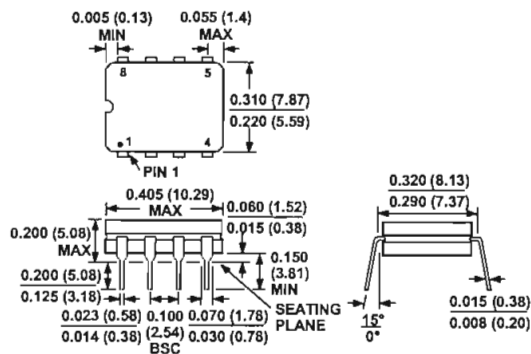
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

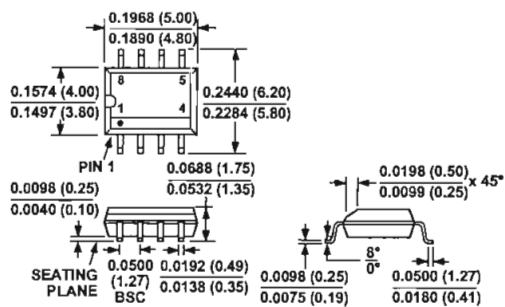
Plastic DIP (N-8) Package



Cerdip (Q-8) Package



SOIC (SO-8) Package



ANEXO 4

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL MICROCONTROLADOR PIC16F877



PIC16F87X

28/40-pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

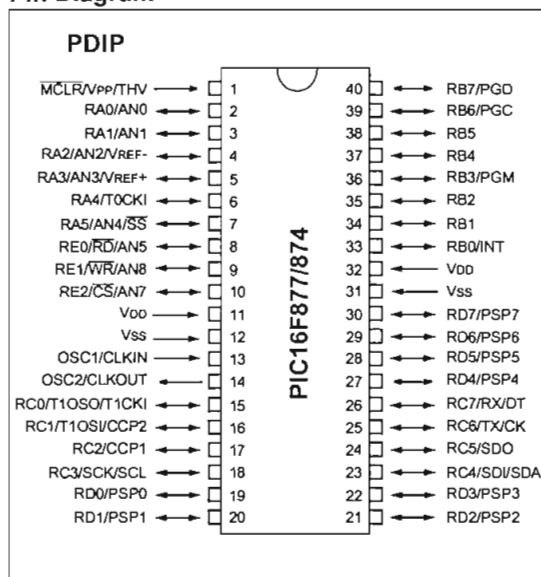
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High-performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM data memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74B/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and
Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code-protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low-power, high-speed CMOS FLASH/EEPROM
technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two
pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low-power consumption:
 - < 2 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 20 µA typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current

Pin Diagram

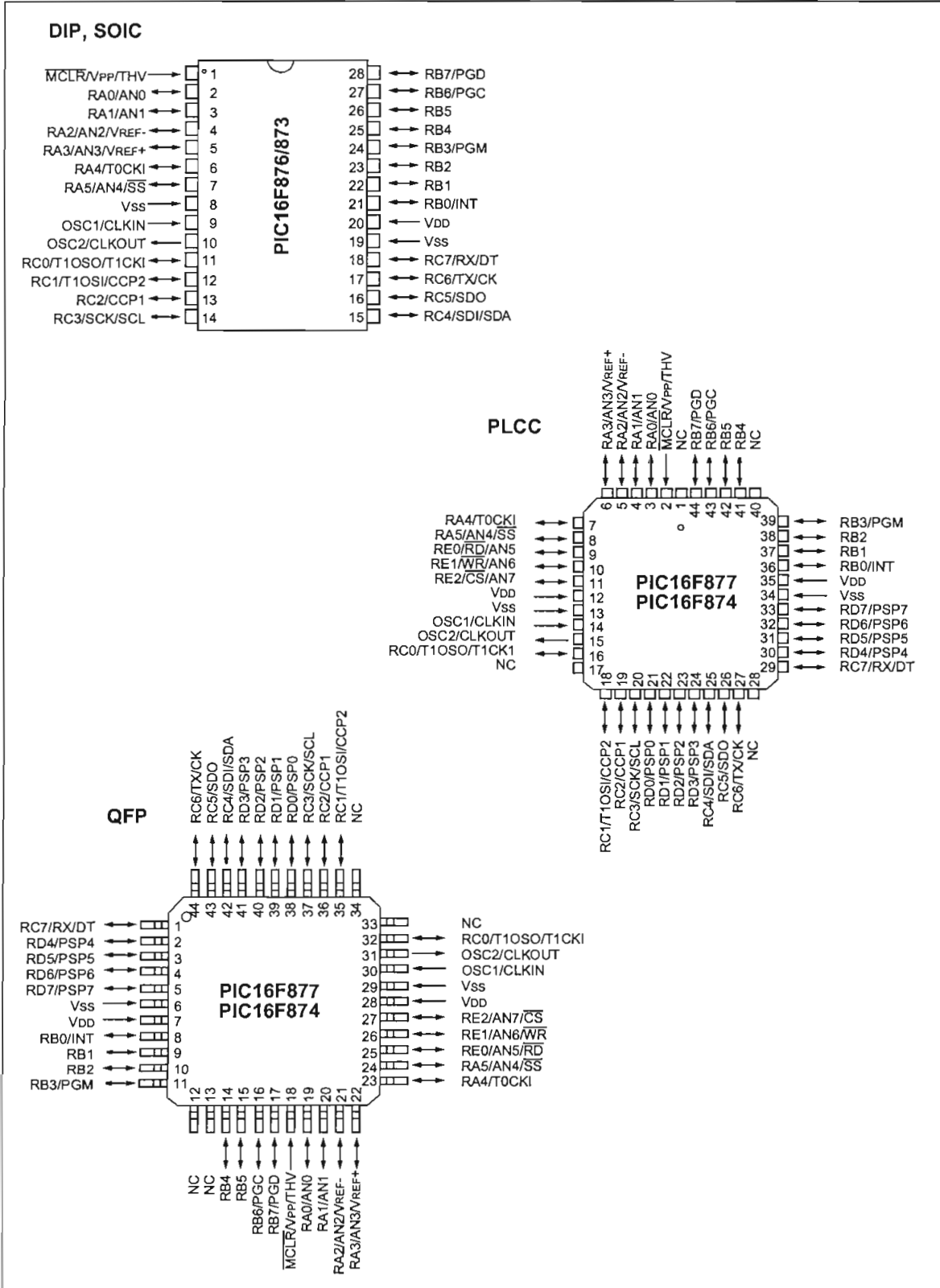


Peripheral Features:

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

PIC16F87X

Pin Diagrams



PIC16F87X

Key Features PICmicro™ Mid-Range Reference Manual (DS33023)	PIC16F873	PIC16F874	PIC16F876	PIC16F877
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	128	128	256	256
Interrupts	13	14	13	14
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
Instruction Set	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions

PIC16F87X

Table of Contents

1.0 Device Overview	5
2.0 Memory Organization	11
3.0 I/O Ports	29
4.0 Data EEPROM and FLASH Program Memory	41
5.0 Timer0 Module	47
6.0 Timer1 Module	51
7.0 Timer2 Module	55
8.0 Capture/Compare/PWM (CCP) Module(s)	57
9.0 Master Synchronous Serial Port (MSSP) Module	63
10.0 Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART)	95
11.0 Analog-to-Digital Converter (A/D) Module	111
12.0 Special Features of the CPU	121
13.0 Instruction Set Summary	137
14.0 Development Support	145
15.0 Electrical Characteristics	151
16.0 DC and AC Characteristics Graphs and Tables	173
17.0 Packaging Information	175
Appendix A: Revision History	183
Appendix B: Device Differences	183
Appendix C: Conversion Considerations	183
Index	185
On-Line Support	191
Product Identification System	193

To Our Valued Customers

Most Current Data Sheet

To obtain the most up-to-date version of this data sheet, please register at our Worldwide Web site at:

<http://www.microchip.com>

You can determine the version of a data sheet by examining its literature number found on the bottom outside corner of any page. The last character of the literature number is the version number. e.g., DS30000A is version A of document DS30000.

New Customer Notification System

Register on our web site (www.microchip.com/cn) to receive the most current information on our products.

Errata

An errata sheet may exist for current devices, describing minor operational differences (from the data sheet) and recommended workarounds. As device/documentation issues become known to us, we will publish an errata sheet. The errata will specify the revision of silicon and revision of document to which it applies.

To determine if an errata sheet exists for a particular device, please check with one of the following:

- Microchip's Worldwide Web site; <http://www.microchip.com>
- Your local Microchip sales office (see last page)
- The Microchip Corporate Literature Center; U.S. FAX: (480) 786-7277

When contacting a sales office or the literature center, please specify which device, revision of silicon and data sheet (include literature number) you are using.

Corrections to this Data Sheet

We constantly strive to improve the quality of all our products and documentation. We have spent a great deal of time to ensure that this document is correct. However, we realize that we may have missed a few things. If you find any information that is missing or appears in error, please:

- Fill out and mail in the reader response form in the back of this data sheet.
- E-mail us at webmaster@microchip.com.

We appreciate your assistance in making this a better document.

PIC16F87X

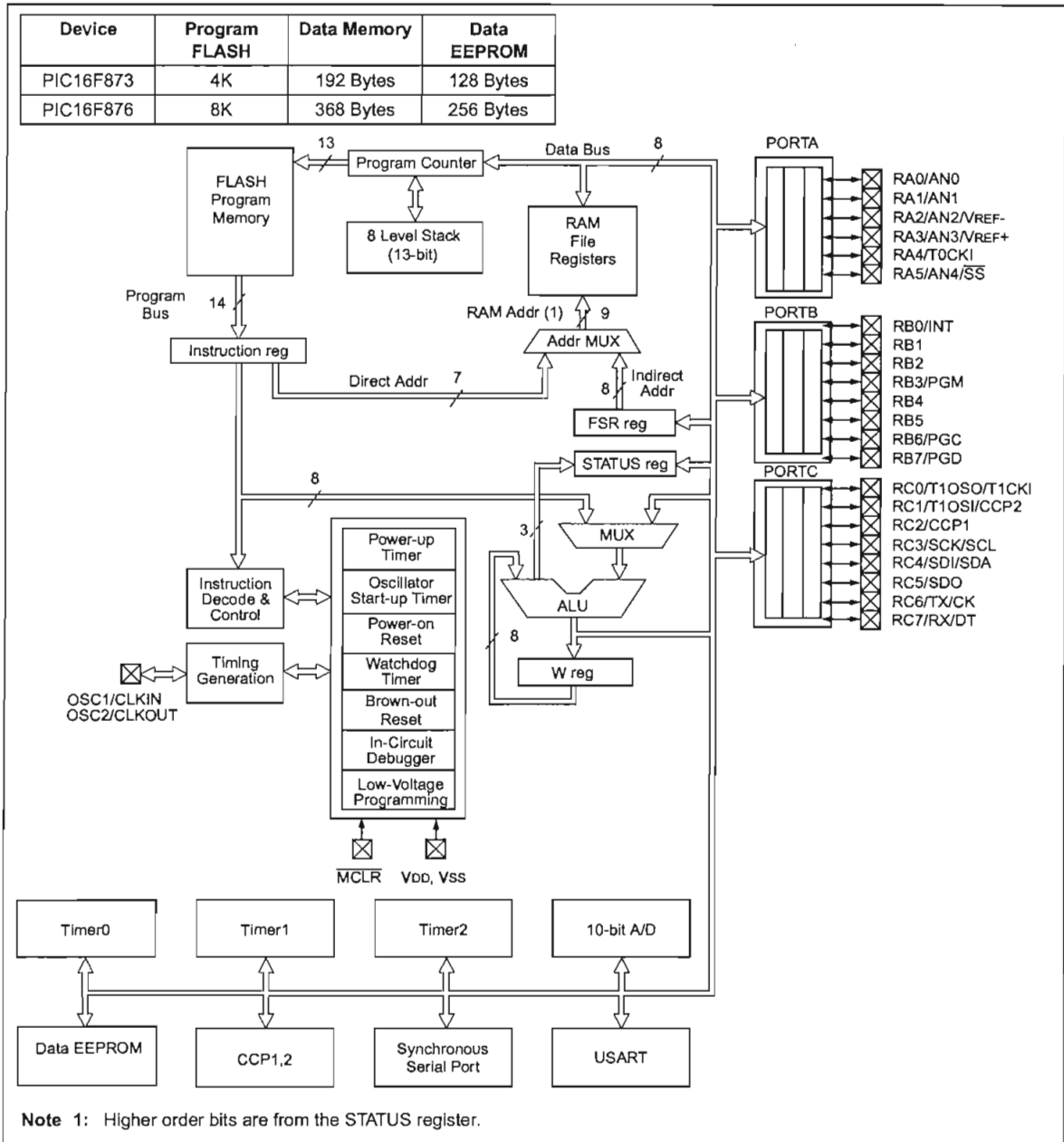
1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device-specific information. 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 website. 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.

There are four devices (PIC16F873, PIC16F874, PIC16F876 and PIC16F877) covered by this data sheet. The PIC16F876/873 devices come in 28-pin packages and the PIC16F877/874 devices come in 40-pin packages. The 28-pin devices do not have a Parallel Slave Port implemented.

The following two figures are device block diagrams sorted by pin number; 28-pin for Figure 1-1 and 40-pin for Figure 1-2. The 28-pin and 40-pin pinouts are listed in Table 1-1 and Table 1-2, respectively.

FIGURE 1-1: PIC16F873 AND PIC16F876 BLOCK DIAGRAM



PIC16F87X

FIGURE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 BLOCK DIAGRAM

Device	Program FLASH	Data Memory	Data EEPROM
PIC16F874	4K	192 Bytes	128 Bytes
PIC16F877	8K	368 Bytes	256 Bytes

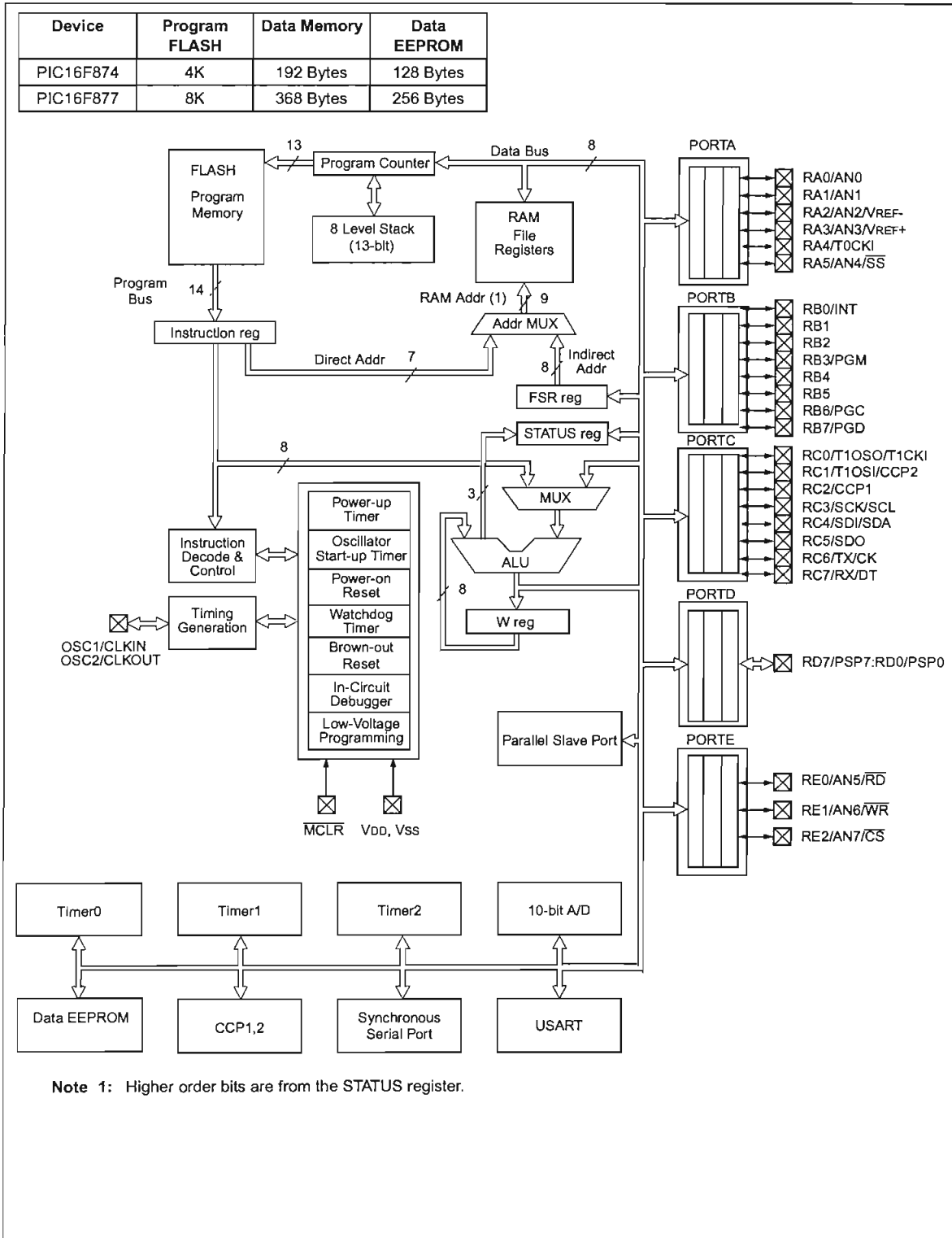


TABLE 1-1: PIC16F873 AND PIC16F876 PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	DIP Pin#	SOIC Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKIN	9	9	I	ST/CMOS ⁽³⁾	Oscillator crystal Input/external clock source input.
OSC2/CLKOUT	10	10	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in crystal oscillator mode. In RC mode, the OSC2 pin outputs CLKOUT which has 1/4 the frequency of OSC1, and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP/THV	1	1	I/P	ST	Master clear (reset) input or programming voltage input or high voltage test mode control. This pin is an active low reset to the device.
RA0/AN0	2	2	I/O	TTL	<p>PORTA is a bi-directional I/O port.</p> <p>RA0 can also be analog input0</p> <p>RA1 can also be analog input1</p> <p>RA2 can also be analog input2 or negative analog reference voltage</p> <p>RA3 can also be analog input3 or positive analog reference voltage</p> <p>RA4 can also be the clock input to the Timer0 module. Output is open drain type.</p> <p>RA5 can also be analog input4 or the slave select for the synchronous serial port.</p>
RA1/AN1	3	3	I/O	TTL	
RA2/AN2/VREF-	4	4	I/O	TTL	
RA3/AN3/VREF+	5	5	I/O	TTL	
RA4/T0CKI	6	6	I/O	ST	
RA5/SS/AN4	7	7	I/O	TTL	
RB0/INT	21	21	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	<p>PORTB is a bi-directional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs.</p> <p>RB0 can also be the external Interrupt pin.</p> <p>RB3 can also be the low voltage programming input</p> <p>Interrupt on change pin.</p> <p>Interrupt on change pin.</p> <p>Interrupt on change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming clock.</p> <p>Interrupt on change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming data.</p>
RB1	22	22	I/O	TTL	
RB2	23	23	I/O	TTL	
RB3/PGM	24	24	I/O	TTL	
RB4	25	25	I/O	TTL	
RB5	26	26	I/O	TTL	
RB6/PGC	27	27	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RB7/PGD	28	28	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RC0/T1OSO/T1CKI	11	11	I/O	ST	<p>PORTC is a bi-directional I/O port.</p> <p>RC0 can also be the Timer1 oscillator output or Timer1 clock input.</p> <p>RC1 can also be the Timer1 oscillator input or Capture2 input/Compare2 output/PWM2 output.</p> <p>RC2 can also be the Capture1 input/Compare1 output/PWM1 output.</p> <p>RC3 can also be the synchronous serial clock input/output for both SPI and I²C modes.</p> <p>RC4 can also be the SPI Data In (SPI mode) or data I/O (I²C mode).</p> <p>RC5 can also be the SPI Data Out (SPI mode).</p> <p>RC6 can also be the USART Asynchronous Transmit or Synchronous Clock.</p> <p>RC7 can also be the USART Asynchronous Receive or Synchronous Data.</p>
RC1/T1OSI/CCP2	12	12	I/O	ST	
RC2/CCP1	13	13	I/O	ST	
RC3/SCK/SCL	14	14	I/O	ST	
RC4/SDI/SDA	15	15	I/O	ST	
RC5/SDO	16	16	I/O	ST	
RC6/TX/CK	17	17	I/O	ST	
RC7/RX/DT	18	18	I/O	ST	
Vss	8, 19	8, 19	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	20	20	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.
Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in serial programming mode.
Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

PIC16F87X

TABLE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	DIP Pin#	PLCC Pin#	QFP Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKIN	13	14	30	I	ST/CMOS ⁽⁴⁾	Oscillator crystal input/external clock source input.
OSC2/CLKOUT	14	15	31	O	—	Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in crystal oscillator mode. In RC mode, OSC2 pin outputs CLKOUT which has 1/4 the frequency of OSC1, and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP/THV	1	2	18	I/P	ST	Master clear (reset) input or programming voltage input or high voltage test mode control. This pin is an active low reset to the device.
RA0/AN0	2	3	19	I/O	TTL	<p>PORTA is a bi-directional I/O port.</p> <p>RA0 can also be analog input0</p> <p>RA1 can also be analog input1</p> <p>RA2 can also be analog input2 or negative analog reference voltage</p> <p>RA3 can also be analog input3 or positive analog reference voltage</p> <p>RA4 can also be the clock input to the Timer0 timer/counter. Output is open drain type.</p> <p>RA5 can also be analog input4 or the slave select for the synchronous serial port.</p>
RA1/AN1	3	4	20	I/O	TTL	
RA2/AN2/VREF-	4	5	21	I/O	TTL	
RA3/AN3/VREF+	5	6	22	I/O	TTL	
RA4/T0CKI	6	7	23	I/O	ST	
RA5/SS/AN4	7	8	24	I/O	TTL	
RB0/INT	33	36	8	I/O	TTL/ST ⁽¹⁾	<p>PORTB is a bi-directional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs.</p> <p>RB0 can also be the external interrupt pin.</p> <p>RB3 can also be the low voltage programming input</p> <p>Interrupt on change pin.</p> <p>Interrupt on change pin.</p> <p>Interrupt on change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming clock.</p> <p>Interrupt on change pin or In-Circuit Debugger pin. Serial programming data.</p>
RB1	34	37	9	I/O	TTL	
RB2	35	38	10	I/O	TTL	
RB3/PGM	36	39	11	I/O	TTL	
RB4	37	41	14	I/O	TTL	
RB5	38	42	15	I/O	TTL	
RB6/PGC	39	43	16	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RB7/PGD	40	44	17	I/O	TTL/ST ⁽²⁾	
RC0/T1OSO/T1CKI	15	16	32	I/O	ST	<p>PORTC is a bi-directional I/O port.</p> <p>RC0 can also be the Timer1 oscillator output or a Timer1 clock input.</p> <p>RC1 can also be the Timer1 oscillator input or Capture2 input/Compare2 output/PWM2 output.</p> <p>RC2 can also be the Capture1 input/Compare1 output/PWM1 output.</p> <p>RC3 can also be the synchronous serial clock input/output for both SPI and I²C modes.</p> <p>RC4 can also be the SPI Data In (SPI mode) or data I/O (I²C mode).</p> <p>RC5 can also be the SPI Data Out (SPI mode).</p> <p>RC6 can also be the USART Asynchronous Transmit or Synchronous Clock.</p> <p>RC7 can also be the USART Asynchronous Receive or Synchronous Data.</p>
RC1/T1OSI/CCP2	16	18	35	I/O	ST	
RC2/CCP1	17	19	36	I/O	ST	
RC3/SCK/SCL	18	20	37	I/O	ST	
RC4/SDI/SDA	23	25	42	I/O	ST	
RC5/SDO	24	26	43	I/O	ST	
RC6/TX/CK	25	27	44	I/O	ST	
RC7/RX/DT	26	29	1	I/O	ST	

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 an 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 as general purpose I/O and a TTL input when used in the Parallel Slave Port mode (for interfacing to a microprocessor bus).
 - 4: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

TABLE 1-2: PIC16F874 AND PIC16F877 PINOUT DESCRIPTION (CONTINUED)


Pin Name	DIP Pin#	PLCC Pin#	QFP Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
RD0/PSP0	19	21	38	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	PORTD is a bi-directional I/O port or parallel slave port when interfacing to a microprocessor bus.
RD1/PSP1	20	22	39	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD2/PSP2	21	23	40	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD3/PSP3	22	24	41	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD4/PSP4	27	30	2	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD5/PSP5	28	31	3	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD6/PSP6	29	32	4	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RD7/PSP7	30	33	5	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RE0/ \overline{RD} /AN5	8	9	25	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	PORTE is a bi-directional I/O port. RE0 can also be read control for the parallel slave port, or analog input5. RE1 can also be write control for the parallel slave port, or analog input6. RE2 can also be select control for the parallel slave port, or analog input7.
RE1/ \overline{WR} /AN6	9	10	26	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
RE2/ \overline{CS} /AN7	10	11	27	I/O	ST/TTL ⁽³⁾	
Vss	12,31	13,34	6,29	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	11,32	12,35	7,28	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
NC	—	1,17,28,40	12,13,33,34		—	These pins are not internally connected. These pins should be left unconnected.

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 an 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 as general purpose I/O and a TTL input when used in the Parallel Slave Port mode (for interfacing to a microprocessor bus).
 4: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC oscillator mode and a CMOS input otherwise.

FIGURE 2-3: PIC16F877/876 REGISTER FILE MAP

						File Address	
Indirect addr. ^(*)	00h	Indirect addr. ^(*)	80h	Indirect addr. ^(*)	100h	Indirect addr. ^(*)	180h
TMR0	01h	OPTION_REG	81h	TMR0	101h	OPTION_REG	181h
PCL	02h	PCL	82h	PCL	102h	PCL	182h
STATUS	03h	STATUS	83h	STATUS	103h	STATUS	183h
FSR	04h	FSR	84h	FSR	104h	FSR	184h
PORTA	05h	TRISA	85h		105h		185h
PORTB	06h	TRISB	86h	PORTB	106h	TRISB	186h
PORTC	07h	TRISC	87h		107h		187h
PORTD ⁽¹⁾	08h	TRISD ⁽¹⁾	88h		108h		188h
PORTE ⁽¹⁾	09h	TRISE ⁽¹⁾	89h		109h		189h
PCLATH	0Ah	PCLATH	8Ah	PCLATH	10Ah	PCLATH	18Ah
INTCON	0Bh	INTCON	8Bh	INTCON	10Bh	INTCON	18Bh
PIR1	0Ch	PIE1	8Ch	EEDATA	10Ch	EECON1	18Ch
PIR2	0Dh	PIE2	8Dh	EEADR	10Dh	EECON2	18Dh
TMR1L	0Eh	PCON	8Eh	EEDATH	10Eh	Reserved ⁽²⁾	18Eh
TMR1H	0Fh		8Fh	EEADRH	10Fh	Reserved ⁽²⁾	18Fh
T1CON	10h		90h		110h		190h
TMR2	11h	SSPCON2	91h		111h		191h
T2CON	12h	PR2	92h		112h		192h
SSPBUF	13h	SSPADD	93h		113h		193h
SSPCON	14h	SSPSTAT	94h		114h		194h
CCPR1L	15h		95h		115h		195h
CCPR1H	16h		96h		116h		196h
CCP1CON	17h		97h	General Purpose Register 16 Bytes	117h	General Purpose Register 16 Bytes	197h
RCSTA	18h	TXSTA	98h		118h		198h
TXREG	19h	SPBRG	99h		119h		199h
RCREG	1Ah		9Ah		11Ah		19Ah
CCPR2L	1Bh		9Bh		11Bh		19Bh
CCPR2H	1Ch		9Ch		11Ch		19Ch
CCP2CON	1Dh		9Dh		11Dh		19Dh
ADRESH	1Eh	ADRESL	9Eh		11Eh		19Eh
ADCON0	1Fh	ADCON1	9Fh		11Fh		19Fh
	20h		A0h		120h		1A0h
General Purpose Register 96 Bytes		General Purpose Register 80 Bytes		General Purpose Register 80 Bytes		General Purpose Register 80 Bytes	
		accesses 70h-7Fh	EFh F0h	accesses 70h-7Fh	16Fh 170h	accesses 70h - 7Fh	1EFh 1F0h
Bank 0	7Fh	Bank 1	FFh	Bank 2	17Fh	Bank 3	1FFh

 Unimplemented data memory locations, read as '0'.
 * Not a physical register.
Note 1: These registers are not implemented on 28-pin devices.
Note 2: These registers are reserved, maintain these registers clear.

PIC16F87X

FIGURE 2-4: PIC16F874/873 REGISTER FILE MAP

Bank 0		Bank 1		Bank 2		Bank 3	
Indirect addr. ^(*)	Address	Indirect addr. ^(*)	Address	Indirect addr. ^(*)	Address	Indirect addr. ^(*)	File Address
TMR0	00h	OPTION_REG	80h	TMR0	100h	OPTION_REG	180h
PCL	01h	PCL	81h	PCL	101h	PCL	181h
STATUS	02h	STATUS	82h	STATUS	102h	STATUS	182h
FSR	03h	FSR	83h	FSR	103h	FSR	183h
PORTA	04h	TRISA	84h		104h		184h
PORTB	05h	TRISB	85h	PORTB	105h	TRISB	185h
PORTC	06h	TRISC	86h		106h		186h
PORTD ⁽¹⁾	07h	TRISD ⁽¹⁾	87h		107h		187h
PORTE ⁽¹⁾	08h	TRISE ⁽¹⁾	88h		108h		188h
PCLATH	09h	PCLATH	89h		109h		189h
INTCON	0Ah	INTCON	8Ah	PCLATH	10Ah	PCLATH	18Ah
PIR1	0Bh	PIE1	8Bh	INTCON	10Bh	INTCON	18Bh
PIR2	0Ch	PIE2	8Ch	EEDATA	10Ch	EECON1	18Ch
TMR1L	0Dh	PCON	8Dh	EEADR	10Dh	EECON2	18Dh
TMR1H	0Eh		8Eh	EEDATH	10Eh	Reserved ⁽²⁾	18Eh
T1CON	0Fh		8Fh	EEADRH	10Fh	Reserved ⁽²⁾	18Fh
TMR2	10h		90h		110h		190h
T2CON	11h	SSPCON2	91h				
SSPBUF	12h	PR2	92h				
SSPCON	13h	SSPADD	93h				
CCPR1L	14h	SSPSTAT	94h				
CCPR1H	15h		95h				
CCP1CON	16h		96h				
RCSTA	17h		97h				
TXREG	18h	TXSTA	98h				
RCREG	19h	SPBRG	99h				
CCPR2L	1Ah		9Ah				
CCPR2H	1Bh		9Bh				
CCP2CON	1Ch		9Ch				
ADRESH	1Dh		9Dh				
ADCON0	1Eh	ADRESL	9Eh				
	1Fh	ADCON1	9Fh				
	20h		A0h				
General Purpose Register 96 Bytes	7Fh	General Purpose Register 96 Bytes	FFh	accesses 20h-7Fh	120h	accesses A0h - FFh	1A0h
					16Fh		1EFh
					170h		1F0h
					17Fh		1FFh

■ Unimplemented data memory locations, read as '0'.

* Not a physical register.

Note 1: These registers are not implemented on 28-pin devices.

2: These registers are reserved, maintain these registers clear.

PIC16F87X

2.2.2 SPECIAL FUNCTION REGISTERS

The Special Function Registers are registers used by the CPU and peripheral modules for controlling the desired operation of the device. These registers are implemented as static RAM. A list of these registers is given in Table 2-1.

The Special Function Registers can be classified into two sets; core (CPU) and peripheral. Those registers associated with the core functions are described in detail in this section. Those related to the operation of the peripheral features are described in detail in the peripheral feature section.

TABLE 2-1: SPECIAL FUNCTION REGISTER SUMMARY

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on POR, BOR	Value on all other resets (2)
Bank 0											
00h ⁽⁴⁾	INDF	Addressing this location uses contents of FSR to address data memory (not a physical register)								0000 0000	0000 0000
01h	TMR0	Timer0 module's register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
02h ⁽⁴⁾	PCL	Program Counter's (PC) Least Significant Byte								0000 0000	0000 0000
03h ⁽⁴⁾	STATUS	IRP	RP1	RP0	T0	PD	Z	DC	C	0001 1xxx	000q quuu
04h ⁽⁴⁾	FSR	Indirect data memory address pointer								xxxx xxxx	uuuu uuuu
05h	PORTA	—	—	PORTA Data Latch when written: PORTA pins when read						--0x 0000	--0u 0000
06h	PORTB	PORTB Data Latch when written: PORTB pins when read								xxxx xxxx	uuuu uuuu
07h	PORTC	PORTC Data Latch when written: PORTC pins when read								xxxx xxxx	uuuu uuuu
08h ⁽⁵⁾	PORTD	PORTD Data Latch when written: PORTD pins when read								xxxx xxxx	uuuu uuuu
09h ⁽⁵⁾	PORTE	—	—	—	—	—	RE2	RE1	RE0	---- -xxx	---- -uuu
0Ah ^(1,4)	PCLATH	—	—	—	Write Buffer for the upper 5 bits of the Program Counter					---0 0000	---0 0000
0Bh ⁽⁴⁾	INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
0Ch	PIR1	PSPIF ⁽³⁾	ADIF	RCIF	TXIF	SSPIF	CCP1IF	TMR2IF	TMR1IF	0000 0000	0000 0000
0Dh	PIR2	—	(6)	—	EEIF	BCLIF	—	—	CCP2IF	-r-0 0--0	-r-0 0--0
0Eh	TMR1L	Holding register for the Least Significant Byte of the 16-bit TMR1 register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
0Fh	TMR1H	Holding register for the Most Significant Byte of the 16-bit TMR1 register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
10h	T1CON	—	—	T1CKPS1	T1CKPS0	T1OSCEN	T1SYNC	TMR1CS	TMR1ON	--00 0000	--uu uuuu
11h	TMR2	Timer2 module's register								0000 0000	0000 0000
12h	T2CON	—	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0	-000 0000	-000 0000
13h	SSPBUF	Synchronous Serial Port Receive Buffer/Transmit Register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
14h	SSPCON	WCOL	SSPOV	SSPEN	CKP	SSPM3	SSPM2	SSPM1	SSPM0	0000 0000	0000 0000
15h	CCPR1L	Capture/Compare/PWM Register1 (LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
16h	CCPR1H	Capture/Compare/PWM Register1 (MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
17h	CCP1CON	—	—	CCP1X	CCP1Y	CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1M0	--00 0000	--00 0000
18h	RCSTA	SPEN	RX9	SREN	CREN	ADDEN	FERR	OERR	RX9D	0000 000x	0000 000x
19h	TXREG	USART Transmit Data Register								0000 0000	0000 0000
1Ah	RCREG	USART Receive Data Register								0000 0000	0000 0000
1Bh	CCPR2L	Capture/Compare/PWM Register2 (LSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Ch	CCPR2H	Capture/Compare/PWM Register2 (MSB)								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Dh	CCP2CON	—	—	CCP2X	CCP2Y	CCP2M3	CCP2M2	CCP2M1	CCP2M0	--00 0000	--00 0000
1Eh	ADRESH	A/D Result Register High Byte								xxxx xxxx	uuuu uuuu
1Fh	ADCON0	ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON	0000 00-0	0000 00-0

Legend: x = unknown, u = unchanged, q = value depends on condition, - = unimplemented read as '0', r = reserved. Shaded locations are unimplemented, read as '0'.

- Note 1:** The upper byte of the program counter is not directly accessible. PCLATH is a holding register for the PC<12:8> whose contents are transferred to the upper byte of the program counter.
- 2:** Other (non power-up) resets include external reset through MCLR and Watchdog Timer Reset.
- 3:** Bits PSPIE and PSPIF are reserved on the 28-pin devices; always maintain these bits clear.
- 4:** These registers can be addressed from any bank.
- 5:** PORTD, PORTE, TRISD, and TRISE are not physically implemented on the 28-pin devices, read as '0'.
- 6:** PIR2<6> and PIE2<6> are reserved on these devices; always maintain these bits clear.

PIC16F87X

TABLE 2-1: SPECIAL FUNCTION REGISTER SUMMARY (CONTINUED)

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on: POR, BOR	Value on all other resets (2)	
Bank 1												
80h ⁽⁴⁾	INDF	Addressing this location uses contents of FSR to address data memory (not a physical register)								0000 0000	0000 0000	
81h	OPTION_REG	RBPV	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111	
82h ⁽⁴⁾	PCL	Program Counter's (PC) Least Significant Byte								0000 0000	0000 0000	
83h ⁽⁴⁾	STATUS	IRP	RP1	RP0	T0	PD	Z	DC	C	0001 1xxx	000q quuu	
84h ⁽⁴⁾	FSR	Indirect data memory address pointer								xxxx xxxx	uuuu uuuu	
85h	TRISA	—		PORTA Data Direction Register						--11 1111	--11 1111	
86h	TRISB	PORTB Data Direction Register								1111 1111	1111 1111	
87h	TRISC	PORTC Data Direction Register								1111 1111	1111 1111	
88h ⁽⁵⁾	TRISD	PORTD Data Direction Register								1111 1111	1111 1111	
89h ⁽⁵⁾	TRISE	IBF	OBV	IBOV	PSPMODE	—		PORTE Data Direction Bits			0000 -111	0000 -111
8Ah ^(1,4)	PCLATH	—		Write Buffer for the upper 5 bits of the Program Counter						---0 0000	---0 0000	
8Bh ⁽⁴⁾	INTCON	GIE	PEIE	T0IE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u	
8Ch	PIE1	PSPIE ⁽³⁾	ADIE	RCIE	TXIE	SSPIE	CCP1IE	TMR2IE	TMR1IE	0000 0000	0000 0000	
8Dh	PIE2	—		(6)	—	EEIE	BCLIE	—		-r-0 0---	-r-0 0---	
8Eh	PCON	—		—		—		POR	BOR	---- -qq	---- -uu	
8Fh	—	Unimplemented								—	—	
90h	—	Unimplemented								—	—	
91h	SSPCON2	GCEN	ACKSTAT	ACKDT	ACKEN	RCEN	PEN	RSEN	SEN	0000 0000	0000 0000	
92h	PR2	Timer2 Period Register								1111 1111	1111 1111	
93h	SSPADD	Synchronous Serial Port (I ² C mode) Address Register								0000 0000	0000 0000	
94h	SSPSTAT	SMP	CKE	D/A	P	S	R/W	UA	BF	0000 0000	0000 0000	
95h	—	Unimplemented								—	—	
96h	—	Unimplemented								—	—	
97h	—	Unimplemented								—	—	
98h	TXSTA	CSRC	TX9	TXEN	SYNC	—		BRGH	TRMT	TX9D	0000 -010	0000 -010
99h	SPBRG	Baud Rate Generator Register								0000 0000	0000 0000	
9Ah	—	Unimplemented								—	—	
9Bh	—	Unimplemented								—	—	
9Ch	—	Unimplemented								—	—	
9Dh	—	Unimplemented								—	—	
9Eh	ADRESL	A/D Result Register Low Byte								xxxx xxxx	uuuu uuuu	
9Fh	ADCON1	ADFM	—		—		PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0	0--- 0000	0--- 0000

Legend: x = unknown, u = unchanged, q = value depends on condition, - = unimplemented read as '0', r = reserved. Shaded locations are unimplemented, read as '0'.

- Note 1:** The upper byte of the program counter is not directly accessible. PCLATH is a holding register for the PC<12:8> whose contents are transferred to the upper byte of the program counter.
- 2:** Other (non power-up) resets include external reset through MCLR and Watchdog Timer Reset.
- 3:** Bits PSPIE and PSPIF are reserved on the 28-pin devices; always maintain these bits clear.
- 4:** These registers can be addressed from any bank.
- 5:** PORTD, PORTE, TRISD, and TRISE are not physically implemented on the 28-pin devices, read as '0'.
- 6:** PIR2<6> and PIE2<6> are reserved on these devices; always maintain these bits clear.

PIC16F87X

TABLE 2-1: SPECIAL FUNCTION REGISTER SUMMARY (CONTINUED)

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on: POR, BOR	Value on all other resets (2)
Bank 2											
100h ⁽⁴⁾	INDF	Addressing this location uses contents of FSR to address data memory (not a physical register)								0000 0000	0000 0000
101h	TMR0	Timer0 module's register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
102h ⁽⁴⁾	PCL	Program Counter's (PC) Least Significant Byte								0000 0000	0000 0000
103h ⁽⁴⁾	STATUS	IRP	RP1	RP0	TO	PD	Z	DC	C	0001 1xxx	000q quuu
104h ⁽⁴⁾	FSR	Indirect data memory address pointer								xxxx xxxx	uuuu uuuu
105h	—	Unimplemented								—	—
106h	PORTB	PORTB Data Latch when written: PORTB pins when read								xxxx xxxx	uuuu uuuu
107h	—	Unimplemented								—	—
108h	—	Unimplemented								—	—
109h	—	Unimplemented								—	—
10Ah ^(1,4)	PCLATH	—	—	—	Write Buffer for the upper 5 bits of the Program Counter					---0 0000	---0 0000
10Bh ⁽⁴⁾	INTCON	GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
10Ch	EEDATA	EEPROM data register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
10Dh	EEADR	EEPROM address register								xxxx xxxx	uuuu uuuu
10Eh	EEDATH	—	—	EEPROM data register high byte					xxxx xxxx	uuuu uuuu	
10Fh	EEADRH	—	—	—	EEPROM address register high byte					xxxx xxxx	uuuu uuuu
Bank 3											
180h ⁽⁴⁾	INDF	Addressing this location uses contents of FSR to address data memory (not a physical register)								0000 0000	0000 0000
181h	OPTION_REG	RBPU	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111
182h ⁽⁴⁾	PCL	Program Counter's (PC) Least Significant Byte								0000 0000	0000 0000
183h ⁽⁴⁾	STATUS	IRP	RP1	RP0	TO	PD	Z	DC	C	0001 1xxx	000q quuu
184h ⁽⁴⁾	FSR	Indirect data memory address pointer								xxxx xxxx	uuuu uuuu
185h	—	Unimplemented								—	—
186h	TRISB	PORTB Data Direction Register								1111 1111	1111 1111
187h	—	Unimplemented								—	—
188h	—	Unimplemented								—	—
189h	—	Unimplemented								—	—
18Ah ^(1,4)	PCLATH	—	—	—	Write Buffer for the upper 5 bits of the Program Counter					---0 0000	---0 0000
18Bh ⁽⁴⁾	INTCON	GIE	PEIE	TOIE	INTE	RBIE	T0IF	INTF	RBIF	0000 000x	0000 000u
18Ch	EECON1	EEPGD	—	—	—	WRERR	WREN	WR	RD	x--- x000	x--- u000
18Dh	EECON2	EEPROM control register2 (not a physical register)								---- ----	---- ----
18Eh	—	Reserved maintain clear								0000 0000	0000 0000
18Fh	—	Reserved maintain clear								0000 0000	0000 0000

Legend: x = unknown, u = unchanged, q = value depends on condition, - = unimplemented read as '0', r = reserved.
Shaded locations are unimplemented, read as '0'.

- Note 1:** The upper byte of the program counter is not directly accessible. PCLATH is a holding register for the PC<12:8> whose contents are transferred to the upper byte of the program counter.
- Note 2:** Other (non power-up) resets include external reset through MCLR and Watchdog Timer Reset.
- Note 3:** Bits PSPIE and PSPIF are reserved on the 28-pin devices; always maintain these bits clear.
- Note 4:** These registers can be addressed from any bank.
- Note 5:** PORTD, PORTE, TRISD, and TRISE are not physically implemented on the 28-pin devices, read as '0'.
- Note 6:** PIR2<6> and PIE2<6> are reserved on these devices; always maintain these bits clear.

PIC16F87X

TABLE 13-2: PIC16CXXX INSTRUCTION SET

Mnemonic, Operands	Description	Cycles	14-Bit Opcode		Status Affected	Notes
			MSb	LSb		
BYTE-ORIENTED FILE REGISTER OPERATIONS						
ADDWF	f, d Add W and f	1	00	0111 dfff ffff	C,DC,Z	1,2
ANDWF	f, d AND W with f	1	00	0101 dfff ffff	Z	1,2
CLRF	f Clear f	1	00	0001 1fff ffff	Z	2
CLRWF	- Clear W	1	00	0001 0xxx xxxx	Z	
COMF	f, d Complement f	1	00	1001 dfff ffff	Z	1,2
DECf	f, d Decrement f	1	00	0011 dfff ffff	Z	1,2
DECFSZ	f, d Decrement f, Skip if 0	1(2)	00	1011 dfff ffff		1,2,3
INCF	f, d Increment f	1	00	1010 dfff ffff	Z	1,2
INCFSZ	f, d Increment f, Skip if 0	1(2)	00	1111 dfff ffff		1,2,3
IORWF	f, d Inclusive OR W with f	1	00	0100 dfff ffff	Z	1,2
MOVF	f, d Move f	1	00	1000 dfff ffff	Z	1,2
MOVWF	f Move W to f	1	00	0000 1fff ffff		
NOP	- No Operation	1	00	0000 0xxx 0000		
RLF	f, d Rotate Left f through Carry	1	00	1101 dfff ffff	C	1,2
RRF	f, d Rotate Right f through Carry	1	00	1100 dfff ffff	C	1,2
SUBWF	f, d Subtract W from f	1	00	0010 dfff ffff	C,DC,Z	1,2
SWAPF	f, d Swap nibbles in f	1	00	1110 dfff ffff		1,2
XORWF	f, d Exclusive OR W with f	1	00	0110 dfff ffff	Z	1,2
BIT-ORIENTED FILE REGISTER OPERATIONS						
BCF	f, b Bit Clear f	1	01	00bb bfff ffff		1,2
BSF	f, b Bit Set f	1	01	01bb bfff ffff		1,2
BTFSC	f, b Bit Test f, Skip if Clear	1(2)	01	10bb bfff ffff		3
BTFSS	f, b Bit Test f, Skip if Set	1(2)	01	11bb bfff ffff		3
LITERAL AND CONTROL OPERATIONS						
ADDLW	k Add literal and W	1	11	111x kkkk kkkk	C,DC,Z	
ANDLW	k AND literal with W	1	11	1001 kkkk kkkk	Z	
CALL	k Call subroutine	2	10	0kkk kkkk kkkk		
CLRWD _T	- Clear Watchdog Timer	1	00	0000 0110 0100	$\overline{TO}, \overline{PD}$	
GOTO	k Go to address	2	10	1kkk kkkk kkkk		
IORLW	k Inclusive OR literal with W	1	11	1000 kkkk kkkk	Z	
MOVLW	k Move literal to W	1	11	00xx kkkk kkkk		
RETFIE	- Return from interrupt	2	00	0000 0000 1001		
RETLW	k Return with literal in W	2	11	01xx kkkk kkkk		
RETURN	- Return from Subroutine	2	00	0000 0000 1000		
SLEEP	- Go into standby mode	1	00	0000 0110 0011	$\overline{TO}, \overline{PD}$	
SUBLW	k Subtract W from literal	1	11	110x kkkk kkkk	C,DC,Z	
XORLW	k Exclusive OR literal with W	1	11	1010 kkkk kkkk	Z	

Note 1: When an I/O register is modified as a function of itself (e.g., MOVF PORTB, 1), the value used will be that value present on the pins themselves. For example, if the data latch is '1' for a pin configured as input and is driven low by an external device, the data will be written back with a '0'.

- If this instruction is executed on the TMR0 register (and, where applicable, d = 1), the prescaler will be cleared if assigned to the Timer0 Module.
- If Program Counter (PC) is modified or a conditional test is true, the instruction requires two cycles. The second cycle is executed as a NOP.

Note: Additional information on the mid-range instruction set is available in the PICmicro™ Mid-Range MCU Family Reference Manual (DS33023).

13.1 Instruction Descriptions

ADDLW **Add Literal and W**

Syntax: `[label] ADDLW k`

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: $(W) + k \rightarrow (W)$

Status Affected: C, DC, Z

Description: The contents of the W register are added to the eight bit literal 'k' and the result is placed in the W register.

ADDWF **Add W and f**

Syntax: `[label] ADDWF f,d`

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: $(W) + (f) \rightarrow (\text{destination})$

Status Affected: C, DC, Z

Description: Add the contents of the W register with register 'f'. If 'd' is 0, the result is stored in the W register. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.

ANDLW **AND Literal with W**

Syntax: `[label] ANDLW k`

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: $(W) .\text{AND.} (k) \rightarrow (W)$

Status Affected: Z

Description: The contents of W register are AND'ed with the eight bit literal 'k'. The result is placed in the W register.

ANDWF **AND W with f**

Syntax: `[label] ANDWF f,d`

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: $(W) .\text{AND.} (f) \rightarrow (\text{destination})$

Status Affected: Z

Description: AND the W register with register 'f'. If 'd' is 0, the result is stored in the W register. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.

BCF **Bit Clear f**

Syntax: `[label] BCF f,b`

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $0 \leq b \leq 7$

Operation: $0 \rightarrow (f)$

Status Affected: None

Description: Bit 'b' in register 'f' is cleared.

BSF **Bit Set f**

Syntax: `[label] BSF f,b`

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $0 \leq b \leq 7$

Operation: $1 \rightarrow (f)$

Status Affected: None

Description: Bit 'b' in register 'f' is set.

PIC16F87X

BTFSS	Bit Test f, Skip if Set
Syntax:	<i>[label]</i> BTFSS f,b
Operands:	0 ≤ f ≤ 127 0 ≤ b < 7
Operation:	skip if (f) = 1
Status Affected:	None
Description:	If bit 'b' in register 'f' is '0', the next instruction is executed. If bit 'b' is '1', then the next instruction is discarded and a NOP is executed instead making this a 2TCY instruction.

BTFSC	Bit Test, Skip if Clear
Syntax:	<i>[label]</i> BTFSC f,b
Operands:	0 ≤ f ≤ 127 0 ≤ b ≤ 7
Operation:	skip if (f) = 0
Status Affected:	None
Description:	If bit 'b' in register 'f' is '1', the next instruction is executed. If bit 'b', in register 'f', is '0', the next instruction is discarded, and a NOP is executed instead, making this a 2TCY instruction.

CALL	Call Subroutine
Syntax:	<i>[label]</i> CALL k
Operands:	0 ≤ k ≤ 2047
Operation:	(PC)+ 1 → TOS, k → PC<10:0>, (PCLATH<4:3>) → PC<12:11>
Status Affected:	None
Description:	Call Subroutine. First, return address (PC+1) is pushed onto the stack. The eleven bit immediate address is loaded into PC bits <10:0>. The upper bits of the PC are loaded from PCLATH. CALL is a two cycle instruction.

CLRF	Clear f
Syntax:	<i>[label]</i> CLRF f
Operands:	0 ≤ f ≤ 127
Operation:	00h → (f) 1 → Z
Status Affected:	Z
Description:	The contents of register 'f' are cleared and the Z bit is set.

CLRW	Clear W
Syntax:	<i>[label]</i> CLRW
Operands:	None
Operation:	00h → (W) 1 → Z
Status Affected:	Z
Description:	W register is cleared. Zero bit (Z) is set.

CLRWDT	Clear Watchdog Timer
Syntax:	<i>[label]</i> CLRWDT
Operands:	None
Operation:	00h → WDT 0 → WDT prescaler, 1 → \overline{TO} 1 → \overline{PD}
Status Affected:	\overline{TO} , \overline{PD}
Description:	CLRWDT instruction resets the Watchdog Timer. It also resets the prescaler of the WDT. Status bits \overline{TO} and \overline{PD} are set.

COMF	Complement f
Syntax:	[<i>label</i>] COMF f,d
Operands:	$0 \leq f \leq 127$ $d \in [0,1]$
Operation:	$(\bar{f}) \rightarrow (\text{destination})$
Status Affected:	Z
Description:	The contents of register 'f' are complemented. If 'd' is 0, the result is stored in W. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.

GOTO	Unconditional Branch
Syntax:	[<i>label</i>] GOTO k
Operands:	$0 \leq k \leq 2047$
Operation:	$k \rightarrow PC<10:0>$ $PCLATH<4:3> \rightarrow PC<12:11>$
Status Affected:	None
Description:	GOTO is an unconditional branch. The eleven bit immediate value is loaded into PC bits <10:0>. The upper bits of PC are loaded from PCLATH<4:3>. GOTO is a two cycle instruction.

DECF	Decrement f
Syntax:	[<i>label</i>] DECF f,d
Operands:	$0 \leq f \leq 127$ $d \in [0,1]$
Operation:	$(f) - 1 \rightarrow (\text{destination})$
Status Affected:	Z
Description:	Decrement register 'f'. If 'd' is 0, the result is stored in the W register. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.

INCF	Increment f
Syntax:	[<i>label</i>] INCF f,d
Operands:	$0 \leq f \leq 127$ $d \in [0,1]$
Operation:	$(f) + 1 \rightarrow (\text{destination})$
Status Affected:	Z
Description:	The contents of register 'f' are incremented. If 'd' is 0, the result is placed in the W register. If 'd' is 1, the result is placed back in register 'f'.

DECFSZ	Decrement f, Skip if 0
Syntax:	[<i>label</i>] DECFSZ f,d
Operands:	$0 \leq f \leq 127$ $d \in [0,1]$
Operation:	$(f) - 1 \rightarrow (\text{destination});$ skip if result = 0
Status Affected:	None
Description:	The contents of register 'f' are decremented. If 'd' is 0, the result is placed in the W register. If 'd' is 1, the result is placed back in register 'f'. If the result is 1, the next instruction is executed. If the result is 0, then a NOP is executed instead making it a 2TCY instruction.

INCFSZ	Increment f, Skip if 0
Syntax:	[<i>label</i>] INCFSZ f,d
Operands:	$0 \leq f \leq 127$ $d \in [0,1]$
Operation:	$(f) + 1 \rightarrow (\text{destination});$ skip if result = 0
Status Affected:	None
Description:	The contents of register 'f' are incremented. If 'd' is 0, the result is placed in the W register. If 'd' is 1, the result is placed back in register 'f'. If the result is 1, the next instruction is executed. If the result is 0, a NOP is executed instead making it a 2TCY instruction.

PIC16F87X

IORLW **Inclusive OR Literal with W**

Syntax: [*label*] IORLW k

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: (W) .OR. k \rightarrow (W)

Status Affected: Z

Description: The contents of the W register are OR'ed with the eight bit literal 'k'. The result is placed in the W register.

MOVLW **Move Literal to W**

Syntax: [*label*] MOVLW k

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: k \rightarrow (W)

Status Affected: None

Description: The eight bit literal 'k' is loaded into W register. The don't cares will assemble as 0's.

IORWF **Inclusive OR W with f**

Syntax: [*label*] IORWF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: (W) .OR. (f) \rightarrow (destination)

Status Affected: Z

Description: Inclusive OR the W register with register 'f'. If 'd' is 0 the result is placed in the W register. If 'd' is 1 the result is placed back in register 'f'.

MOVWF **Move W to f**

Syntax: [*label*] MOVWF f

Operands: $0 \leq f \leq 127$

Operation: (W) \rightarrow (f)

Status Affected: None

Description: Move data from W register to register 'f'.

MOVF **Move f**

Syntax: [*label*] MOVF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: (f) \rightarrow (destination)

Status Affected: Z

Description: The contents of register f are moved to a destination dependant upon the status of d. If d = 0, destination is W register. If d = 1, the destination is file register f itself. d = 1 is useful to test a file register since status flag Z is affected.

NOP **No Operation**

Syntax: [*label*] NOP

Operands: None

Operation: No operation

Status Affected: None

Description: No operation.

RETFIE **Return from Interrupt**

Syntax: [*label*] RETFIE

Operands: None

Operation: TOS → PC,
 1 → GIE

Status Affected: None

RLF **Rotate Left f through Carry**

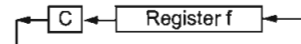
Syntax: [*label*] RLF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: See description below

Status Affected: C

Description: The contents of register 'f' are rotated one bit to the left through the Carry Flag. If 'd' is 0, the result is placed in the W register. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.



RETLW **Return with Literal in W**

Syntax: [*label*] RETLW k

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: $k \rightarrow (W)$;
 TOS → PC

Status Affected: None

Description: The W register is loaded with the eight bit literal 'k'. The program counter is loaded from the top of the stack (the return address). This is a two cycle instruction.

RRF **Rotate Right f through Carry**

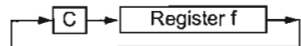
Syntax: [*label*] RRF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: See description below

Status Affected: C

Description: The contents of register 'f' are rotated one bit to the right through the Carry Flag. If 'd' is 0, the result is placed in the W register. If 'd' is 1, the result is placed back in register 'f'.



RETURN **Return from Subroutine**

Syntax: [*label*] RETURN

Operands: None

Operation: TOS → PC

Status Affected: None

Description: Return from subroutine. The stack is POPed and the top of the stack (TOS) is loaded into the program counter. This is a two cycle instruction.

SLEEP

Syntax: [*label* SLEEP
]

Operands: None

Operation: $00h \rightarrow WDT$,
 $0 \rightarrow WDT$ prescaler,
 $1 \rightarrow \overline{TO}$,
 $0 \rightarrow \overline{PD}$

Status Affected: \overline{TO} , \overline{PD}

Description: The power-down status bit, \overline{PD} is cleared. Time-out status bit, \overline{TO} is set. Watchdog Timer and its prescaler are cleared. The processor is put into SLEEP mode with the oscillator stopped.

PIC16F87X

SUBLW **Subtract W from Literal**

Syntax: *[label]* SUBLW k

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: $k - (W) \rightarrow (W)$

Status Affected: C, DC, Z

Description: The W register is subtracted (2's complement method) from the eight bit literal 'k'. The result is placed in the W register.

XORLW **Exclusive OR Literal with W**

Syntax: *[label]* XORLW k

Operands: $0 \leq k \leq 255$

Operation: $(W) .XOR. k \rightarrow (W)$

Status Affected: Z

Description: The contents of the W register are XOR'ed with the eight bit literal 'k'. The result is placed in the W register.

SUBWF **Subtract W from f**

Syntax: *[label]* SUBWF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: $(f) - (W) \rightarrow (\text{destination})$

Status Affected: C, DC, Z

Description: Subtract (2's complement method) W register from register 'f'. If 'd' is 0, the result is stored in the W register. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.

XORWF **Exclusive OR W with f**

Syntax: *[label]* XORWF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: $(W) .XOR. (f) \rightarrow (\text{destination})$

Status Affected: Z

Description: Exclusive OR the contents of the W register with register 'f'. If 'd' is 0, the result is stored in the W register. If 'd' is 1, the result is stored back in register 'f'.

SWAPF **Swap Nibbles in f**

Syntax: *[label]* SWAPF f,d

Operands: $0 \leq f \leq 127$
 $d \in [0,1]$

Operation: $(f<3:0>) \rightarrow (\text{destination}<7:4>),$
 $(f<7:4>) \rightarrow (\text{destination}<3:0>)$

Status Affected: None

Description: The upper and lower nibbles of register 'f' are exchanged. If 'd' is 0, the result is placed in W register. If 'd' is 1, the result is placed in register 'f'.

ANEXO 5

LIBRERÍAS DDE LabVIEW - Matlab

DDE Start Matlab

C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB\Ddeml.lib\DDE Start Matlab

Last modified on 4/09/00 at 11:37 PM

Printed on 1/02/01 at 11:37 PM

ML Path (c:\matlab\bin\matlab) Conversation Refnum Out

error in (no error) error out

status	code
no error	0
source	

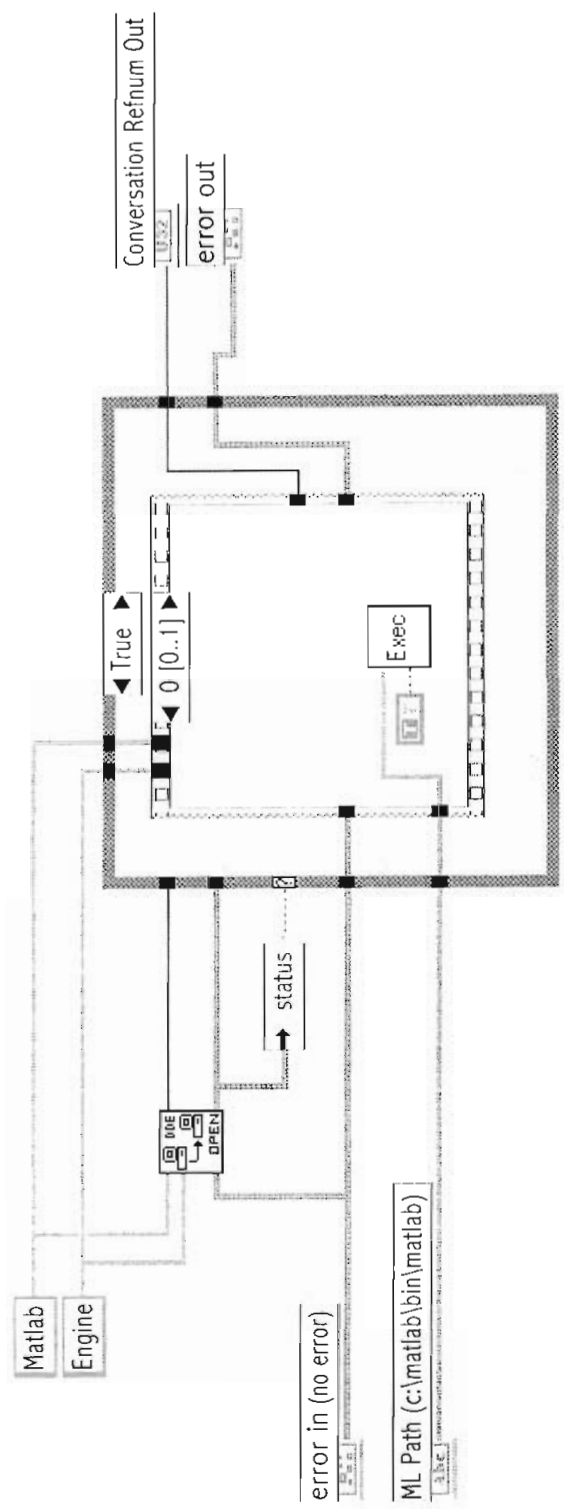
status	code
no error	0
source	

DDE Start Matlab

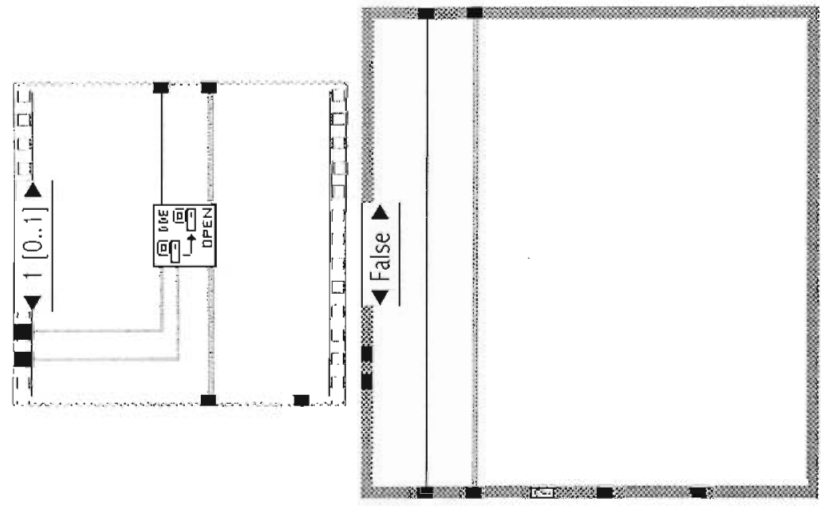
C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB\Ddemi.lib\DDE Start Matlab

Last modified on 4/09/00 at 11:37 PM

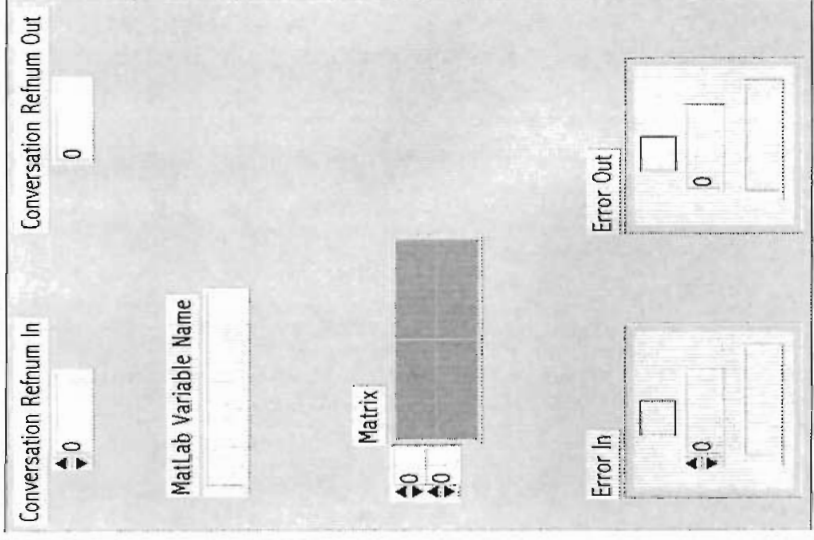
Printed on 1/02/01 at 11:40 PM



DDE Start Matlab
C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB\Dem.Lib\DDE Start Matlab
Last modified on 4/09/00 at 11:37 PM
Printed on 1/02/01 at 11:40 PM



DDE Send Big Matrix to MatLab
C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB\Ddemi.lib\DDE Send Big Matrix to MatLab
Last modified on 12/09/00 at 08:34 PM
Printed on 1/02/01 at 11:41 PM



DDE Send MatLab Commands
C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB\Ddeml.lib\DDE Send MatLab Commands
Last modified on 5/09/00 at 11:56 PM
Printed on 1/02/01 at 11:44 PM

The screenshot shows a control panel with the following elements:

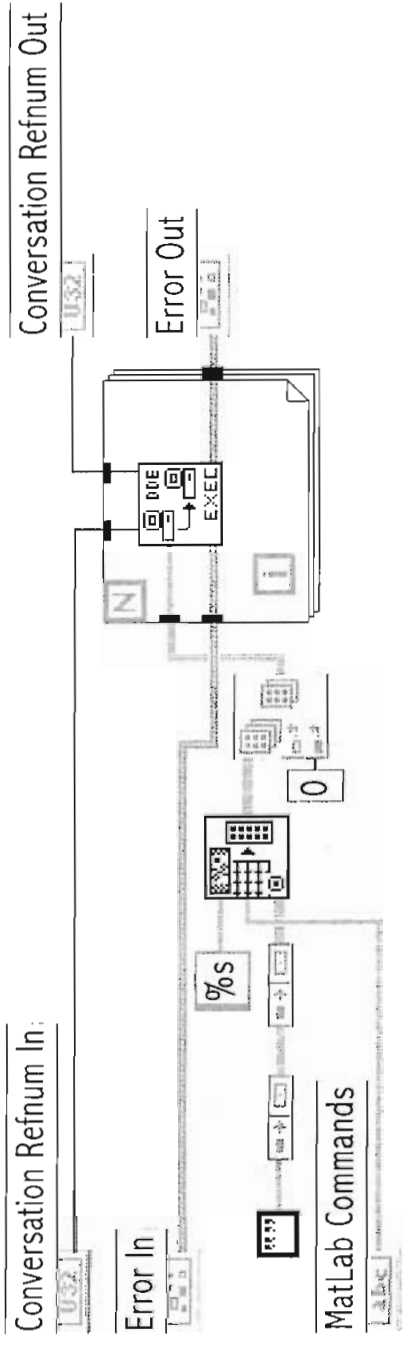
- Conversation Refnum In:** A numeric indicator with a value of 0.
- Conversation Refnum Out:** A numeric indicator with a value of 0.
- MatLab Commands:** A central window containing a list of commands, including:
 - 1. `clear all`
 - 2. `close all`
 - 3. `cd('C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB')`
 - 4. `load('DDE Send MatLab Commands', 'DDE Send MatLab Commands')`
 - 5. `run('DDE Send MatLab Commands')`
- Error In:** A numeric indicator with a value of 0.
- Error Out:** A numeric indicator with a value of 0.

DDE Send MatLab Commands

C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW\USER.LIB\Ddemi.lib\DDE Send MatLab Commands

Last modified on 5/09/00 at 11:56 PM

Printed on 1/02/01 at 11:44 PM



ANEXO 6

ARCHIVOS .m DE Matlab


```
%Programa para iniciar el Work space y  
%iniicializar las matrices patra scan 1
```

```
cd c:\prueba  
load engine.mat  
a=[];  
b=[];
```

```
%datos1.m c:\prueba\datos1.m
```

```
%Programa para calcular la  
%amplitud de la señal de ultrasonido  
%reflejada scan1
```

```
for i=6:12:114  
    for j=i+1:i+6  
        v3=b(:,j);  
        v3=v3(20:-1:1);  
        b(:,j)=v3;  
    end  
end  
bb=[b(:,1:6:120)];  
bb1=[b(:,2:6:120)];  
bb2=[b(:,3:6:120)];  
bb3=[b(:,4:6:120)];  
bb4=[b(:,5:6:120)];  
bb5=[b(:,6:6:120)];  
  
bb11=bb*255+bb;  
bb11=(bb11+bb1)/1024;  
bb22=bb2*255+bb2;  
bb22=(bb22+bb3)/1024;  
bb33=bb4*255+bb4;  
bb33=(bb33+bb5)/1024;  
  
bb66=(bb11+bb22+bb33)'/3;
```

```
%datos2.m c:\prueba\datos2.m
```

```
%Programa para calcular la  
%amplitud de la señal de ultrasonido  
%reflejada en scan2
```

```
for i=6:12:144  
    for j=i+1:i+6  
        v2=e(:,j);  
        v2=v2(25:-1:1);  
        e(:,j)=v2;  
    end  
end  
aa=[e(:,1:6:150)];  
aa1=[e(:,2:6:150)];  
aa2=[e(:,3:6:150)];  
aa3=[e(:,4:6:150)];  
aa4=[e(:,5:6:150)];  
aa5=[e(:,6:6:150)];  
  
aa11=aa*255+aa;  
aa11=(aa11+aa1)/1024;  
aa22=aa2*255+aa2;  
aa22=(aa22+aa3)/1024;  
aa33=aa4*255+aa4;  
aa33=(aa33+aa5)/1024;  
  
aa66=(aa11+aa22+aa33)'/3;
```

```
%datos3.m c:\prueba\datos3.m
```

```
%Programa para calcular la  
%amplitud de la señal de ultrasonido  
%reflejada en scan3
```

```
for i=6:12:294  
    for j=i+1:i+6  
        v1=h(:,j);  
        v1=v1(50:-1:1);  
        h(:,j)=v1;  
    end  
end  
t=[h(:,1:6:300)];  
t1=[h(:,2:6:300)];  
t2=[h(:,3:6:300)];  
t3=[h(:,4:6:300)];  
t4=[h(:,5:6:300)];  
t5=[h(:,6:6:300)];  
  
t11=t*255+t;  
t11=(t11+t1)/1024;  
t22=t2*255+t2;  
t22=(t22+t3)/1024;  
t33=t4*255+t4;  
t33=(t33+t5)/1024;  
  
t66=(t11+t22+t33)'/3;
```

```
%posic1.m c:\prueba\posic1.m
%Programa para dibujar la superficie
%de la muestra en scan1
```

```
hold off
r=[a(:,1:4:80)]';
rr=(r*51)/20;
r1=[a(:,2:4:80)];
r6=[rot90(rot90(r1(:,2:2:20)))];
r7=[r1(:,1:2:20)];
r8=[r6,r7]';
rr8=(r8*48.25)/20;
r2=[a(:,3:4:80)];
r3=[a(:,4:4:80)];
r4=r2*255+r2;
r5=(r4+r3)*(4/7159090);
for i=2:2:20
    s1=r5(:,i);
    s1=s1(20:-1:1);
    r5(:,i)=s1;
end
s3=ones(20)*93.5;
s4=r5*(33146/2);
s5=[s3-s4]';
for i=1:400
    m=s5(i);
    if m<=0
        m=0;
    else
        end
    s5(i)=m;
end
surf(rr,rr8,s5,bb66);
hold on;
axis ([0 60 0 60 0 100]);
```

```
%posic2.m c:\prueba\posic2.m
%Programa para dibujar la superficie
%de la muestra en scan2
```

```
hold off
o=[c(:,1:4:100)]';
oo=(o*51)/25;
o1=[c(:,2:4:100)];
o6=[rot90(rot90(o1(:,2:2:25)))];
o7=[o1(:,1:2:25)];
o8=[o6,o7]';
oo8=(o8*48.25)/25;
o2=[c(:,3:4:100)];
o3=[c(:,4:4:100)];
o4=o2*255+o2;
o5=(o4+o3)*(4/7159090);
for i=2:2:25
    p1=o5(:,i);
    p1=p1(25:-1:1);
    o5(:,i)=p1;
end
p3=ones(25)*93;
p4=o5*(33146/2);
p5=[p3-p4]';
for i=1:625
    m=p5(i);
    if m<=0
        m=0;
    else
        end
    p5(i)=m;
end
surf(oo,oo8,p5,aa66);
hold on;
axis ([0 100 0 100 0 100]);
```

```
%posic3.m      c:\prueba\posic3.m
%Programa para dibujar la superficie
%de la muestra en scan3
```

```
hold off
m=[g(:,1:4:200)]';
mm=(m*51)/50;
m1=[g(:,2:4:200)];
m6=[rot90(rot90(m1(:,2:2:50)))];
m7=[m1(:,1:2:50)];
m8=[m6,m7]';
mm8=(m8*48.25)/50;
m2=[g(:,3:4:200)];
m3=[g(:,4:4:200)];
m4=m2*255+m2;
m5=(m4+m3)*(4/7159090);
for i=2:2:50
    n1=m5(:,i);
    n1=n1(50:-1:1);
    m5(:,i)=n1;
end
n3=ones(50)*95;
n4=m5*(33146/2);
n5=[n3-n4]';
for i=1:2500
    q=n5(i);
    if q<=0
        q=0;
    else
        end
        n5(i)=q;
end
surf(mm,mm8,n5,t66);
hold on;
axis([0 100 0 100 0 100]);
```

ANEXO 7

Datos de la posición y del tiempo de reflexión Scan 1

c:\prueba\posi1.txt

Miércoles 10 de Enero de 2001 12:54 AM

Tiempo de reflexión

Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo
1	1	142	255
1	2	40	20
1	3	40	19
1	4	40	66
1	5	40	112
1	6	40	156
1	7	40	112
1	8	40	113
1	9	40	158
1	10	40	159
1	11	40	116
1	12	40	73
1	13	40	73
1	14	40	209
1	15	40	163
1	16	40	29
1	17	40	206
1	18	39	194
1	19	40	252
1	20	40	164
2	20	40	75
2	19	40	74
2	18	40	163
2	17	40	161
2	16	40	72
2	15	40	28
2	14	40	72
2	13	40	117
2	12	40	27
2	11	40	73
2	10	40	163
2	9	40	74
2	8	40	71
2	7	40	27
2	6	40	70
2	5	40	69
2	4	40	247
2	3	39	234
2	2	40	250
2	1	40	25
3	1	40	249
3	2	40	72
3	3	39	193
3	4	40	116
3	5	40	70
3	6	40	70
3	7	40	117
3	8	40	118
3	9	41	220
3	10	41	86
3	11	40	119
3	12	40	73

Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo	Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo
3	13	41	41	6	8	41	3
3	14	40	30	6	7	40	35
3	15	39	243	6	6	39	246
3	16	40	118	6	5	40	37
3	17	40	118	6	4	40	126
3	18	40	253	6	3	40	125
3	19	40	29	6	2	40	127
3	20	40	118	6	1	40	35
4	20	40	33	7	1	40	37
4	19	40	76	7	2	40	38
4	18	40	167	7	3	40	126
4	17	40	77	7	4	41	4
4	16	40	32	7	5	40	36
4	15	40	123	7	6	40	170
4	14	39	244	7	7	41	139
4	13	40	77	7	8	41	139
4	12	40	166	7	9	41	139
4	11	41	44	7	10	41	139
4	10	40	255	7	11	41	139
4	9	41	87	7	12	41	139
4	8	41	87	7	13	41	53
4	7	39	240	7	14	39	251
4	6	39	240	7	15	39	209
4	5	40	31	7	16	40	85
4	4	40	30	7	17	40	43
4	3	40	164	7	18	39	254
4	2	40	120	7	19	39	252
4	1	40	75	7	20	40	40
5	1	40	77	8	20	40	41
5	2	40	32	8	19	40	86
5	3	40	210	8	18	40	88
5	4	39	244	8	17	40	0
5	5	40	121	8	16	40	89
5	6	40	79	8	15	39	210
5	7	39	245	8	14	40	175
5	8	39	199	8	13	40	175
5	9	39	199	8	12	40	175
5	10	39	157	8	11	40	175
5	11	39	201	8	10	32	131
5	12	39	247	8	9	33	7
5	13	40	81	8	8	33	7
5	14	41	48	8	7	33	7
5	15	40	35	8	6	41	142
5	16	40	80	8	5	40	174
5	17	40	35	8	4	39	251
5	18	40	82	8	3	40	84
5	19	40	125	8	2	39	252
5	20	40	80	8	1	40	83
6	20	40	82	9	1	40	38
6	19	40	39	9	2	39	253
6	18	40	85	9	3	40	175
6	17	40	41	9	4	39	208
6	16	39	251	9	5	40	129
6	15	40	175	9	6	40	129
6	14	39	206	9	7	40	129
6	13	39	250	9	8	31	117
6	12	39	250	9	9	30	244
6	11	40	171	9	10	31	169
6	10	41	50	9	11	30	247
6	9	41	227	9	12	31	80

Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo	Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo
9	13	31	80	12	8	32	149
9	14	42	25	12	7	32	149
9	15	39	212	12	6	32	149
9	16	40	45	12	5	40	43
9	17	40	45	12	4	39	216
9	18	40	90	12	3	40	44
9	19	40	89	12	2	40	47
9	20	40	88	12	1	40	46
10	20	40	47	13	1	40	89
10	19	40	48	13	2	40	1
10	18	40	4	13	3	40	91
10	17	40	6	13	4	40	2
10	16	40	184	13	5	39	213
10	15	39	172	13	6	40	91
10	14	41	58	13	7	41	60
10	13	41	58	13	8	41	60
10	12	30	254	13	9	32	112
10	11	30	166	13	10	32	112
10	10	31	42	13	11	32	112
10	9	30	161	13	12	32	112
10	8	30	204	13	13	40	6
10	7	32	93	13	14	40	8
10	6	32	93	13	15	40	98
10	5	40	221	13	16	39	220
10	4	39	165	13	17	39	219
10	3	41	11	13	18	40	9
10	2	40	1	13	19	40	9
10	1	40	41	13	20	40	52
11	1	40	88	14	20	40	52
11	2	40	44	14	19	40	52
11	3	40	44	14	18	40	9
11	4	39	213	14	17	40	54
11	5	40	41	14	16	40	11
11	6	40	41	14	15	39	221
11	7	32	54	14	14	39	223
11	8	30	250	14	13	39	176
11	9	30	209	14	12	40	5
11	10	30	214	14	11	41	154
11	11	30	172	14	10	40	185
11	12	31	97	14	9	40	137
11	13	31	97	14	8	40	2
11	14	39	169	14	7	39	216
11	15	39	175	14	6	39	215
11	16	40	93	14	5	40	3
11	17	40	141	14	4	39	214
11	18	40	49	14	3	40	47
11	19	40	49	14	2	40	49
11	20	40	93	14	1	40	1
12	20	40	49	15	1	40	47
12	19	40	5	15	2	40	5
12	18	40	96	15	3	40	51
12	17	40	8	15	4	40	8
12	16	39	129	15	5	40	52
12	15	40	235	15	6	40	98
12	14	39	128	15	7	40	144
12	13	39	128	15	8	39	221
12	12	31	102	15	9	39	175
12	11	31	6	15	10	40	11
12	10	31	50	15	11	39	219
12	9	31	48	15	12	40	10

Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo	Posición X	Posición Y	Byte Menos Significativo	Byte Más Significativo
15	13	40	14	18	8	40	7
15	14	40	99	18	7	40	96
15	15	40	11	18	6	40	7
15	16	40	55	18	5	40	52
15	17	40	11	18	4	39	218
15	18	40	11	18	3	40	7
15	19	40	10	18	2	40	51
15	20	40	99	18	1	40	5
16	20	40	11	19	1	40	6
16	19	40	9	19	2	40	5
16	18	39	222	19	3	40	96
16	17	40	11	19	4	40	53
16	16	40	55	19	5	40	8
16	15	40	10	19	6	40	7
16	14	40	10	19	7	40	53
16	13	40	10	19	8	40	143
16	12	40	54	19	9	40	100
16	11	40	11	19	10	40	99
16	10	39	221	19	11	40	99
16	9	40	97	19	12	40	54
16	8	40	95	19	13	40	58
16	7	40	6	19	14	40	57
16	6	39	218	19	15	40	57
16	5	40	51	19	16	40	58
16	4	40	4	19	17	40	59
16	3	40	51	19	18	40	61
16	2	40	94	19	19	40	59
16	1	40	3	19	20	40	148
17	1	40	48	20	20	40	58
17	2	40	4	20	19	40	14
17	3	40	95	20	18	40	58
17	4	40	49	20	17	40	57
17	5	40	50	20	16	40	12
17	6	40	3	20	15	40	13
17	7	40	49	20	14	40	57
17	8	40	96	20	13	40	12
17	9	40	6	20	12	40	54
17	10	40	7	20	11	40	55
17	11	40	98	20	10	40	9
17	12	40	8	20	9	40	53
17	13	40	12	20	8	40	7
17	14	40	10	20	7	40	97
17	15	40	11	20	6	40	6
17	16	40	55	20	5	40	96
17	17	40	12	20	4	40	6
17	18	40	56	20	3	40	95
17	19	40	11	20	2	40	49
17	20	40	99	20	1	39	215
18	20	40	13				
18	19	40	11				
18	18	40	14				
18	17	40	14				
18	16	40	13				
18	15	40	13				
18	14	40	54				
18	13	40	9				
18	12	40	8				
18	11	40	141				
18	10	40	53				
18	9	40	8				

Datos de la amplitud de la onda reflejada para el Scan1
Tres lecturas para cada disparo

c:\prueba\datos1.txt

Miércoles 10 de Enero de 2001

12:54 AM

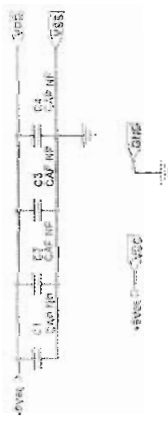
Datos de amplitud

Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura	Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura
1	1	1 54	1 54	1 54	3	11	0 201	0 202	0 202
1	2	0 194	0 194	0 186	3	12	0 214	0 214	0 214
1	3	1 103	1 103	1 104	3	13	0 197	0 196	0 197
1	4	0 216	0 218	0 216	3	14	0 206	0 200	0 204
1	5	0 235	0 235	0 235	3	15	0 235	0 237	0 238
1	6	0 206	0 207	0 206	3	16	0 212	0 211	0 211
1	7	1 160	1 161	1 160	3	17	0 212	0 211	0 211
1	8	0 205	0 207	0 206	3	18	0 194	0 194	0 194
1	9	0 221	0 222	0 222	3	19	1 115	1 115	1 115
1	10	0 223	0 222	0 223	3	20	0 228	0 227	0 228
1	11	0 189	0 189	0 189	4	20	1 16	1 15	1 18
1	12	0 230	0 228	0 227	4	19	0 248	0 249	0 249
1	13	0 252	0 252	0 253	4	18	0 191	0 190	0 192
1	14	0 199	0 198	0 198	4	17	0 205	0 204	0 205
1	15	0 215	0 215	0 215	4	16	0 250	0 251	0 252
1	16	0 242	0 242	0 241	4	15	0 201	0 200	0 206
1	17	0 204	0 203	0 201	4	14	0 244	0 243	0 243
1	18	1 115	1 115	1 111	4	13	0 235	0 236	0 233
1	19	0 204	0 204	0 204	4	12	0 211	0 211	0 211
1	20	0 226	0 226	0 226	4	11	0 195	0 195	0 196
2	20	0 255	0 254	0 254	4	10	0 198	0 198	0 198
2	19	1 11	1 10	1 10	4	9	0 200	0 200	0 199
2	18	0 192	0 192	0 192	4	8	0 206	0 206	0 206
2	17	0 194	0 193	0 192	4	7	0 241	0 241	0 240
2	16	0 230	0 230	0 230	4	6	1 3	1 6	1 6
2	15	0 246	0 245	0 245	4	5	0 245	0 246	0 246
2	14	0 240	0 239	0 238	4	4	0 222	0 224	0 223
2	13	0 246	0 245	0 245	4	3	0 194	0 194	0 192
2	12	0 237	0 232	0 232	4	2	0 208	0 208	0 208
2	11	0 219	0 219	0 219	4	1	0 238	0 238	0 238
2	10	0 246	0 246	0 246	5	1	0 230	0 229	0 229
2	9	0 254	0 251	0 252	5	2	0 246	0 244	0 244
2	8	0 211	0 220	0 220	5	3	0 195	0 195	0 194
2	7	0 249	0 248	0 248	5	4	0 252	0 253	0 253
2	6	1 18	1 19	1 20	5	5	0 246	0 244	0 245
2	5	1 12	1 12	1 12	5	6	0 233	0 232	0 233
2	4	0 190	0 190	0 190	5	7	0 244	0 243	0 244
2	3	1 142	1 142	1 141	5	8	1 33	1 33	1 33
2	2	0 200	0 200	0 200	5	9	1 40	1 41	1 41
2	1	1 26	1 21	1 26	5	10	1 35	1 35	1 35
3	1	0 215	0 206	0 215	5	11	1 26	1 26	1 25
3	2	0 204	0 202	0 203	5	12	0 244	0 245	0 244
3	3	1 124	1 124	1 124	5	13	0 223	0 224	0 217
3	4	0 186	0 186	0 186	5	14	0 208	0 206	0 207
3	5	0 220	0 220	0 220	5	15	0 252	0 250	0 251
3	6	0 244	0 240	0 243	5	16	0 234	0 234	0 234
3	7	0 196	0 195	0 196	5	17	0 235	0 234	0 234
3	8	0 184	0 185	0 185	5	18	0 240	0 238	0 238
3	9	0 194	0 192	0 194	5	19	0 235	0 236	0 236
3	10	0 188	0 189	0 188	5	20	0 237	0 238	0 238

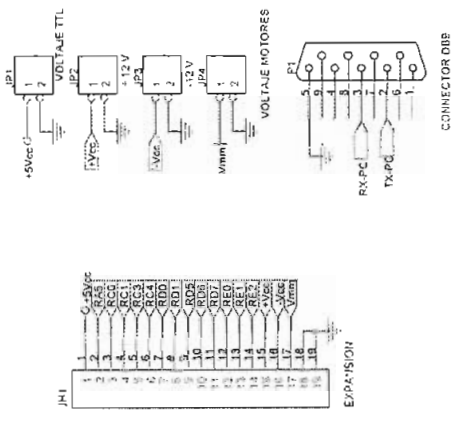
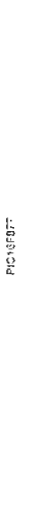
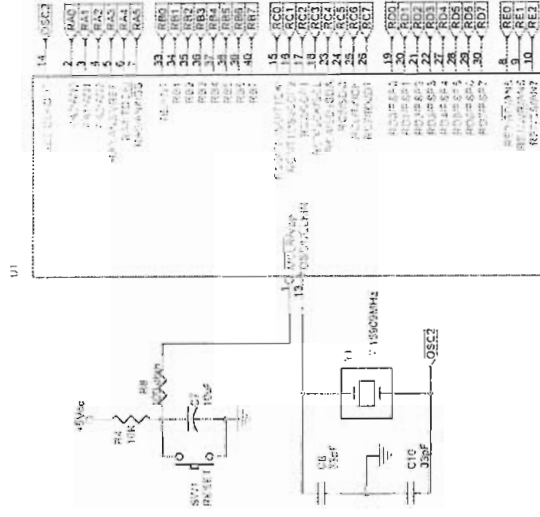
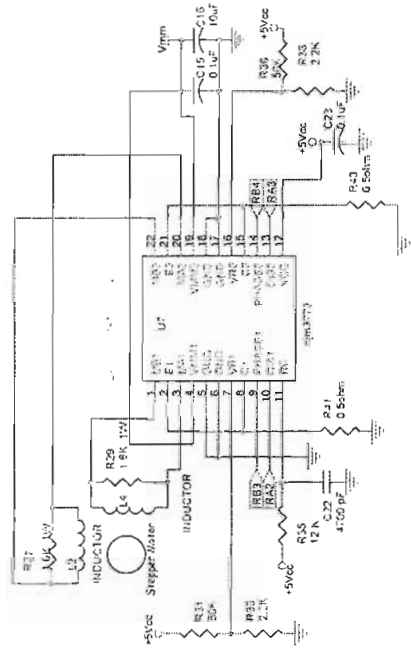
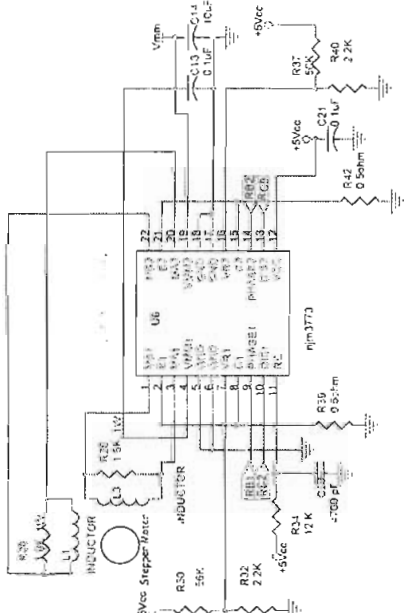
Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura	Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura
6	20	0 224	0 223	0 224	9	1	0 240	0 239	0 239
6	19	0 214	0 212	0 214	9	2	0 238	0 236	0 237
6	18	0 197	0 200	0 197	9	3	0 210	0 209	0 209
6	17	0 197	0 197	0 196	9	4	1 33	1 31	1 33
6	16	1 16	1 15	1 14	9	5	0 233	0 234	0 229
6	15	0 210	0 208	0 209	9	6	1 46	1 46	1 46
6	14	1 35	1 36	1 36	9	7	1 14	1 15	1 15
6	13	1 14	1 14	1 14	9	8	1 2	1 1	1 2
6	12	1 24	1 22	1 23	9	9	1 116	1 117	1 118
6	11	0 222	0 222	0 222	9	10	0 233	0 234	0 233
6	10	0 200	0 204	0 203	9	11	1 72	1 72	1 73
6	9	0 205	0 204	0 205	9	12	1 2	1 3	1 3
6	8	0 222	0 223	0 223	9	13	1 18	1 18	1 19
6	7	1 3	1 4	1 3	9	14	0 186	0 187	0 186
6	6	1 30	1 30	1 28	9	15	1 15	1 15	1 15
6	5	0 237	0 236	0 236	9	16	0 246	0 250	0 250
6	4	0 211	0 210	0 210	9	17	0 234	0 232	0 234
6	3	0 231	0 231	0 234	9	18	0 223	0 223	0 222
6	2	0 220	0 220	0 216	9	19	0 240	0 238	0 239
6	1	0 248	0 246	0 247	9	20	0 214	0 214	0 213
7	1	0 246	0 246	0 247	10	20	0 209	0 210	0 209
7	2	1 3	1 2	1 3	10	19	0 241	0 241	0 241
7	3	0 203	0 204	0 203	10	18	0 246	0 241	0 237
7	4	0 210	0 210	0 210	10	17	0 253	0 248	0 253
7	5	0 230	0 231	0 230	10	16	0 200	0 194	0 200
7	6	0 218	0 216	0 216	10	15	1 10	1 11	1 11
7	7	1 96	1 96	1 98	10	14	0 192	0 194	0 192
7	8	1 38	1 40	1 39	10	13	1 16	1 16	1 16
7	9	1 64	1 64	1 64	10	12	1 150	1 150	1 150
7	10	1 72	1 71	1 72	10	11	1 216	1 216	1 217
7	11	1 38	1 38	1 39	10	10	0 248	0 247	0 248
7	12	1 60	1 59	1 60	10	9	2 37	2 36	2 36
7	13	0 197	0 196	0 196	10	8	1 106	1 108	1 108
7	14	0 247	0 248	0 247	10	7	1 64	1 63	1 63
7	15	1 35	1 36	1 36	10	6	1 38	1 36	1 36
7	16	0 242	0 242	0 242	10	5	0 216	0 216	0 216
7	17	0 214	0 214	0 214	10	4	1 65	1 66	1 64
7	18	0 246	0 246	0 245	10	3	0 194	0 194	0 194
7	19	1 4	1 4	1 5	10	2	0 251	0 252	0 253
7	20	0 231	0 230	0 231	10	1	0 255	0 254	1 0
8	20	0 232	0 233	0 232	11	1	0 220	0 220	0 220
8	19	0 228	0 230	0 227	11	2	0 248	0 249	0 246
8	18	0 190	0 188	0 190	11	3	0 223	0 223	0 222
8	17	0 248	0 253	0 248	11	4	1 28	1 28	1 27
8	16	0 223	0 223	0 222	11	5	0 245	0 244	0 246
8	15	1 14	1 16	1 13	11	6	1 24	1 23	1 23
8	14	0 202	0 194	0 202	11	7	0 204	0 204	0 203
8	13	1 28	1 30	1 30	11	8	1 72	1 75	1 75
8	12	1 24	1 24	1 24	11	9	1 159	1 158	1 158
8	11	1 53	1 53	1 53	11	10	1 162	1 154	1 162
8	10	0 184	0 182	0 183	11	11	1 218	1 216	1 217
8	9	0 183	0 186	0 184	11	12	1 23	1 22	1 24
8	8	1 34	1 36	1 34	11	13	1 40	1 41	1 40
8	7	1 78	1 77	1 79	11	14	1 26	1 26	1 26
8	6	0 190	0 189	0 190	11	15	1 84	1 84	1 84
8	5	0 214	0 213	0 214	11	16	0 220	0 219	0 219
8	4	1 1	1 0	1 1	11	17	0 236	0 236	0 235
8	3	0 218	0 218	0 218	11	18	0 223	0 224	0 223
8	2	0 244	0 245	0 244	11	19	0 247	0 247	0 248
8	1	0 244	0 244	0 244	11	20	0 228	0 227	0 228

Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura	Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura
12	20	1 10	1 11	1 10	15	1	1 8	1 9	1 10
12	19	1 5	1 4	1 0	15	2	0 232	0 232	0 231
12	18	0 210	0 212	0 212	15	3	1 21	1 22	1 22
12	17	0 250	0 250	0 250	15	4	0 230	0 231	0 230
12	16	1 65	1 64	1 64	15	5	1 8	1 8	1 8
12	15	0 219	0 221	0 220	15	6	1 2	1 2	1 2
12	14	1 54	1 52	1 49	15	7	1 1	1 0	0 255
12	13	1 22	1 17	1 21	15	8	0 220	0 217	0 216
12	12	1 16	1 15	1 15	15	9	1 45	1 46	1 45
12	11	1 133	1 132	1 132	15	10	1 81	1 80	1 82
12	10	1 55	1 56	1 55	15	11	0 242	0 241	0 240
12	9	1 76	1 75	1 75	15	12	1 48	1 48	1 48
12	8	1 35	1 35	1 35	15	13	1 32	1 33	1 32
12	7	1 50	1 49	1 50	15	14	1 7	1 5	1 6
12	6	1 6	1 6	1 6	15	15	1 2	1 0	1 0
12	5	1 2	1 2	1 0	15	16	1 51	1 50	1 50
12	4	1 19	1 20	1 22	15	17	0 234	0 234	0 235
12	3	0 238	0 237	0 238	15	18	1 8	1 8	1 8
12	2	0 227	0 227	0 229	15	19	0 247	0 248	0 246
12	1	0 240	0 238	0 238	15	20	0 250	0 247	0 248
13	1	0 223	0 223	0 222	16	20	0 234	0 232	0 235
13	2	1 18	1 17	1 16	16	19	0 246	0 246	0 246
13	3	0 246	0 246	0 246	16	18	1 50	1 50	1 52
13	4	1 16	1 16	1 16	16	17	1 21	1 20	1 21
13	5	1 46	1 46	1 46	16	16	0 239	0 238	0 237
13	6	0 245	0 238	0 244	16	15	1 6	1 6	1 5
13	7	0 189	0 188	0 188	16	14	1 16	1 17	1 16
13	8	1 20	1 20	1 19	16	13	0 243	0 246	0 244
13	9	0 198	0 196	0 195	16	12	1 9	1 10	1 12
13	10	1 92	1 94	1 94	16	11	0 248	0 248	0 246
13	11	1 78	1 79	1 78	16	10	0 247	0 247	0 248
13	12	1 59	1 59	1 59	16	9	1 26	1 24	1 24
13	13				16	8	0 210	0 209	0 208
13	14	0 254	0 250	0 254	16	7	0 223	0 223	0 224
13	15	1 19	1 18	1 17	16	6	1 46	1 46	1 44
13	16	0 230	0 229	0 228	16	5	1 48	1 47	1 50
13	17	1 38	1 39	1 37	16	4	0 235	0 235	0 238
13	18	1 52	1 51	1 53	16	3	0 242	0 243	0 242
13	19	0 252	0 252	0 252	16	2	0 226	0 226	0
13	20	1 30	1 37	1 37	16	1	0 246	0 244	0 226
14	20	0 226	0 226	0 228	17	1	1 11	1 10	1 244
14	19	1 19	1 19	1 20	17	2	0 250	0 250	0 12
14	18	1 16	1 13	1 15	17	3	1 32	1 34	1 250
14	17	0 228	0 230	0 230	17	4	0 242	0 242	0 34
14	16	1 7	1 9	1 8	17	5	0 225	0 223	0 242
14	15	1 27	1 30	1 26	17	6	0 236	0 229	0 226
14	14	1 4	1 2	1 2	17	7	1 16	1 16	1 236
14	13	1 14	1 14	1 13	17	8	0 230	0 233	0 16
14	12	1 82	1 81	1 82	17	9	0 213	0 211	0 230
14	11	1 16	1 16	1 16	17	10	0 241	0 240	0 212
14	10	0 186	0 184	0 186	17	11	0 226	0 225	0 240
14	9	0 235	0 238	0 236	17	12	0 237	0 235	0 226
14	8	0 223	0 222	0 222	17	13	1 2	1 2	1 235
14	7	1 26	1 25	1 26	17	14	0 246	0 246	0 2
14	6	1 62	1 62	1 63	17	15	0 254	0 251	0 246
14	5	1 55	1 55	1 54	17	16	0 247	0 247	0 254
14	4	1 2	1 0	0 255	17	17	0 239	0 238	0 249
14	3	1 12	1 11	1 12	17	18	1 8	1 7	1 238
14	2	0 250	0 250	0 250	17	19	0 249	0 248	0 7
14	1	0 220	0 219	0 219	17	20	1 26	1 25	1 248

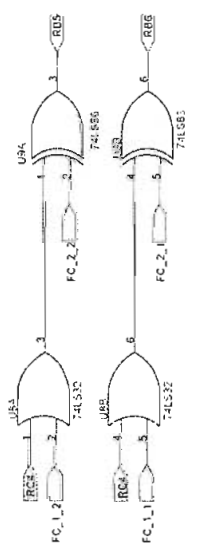
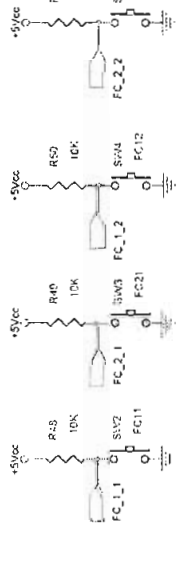
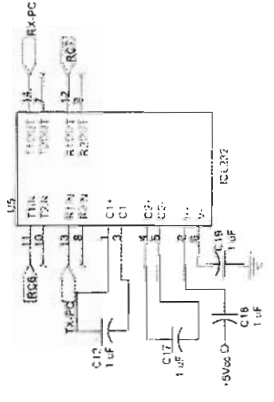
Posición X	Posición Y	Primera Lectura	Segunda Lectura	Tercera Lectura
18	20	0 222	0 222	0 25
18	19	0 236	0 236	0 224
18	18	1 41	1 40	1 235
18	17	1 30	1 29	1 40
18	16	0 240	0 240	0 31
18	15	1 22	1 26	1 239
18	14	1 31	1 30	1 22
18	13	0 250	0 250	0 30
18	12	1 30	1 27	1 249
18	11	1 13	1 12	1 31
18	10	0 215	0 214	0 10
18	9	0 216	0 214	0 213
18	8	0 243	0 244	0 214
18	7	0 236	0 236	0 243
18	6	0 247	0 247	0 242
18	5	1 26	1 24	1 247
18	4	0 240	0 243	0 27
18	3	1 18	1 16	1 242
18	2	1 19	1 20	1 17
18	1	0 250	0 250	0 20
19	1	1 26	1 26	1 250
19	2	0 240	0 238	0 25
19	3	1 39	1 40	1 237
19	4	0 238	0 238	0 38
19	5	0 222	0 222	0 237
19	6	0 247	0 246	0 222
19	7	1 20	1 20	1 246
19	8	0 216	0 215	0 22
19	9	0 211	0 214	0 216
19	10	0 218	0 220	0 212
19	11	0 208	0 208	0 219
19	12	0 251	0 251	0 207
19	13	0 251	0 248	0 251
19	14	1 25	1 25	1 250
19	15	0 242	0 243	0 24
19	16	1 10	1 10	1 242
19	17	0 214	0 212	0 12
19	18	1 19	1 18	1 213
19	19	0 226	0 226	0 18
19	20	1 20	1 18	1 228
20	20	0 206	0 206	0 19
20	19	0 230	0 228	0 204
20	18	0 242	0 242	0 230
20	17	0 252	0 250	0 242
20	16	0 214	0 214	0 250
20	15	1 1	1 0	1 215
20	14	1 9	1 8	1 0
20	13	0 236	0 235	0 8
20	12	1 14	1 12	1 235
20	11	0 241	0 240	0 12
20	10	0 212	0 210	0 240
20	9	0 209	0 208	0 210
20	8	0 220	0 220	0 210
20	7	0 229	0 227	0 218
20	6	0 242	0 241	0 228
20	5	1 12	1 11	1 240
20	4	0 216	0 215	0 12
20	3	0 236	0 237	0 214
20	2	0 249	0 250	0 236
20	1	1 3	1 1	1 249



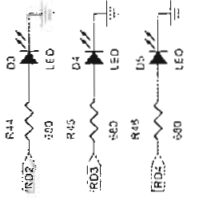
Controladores para Motores Paso a Paso



Transmission Serial uc - PC

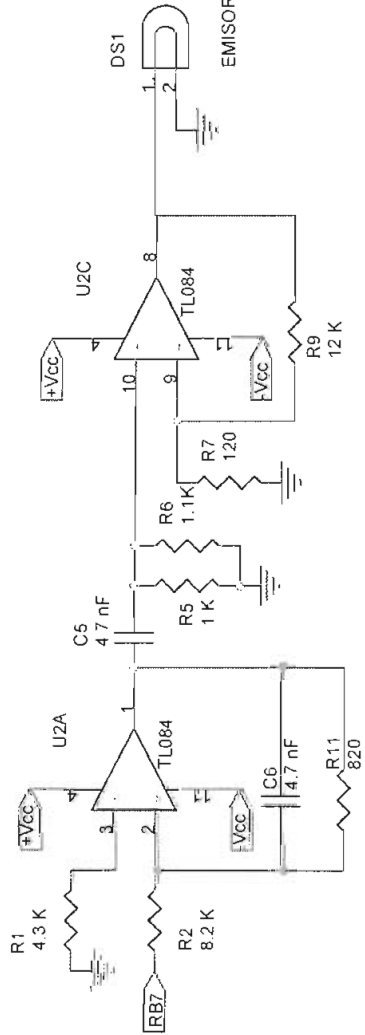


Señales de Final de Carrera

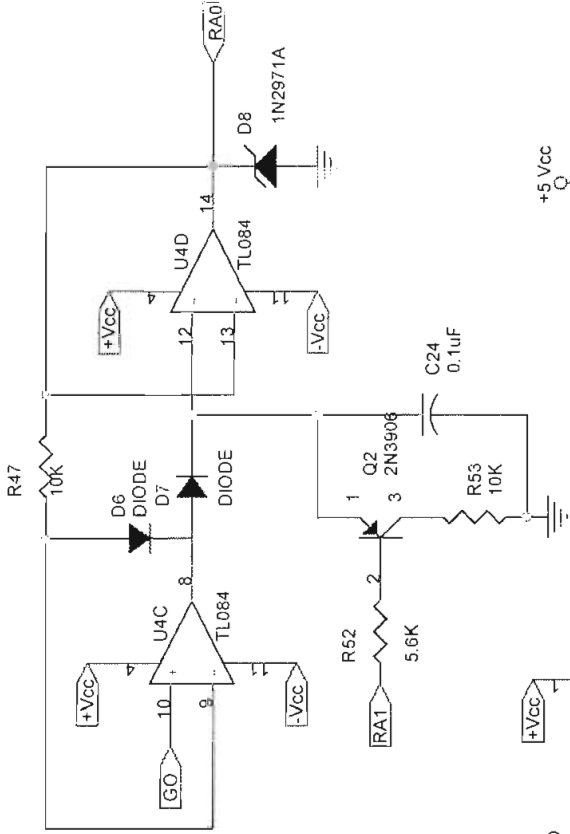


Título	Proyecto para Operar la Impresora de Matras de Superficie		
Autores	Ivonne Alexandra Vásquez - Luis Pérez Mayorga		
Rev.	1	de	1
Fecha	10/2001	Página	1

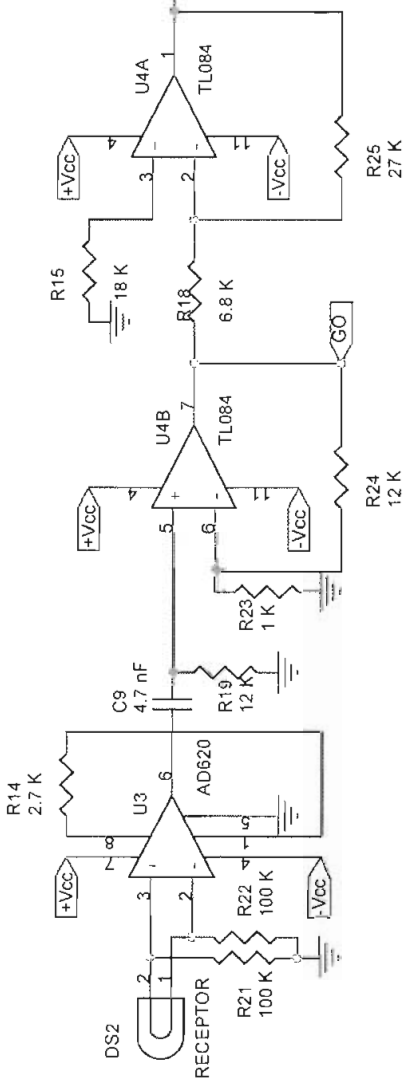
Transmisor de la señal de Ultrasonido



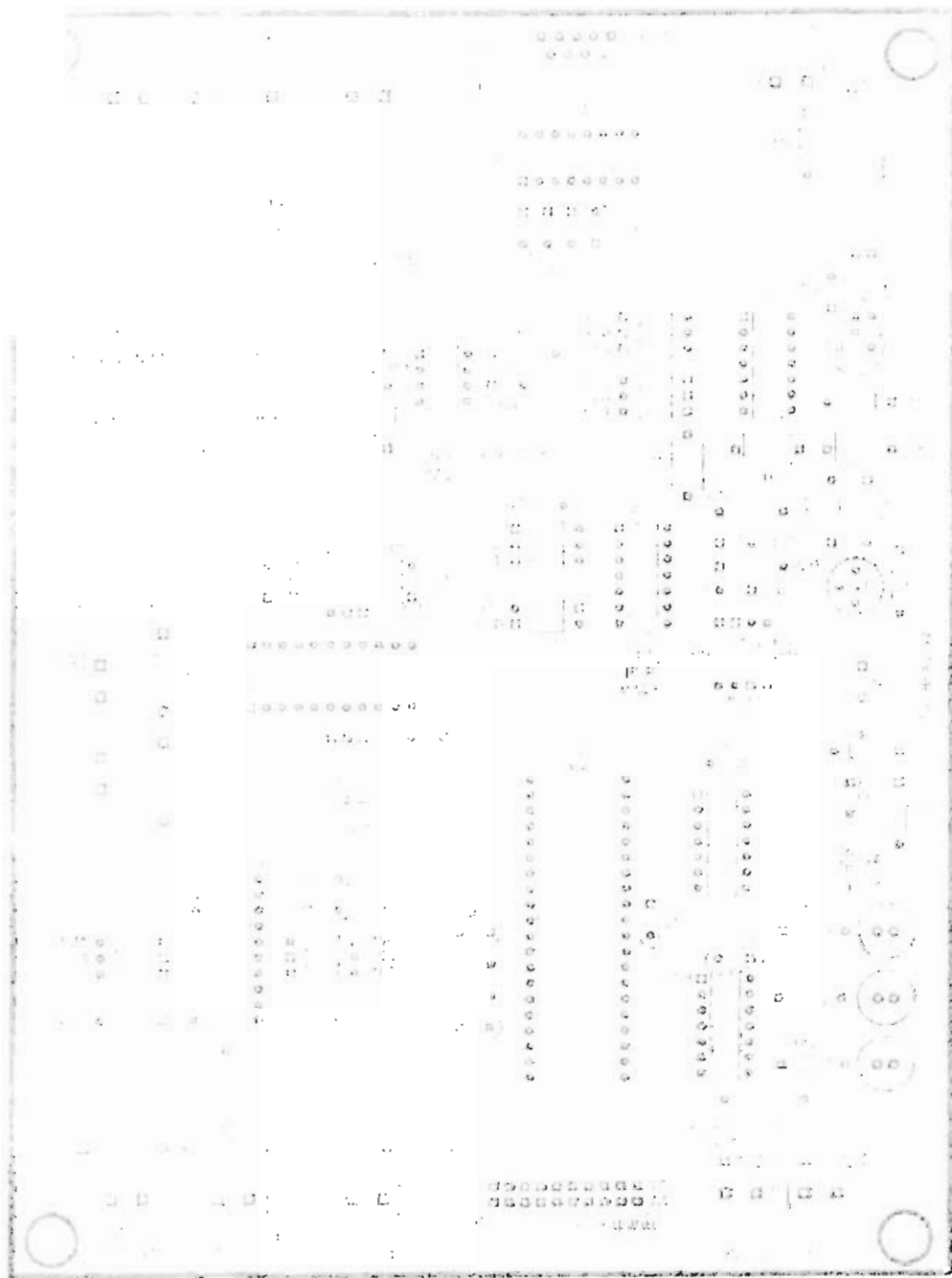
Detector de Picos de Voltaje



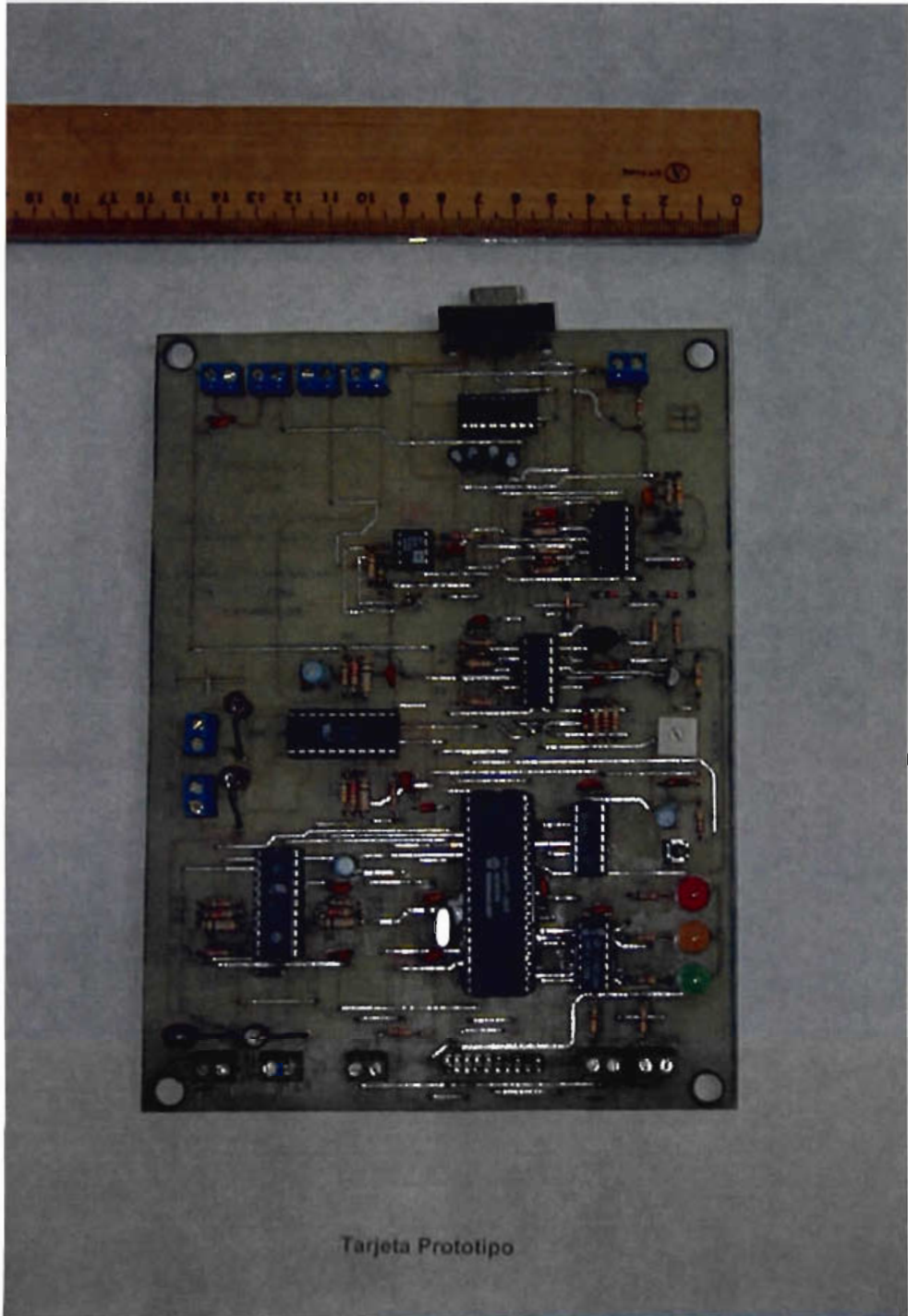
Receptor de la señal de Ultrasonido



Title		Circuitos de Ultrasonido	
Size	A	Document Number	Rev
Date:	Wednesday, January 10, 2001	Sheet	1 of 1



Tarjeta – lado de elementos



Fotografía de la Tarjeta del Prototipo



Muestra de Caliza en la que se realizó el estudio

MANUAL DE USUARIO

MANUAL DE USUARIO

El Prototipo para Optimizar la Interpretación de Sísmica de superficies y su aplicación a Calizas, es un sistema que realiza un barrido de un área determinada, donde en puntos específicos y de acuerdo al modo de trabajo escogido, emite un tren de pulsos ultrasónicos y espera la recepción de la onda reflejada en cada uno de ellos. Para ello realiza un control de posición utilizando un microcontrolador y una interfaz con el computador.

En este manual, además de la lista de características generales, se incluyen los siguientes aspectos:

Cómo instalar el prototipo

Cómo utilizar el software del PC

Cómo usar los diferentes modos de trabajo del sistema

CARACTERISTICAS GENERALES

Dos sensores de ultrasonido: un emisor y un receptor

Dos motores de pasos bipolares

Microcontrolador PIC16F877

Comunicación RS –232 con el computador

Sistema mecánico totalmente desmontable

Pórticos de expansión

Tres modos de trabajo y calibración de sensores

Almacenamiento de datos y reproducción digital de la muestra en estudio

Velocidad de la secuencia de pulsos de los motores de 12 Hz

Entonces, el "Prototipo para Optimizar la Interpretación de Sísmica de Superficie y su aplicación a Calizas", está compuesto por software y hardware que interactúan para obtener los resultados requeridos, a continuación se explica brevemente los pasos que se deben seguir para ponerlo en operación.

INSTALACION

Parte mecánica

La parte mecánica del prototipo, consta de un tanque de muestreo, formado por una mesa plegable

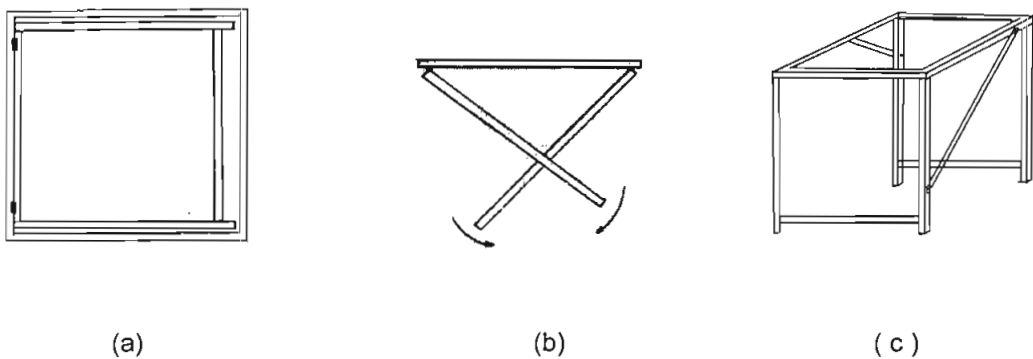


Figura 1 (a) mesa plegada, (b) forma de desplegar los soportes de la mesa, (c) mesa armada completamente

una bandeja inferior,



Figura 2 Bandeja inferior del tanque de muestreo

un carro de desplazamiento vertical

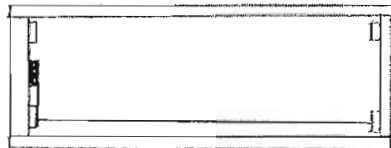


Figura 3 carro de desplazamiento vertical

y un carro de desplazamiento horizontal

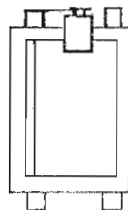


Figura 4 carro de desplazamiento horizontal

Primero se debe desplegar los soportes de la mesa como se muestra en la Figura 1, colocar la bandeja inferior y mediante los reguladores que posee cada pata de la mesa, proceder a nivelar la superficie donde se colocarán los carros de desplazamiento, para esto ayudarse de un nivel y una llave hexagonal.

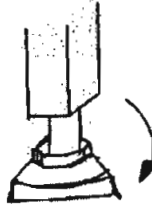


Figura 5. Reguladores de nivel

Colocar los finales de carrera en los lugares correspondientes, dos en la mesa y dos en el carro de desplazamiento vertical.

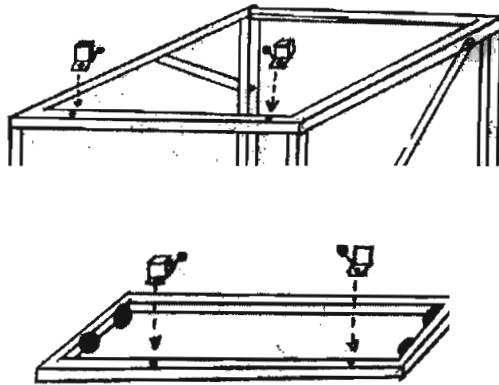


Figura 6 Colocado de los finales de carrera

Instalar los carros sobre la mesa y el módulo electrónico sobre el carro de desplazamiento horizontal, como se muestra en la Figura 7. Luego proceder con la instalación de la parte eléctrica.

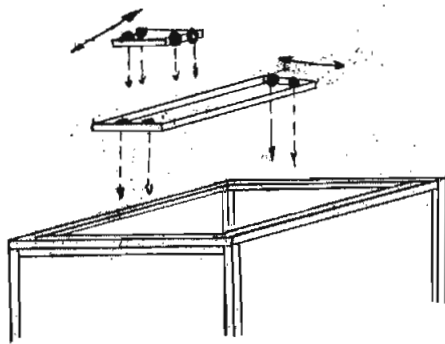


Figura 7 Montaje de los carros de desplazamiento.

Parte electrónica

El sistema utiliza: dos fuentes de +12 V (una para alimentar los circuitos electrónicos de la tarjeta y otra para las bobinas de los motores de pasos), una de -12 V para los circuitos electrónicos de la tarjeta y una de +5V para el microcontrolador.

En el módulo de control están claramente identificados los lugares donde deben conectarse los cables provenientes de las fuentes de alimentación, de los motores y de los finales de carrera.

Los cables de la alimentación tienen señalados sus respectivos niveles de voltaje a los que deben ser conectados.

Software

Para instalar el software de interfaz, se debe seguir el siguiente procedimiento:

1. Asegúrese que en su computador se encuentren instalados los programas LabVIEW versión 5.1 y Matlab versión 5.3.0 10183 (R11)

2. Introduzca el disquete con la etiqueta, **programa** en la ranura correspondiente.
3. Cree en la raíz del disco local C:\ una carpeta con el nombre C:\prueba.
4. Copie dentro de esta carpeta todos los archivos con extensión *.m, *.mat y el archivo tesis2.vi que se encuentren en el disquete, además todos los archivos con extensión *.txt.
5. Descomprima el archivo EXTERNAS.zip dentro de la carpeta C:\Program Files\National Instruments\LabVIEWUSER.LIB y copie el archivo Ddeml.llb dentro de la misma carpeta.

CONTROL DEL FUNCIONAMIENTO

Para asegurarse que el prototipo funcione adecuadamente se debe seguir los siguientes pasos:

- Verificar que el sistema mecánico se encuentre correctamente instalado y que no haya nada que obstaculice los finales de carrera
- Observar que las cadenas de cada uno de los motores se encuentren acoplados perfectamente al piñón respectivo.
- Conectar las fuentes de alimentación, los finales de carrera y los motores de pasos al módulo de control. Verificar que la señal de cada conector corresponda con el del módulo de control.
- Colocar la muestra a ser estudiada en la bandeja inferior del prototipo. Es necesario que la muestra sea totalmente pulida.

- Encienda las fuentes de alimentación y observe que la luz roja del módulo de control esté prendida, esto indica que el sistema está listo para operar. Caso contrario revisar las conexiones del módulo.
- Inicializar el software del computador.
- Borrar toda la información contenida en los archivos *.txt de la carpeta c:\prueba
- Calibrar los sensores.
- Ejecutar el modo de trabajo deseado.

INICIALIZACION DEL SOFTWARE.

Una vez instalada la parte mecánica y electrónica del prototipo, es necesario comenzar con el programa de interfaz, para lo cual se debe buscar el archivo **tesis2.vi** y ejecutar este Virtual Instrument desde LabVIEW. En este momento aparecerá la siguiente pantalla de presentación:

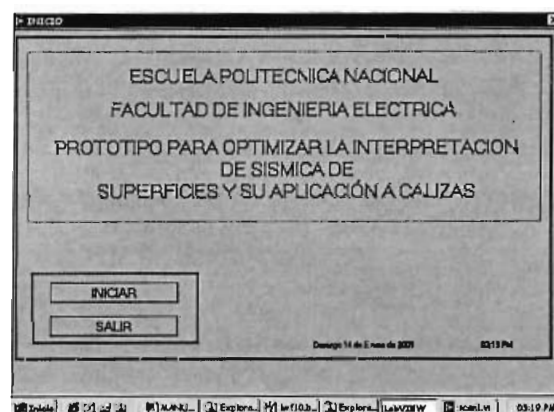


Figura 8. Pantalla inicial del programa

Si desea continuar con el experimento presione el botón **INICIAR**, seguido aparecerá la pantalla **segunda.vi** que contiene el botón de selección del modo de trabajo, indicadores del estado del sistema y botones de INICIAR y TERMINAR, como se muestra en la siguiente figura.

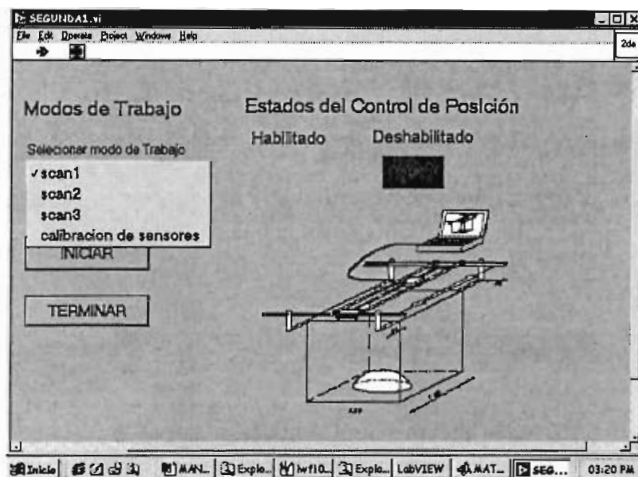


Figura 9 Pantalla *segunda.vi*

Se recomienda comenzar todos los experimentos con la calibración de los sensores, escogiendo en el modo de trabajo, la opción **CALIBRACION DE SENSORES** y presionando el botón **INICIAR**. Aparecerá la siguiente pantalla que indica el tiempo de reflexión¹ y la lectura digital y verdadera de la amplitud de la onda de ultrasonido captada por el receptor.

¹ Tiempo que tarda la señal de ultrasonido en viajar desde el emisor, reflejarse en la superficie de la muestra en estudio y regresar al receptor.

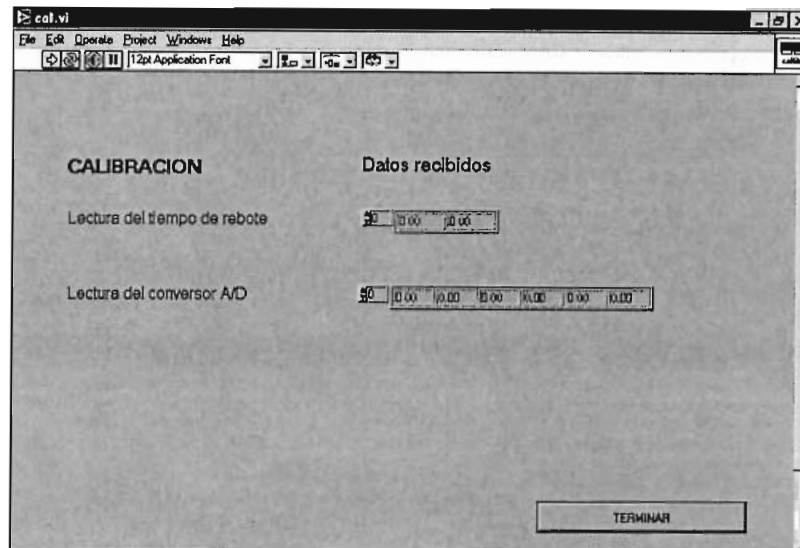


Figura10 Pantalla de la subrutina de calibración de sensores

Luego de terminar con el proceso de calibración, se regresa a la pantalla *segunda.vi* donde ahora se debe escoger el modo de trabajo² que se desea realizar, y continuar con el botón de **INICIAR**. La pantalla que aparecerá, es la correspondiente al modo de trabajo seleccionado y mostrará el valor de los datos adquiridos por el módulo electrónico y transmitidos hacia el computador.

En esta parte del programa se tiene un control para abandonar el experimento, con la limitante que se debe esperar a que termine el barrido horizontal que está realizando en ese momento el sistema y se puede terminar únicamente en cada cambio de línea. Al finalizar cada experimento, o cancelar la secuencia se regresará a la pantalla ***segunda.vi***, desde donde se puede comenzar con otro muestreo o salir del programa.

² Ver capítulo 3 del Proyecto de Titulación “ Prototipo para Optimizar la Interpretación de Sísmica de Superficie y su aplicación a Calizas”.

El resultado de un experimento completo, resulta ser un diagrama en tres dimensiones de la muestra en estudio y una base de los datos recopilados durante todo el Scan.