

710
207



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DETERMINACION DEL MODULO DE
YOUNG MEDIANTE ULTRASONIDO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRONICA)**

P R E S E N T A :

LUIS LOPEZ MARTIN DEL CAMPO

DIRECTOR: ING. MIGUEL ANGEL BAÑUELOS S.



MEXICO, D. F.

1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

DETERMINACIÓN DEL MÓDULO DE YOUNG MEDIANTE ULTRASONIDO

POR

Luis López Martín del Campo

Este trabajo este dedicado a:

Ofelia Salazar de la Liatat,

mis padres,

mis hermanos,

y a mis amigos;

**ya que su apoyo y colaboración fueron
fundamentales para la realización de
mi preparación académica**

AGRADECIMIENTOS

Se agradece de forma especial:

al Dr. Abraham Biaz, director del Grupo Dinámica de Suelos por su apoyo durante la realización del presente trabajo,

a SEAPA por el financiamiento concedido,

al Laboratorio de Electrónica del Centro de Instrumentos por permitir el uso de sus instalaciones,

al Ing. Luis López Flores por su invaluable colaboración,

y al Ing. Miguel Ángel Salinas Saucedo por sus buenas ideas, su paciencia y su apoyo.

México, D.F., Enero de 1999

TESIS

COMPLETA

DETERMINACIÓN DEL MÓDULO DE YOUNG MEDIANTE ULTRASONIDO

POR

Luis López Martín del Campo

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF MEDICAL HISTORY

1950-1951

Este trabajo esta dedicado a:

Ofelia Salazar de la Linares,

mis padres,

mis hermanos,

y a mis amigos;

**ya que su apoyo y colaboración fueron
fundamentales para la realización de
mi preparación académica**

Faint, illegible text, possibly bleed-through from the reverse side of the page.

AGRADECIMIENTOS

Se agradece de forma especial:

al Dr. Abraham Díaz, director del Grupo Sindical de Sueños por su apoyo durante la realización del presente trabajo,

a SEAPA por el financiamiento concedido,

al Laboratorio de Electrónica del Centro de Instrumentos por permitir el uso de sus instalaciones,

al Ing. Luis López Flores por su invaluable colaboración,

y al Ing. Miguel Ángel Bofueros Saucedo por sus buenas ideas, su paciencia y su apoyo.

México, D.F., Enero de 1966

DETERMINACIÓN DEL MÓDULO DE YOUNG MEDIANTE ULTRASONIDO

CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1. Objetivos y alcances del proyecto:	2
1.2. Fenómeno de ultrasonido	5
Principios	5
Ondas Longitudinales	5
Ondas Transversales	6
Ondas de Rayleigh	7
Ondas de Lamb	8
Aplicaciones	11
Medición e instrumentación	11
Potencia	13
2. PROPIEDADES ELÁSTICAS DE MATERIALES	15
3. ANÁLISIS PARA DETERMINAR EL TIEMPO DE VUELO	19
3.1. Distintos métodos para conocer el tiempo de vuelo	19
3.2. Método empleado para detectar el tiempo de vuelo	24
4. DESARROLLO DEL EQUIPO	29
4.1. Elementos piezoeléctricos y medio en estudio	34
4.2. Generador de pulso	36
4.3. Amplificador del receptor	40
4.4. Sistema de adquisición de datos	52
4.5. Programa de captura	55
4.6. Programa de correlación	63
5. RESULTADOS	75
6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	85
Apéndice A. Especificaciones técnicas del generador de pulso	97
Apéndice B. Especificaciones técnicas del acondicionador de señales	93
Apéndice C. Costo del prototipo	101
REFERENCIAS	103

Interacción en el medio de forma mediante ultrasonido

Último trimestre de 1992 hasta mediados de 1994, desarrollé los acondicionadores electrónicos de señal para los transductores del equipo [1],[2]. El fin de dicho trabajo fue preparar el equipo para su automatización y puesta en marcha en un intensivo programa de ensayos para suelos de la ciudad de México [3].

Con base en la experiencia adquirida de la interacción con el equipo de trabajo y de la familiarización con los instrumentos del Laboratorio de Dinámica de Suelos, surgió la inquietud de desarrollar un equipo que permitiera conocer algunas propiedades elásticas del medio en estudio de forma rápida, práctica y no destructiva; a manera de proyecto o desarrollar como tema de tesis para licenciatura [4].

Con esta base se plantearon los siguientes

1.1. Objetivos y alcances del proyecto:

- A. Desarrollar un sistema electrónico, controlado por una computadora personal, que utilizando cristales piezoeléctricos permita generar y recibir ondas ultrasónicas, para determinar la velocidad longitudinal y/o transversal de propagación en un material en estudio -preferentemente arena-. Con estas velocidades será posible calcular respectivamente el módulo elástico de Young (E) y el módulo de esfuerzo cortante (G), así como la relación de Poisson ν del material.

Estas propiedades elásticas son importantes para la caracterización de materiales sólidos y permiten determinar entre otras propiedades su deformabilidad.

El uso de una computadora personal (PC) en el proyecto es justificable por el hecho de que existen gran variedad de lenguajes de programación para esta plataforma a bajo costo, con uso de operaciones de punto flotante. Además, existe la posibilidad de crear una interfaz física a través de puerto serial, puerto paralelo o por el BUS del sistema; una interfaz con el usuario mediante el monitor y teclado de la computadora, y cuenta con unidades de

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

La investigación en dinámica de suelos es un área de la ingeniería civil que hace uso de sofisticados equipos de prueba para caracterizar muestras de suelo. Estos equipos requieren de delicados procesos de calibración y de una compleja preparación de las pruebas. Uno de estos, denominado "columna resonante", se utiliza para realizar ensayos dinámicos sobre probetas de arcilla, extraída del subsuelo en tubos metálicos. Este equipo es ampliamente aceptado en la investigación de mecánica de suelos, debido a que permite determinar algunas propiedades estáticas y dinámicas del medio en estudio, con el control de suficientes variables físicas, como la presión, la frecuencia y amplitud de la excitación, tanto en forma longitudinal como en torsional. Permite determinar propiedades relacionadas a la resistencia mecánica a los esfuerzos y contenido de agua, entre otras.

Los resultados que se obtienen de las pruebas con este equipo tienen alto grado de confiabilidad, pero con el inconveniente de que las pruebas requieren de una atención constante del operador durante un lapso (que puede durar hasta dos semanas con la posibilidad de que la prueba fracase por problemas técnicos o humanos). Además los datos generados requieren de algunas horas de análisis para proporcionar un resultado. Por otro lado, el costo de una columna resonante se estima alrededor de cien mil dólares americanos, lo cual impide que muchos laboratorios la adquieran prácticamente.

El Laboratorio de Dinámica de Suelos, ubicado en la DEPE¹, cuenta con una columna resonante, para la cual, un equipo de estudiantes de ingeniería electrónica (dentro del cual se encuentra el autor de este trabajo), a partir del

¹ División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería, UNAM

último trimestre de 1992 hasta mediados de 1994, desarrollé los acondicionadores electrónicos de señal para los transductores del equipo(1),(2). El fin de dicho trabajo fue preparar el equipo para su automatización y puesta en marcha en un intensivo programa de ensayos para suelos de la ciudad de México(3).

Con base en la experiencia adquirida de la interacción con el equipo de trabajo y de la familiarización con los instrumentos del Laboratorio de Dinámica de Suelos, surgió la inquietud de desarrollar un equipo que permitiera conocer algunas propiedades elásticas del medio en estudio de forma rápida, práctica y no destructiva; a manera de proyecto a desarrollar como tema de tesis para licenciatura (4).

Con esta base se plantearon los siguientes

1.1. Objetivos y alcances del proyecto:

- A. Desarrollar un sistema electrónico, controlado por una computadora personal, que utilizando cristales piezoeléctricos permita generar y recibir ondas ultrasónicas, para determinar la velocidad longitudinal y/o transversal de propagación en un material en estudio -preferentemente arcilla-. Con estas velocidades será posible calcular respectivamente el módulo elástico de Young (E) y el módulo de esfuerzo cortante (G), así como la relación de Poisson ν del material.

Estas propiedades elásticas son importantes para la caracterización de materiales sólidos y permiten determinar entre otras propiedades su deformabilidad.

El uso de una computadora personal (PC) en el proyecto es justificable por el hecho de que existen gran variedad de lenguajes de programación para esta plataforma a bajo costo, con uso de operaciones de punto flotante. Además, existe la posibilidad de crear una interfaz física a través de puerto serial, puerto paralelo o por el BUS del sistema; una interfaz con el usuario mediante el monitor y teclado de la computadora, y cuenta con unidades de

almacenamiento temporal y permanente. No se eligió el uso de un microcontrolador como el MC11 o MC16 de Motorola[®] o el 8031 de Intel[®], ya que requieren todo un proceso de diseño y desarrollo para tratar de emular las ventajas mencionadas de una computadora personal, lo cual puede considerarse, a juicio del autor, otro tema para tesis. Por último, el uso de una computadora se justifica desde el momento en que el sistema puede ser transportable a cualquier otra computadora y puede perfeccionarse y actualizarse la programación en cualquier momento.

El uso de cristales piezoeléctricos para el manejo de señales ultrasónicas es el más generalizado. Esto se debe a que un cristal de este tipo al ser excitado con una señal eléctrica reacciona con una deformación mecánica y viceversa, al ser deformado por un esfuerzo genera una señal eléctrica. Así, un transmisor piezoeléctrico puede en su momento funcionar como receptor, que entregue señales eléctricas, las cuales pueden ser amplificadas y procesadas electrónicamente.

- B. Para asegurar una precisión aceptable deberán revisarse los distintos métodos para el manejo de la señales ultrasónicas, así como las técnicas para determinar el tiempo de vuelo.
- C. Se aprovechará la capacidad de procesamiento de la computadora personal utilizada en el control, para poder determinar el tiempo de vuelo de una señal propagándose por una muestra en estudio, y se presentará en pantalla el resultado del procesamiento y la velocidad de propagación. Esto se realice con el propósito de proporcionar al usuario la mayor parte del control en la prueba y procesamiento de datos, mediante el teclado de la computadora.

El equipo propuesto proporcionará las siguientes ventajas:

- permite pruebas no destructivas, ya que el nivel de deformación que somete

Características del equipo de onda acústica ultrasónica

- al medio en estudio es menor a un punto porcentual¹,
- la calibración no requiere de procesos complicados, debido a que los resultados obtenidos son dependientes del material en estudio y no de los elementos transductores y
- permite efectuar pruebas de fácil preparación y rápida aplicación.

Además, para pruebas en suelo se identificaron las siguientes ventajas:

Se pueden realizar pruebas sin destruir por completo una muestra de suelo, únicamente se requiere un corte de cuando más 10 milímetros de espesor, lo cual representa en la mayoría de las muestras un tamaño menor al 5% de la longitud total. Para el manejo de señales ultrasónicas se limita la longitud máxima en pos de evitar demasiada atenuación, pero la mínima longitud está limitada por la resolución del sistema electrónico de detección y procesamiento utilizado, por ello se estima suficiente 10 milímetros como longitud de corte.

Las pruebas realizadas requieren de menor tiempo para el análisis de los datos, que un equipo de columna resonante. Por que el único parámetro que se obtiene con este equipo es la velocidad de propagación. La longitud puede ser medida en forma sencilla y la densidad de masa de la muestra se determina con procedimientos convencionales de laboratorio.

El desarrollo de este equipo se describe en este escrito, y la información es organizada de la siguiente manera: inmediatamente se proporciona información básica sobre ultrasónica y sus aplicaciones; el capítulo 2 describe las propiedades elásticas de sólidos, que son el interés primordial del proyecto; el capítulo 3 hace un tratamiento sobre los distintos métodos posibles para procesar señales ultrasónicas y sobre la elección del método utilizado en el proyecto. Hasta este punto se encuentra la información que fue necesaria para poder comenzar el desarrollo del sistema.

¹ Comunicación personal con el Dr. Abraham Díaz, Director del Grupo Dinámica de Suelos.

El capítulo 4 es una descripción del equipo en sus componentes principales: los transductores, la circuitería y la programación. El capítulo 5 es una recopilación de resultados con distintos materiales y sus observaciones. Las conclusiones y recomendaciones propuestas se presentan en el capítulo 6 y finalmente se incluyen dos apéndices con especificaciones técnicas de los componentes principales, un apéndice con el costo estimativo del equipo y una lista de referencias, con base en las cuales fue posible el desarrollo de este trabajo.

1.2. Fenómeno de ultrasonido

Principios

Se considera ultrasonido a cualquier vibración mecánica que, en términos de esfuerzo, se propaga por un medio continuo con frecuencia de oscilación superior a la máxima audible por el oído humano; por convención, el valor de la frecuencia es superior a los veinte kilo Hertz. Se caracteriza por su longitud de onda que va desde decenas de micras hasta decenas de milímetros. Esta vibración (o conjunto de ondas) puede no estar compuesta de una sola frecuencia. De acuerdo a la forma en que transitan dichas ondas, depende su velocidad de propagación en el medio. Existen, así, cuatro formas de propagación de las ondas ultrasónicas, ellas son: las ondas longitudinales, las transversales o cortantes, las de Rayleigh o superficiales y las de Lamb [6]. A continuación se describe cada tipo de onda.

Ondas Longitudinales:

Las ondas longitudinales alternan compresión y tensión en las moléculas del medio en la dirección en la que se propagan, lo hacen tanto en sólidos, como en líquidos y gases, la compresión empuja las moléculas adyacentes en contra de las fuerzas elásticas que las separan y la tensión separa las moléculas en contra de las fuerzas que tratan de restaurar la posición. En la Fig. 1.1 se indica la forma en que se propagan estas ondas. Este tipo de ondas son las que se generan al hablar y son ampliamente utilizadas en sistemas de medición y potencia, por

Atenuación de un pulso de larga duración ultrasonido

dos razones: con las que se propagan a mayor velocidad en el medio y con las más fáciles de detectar.

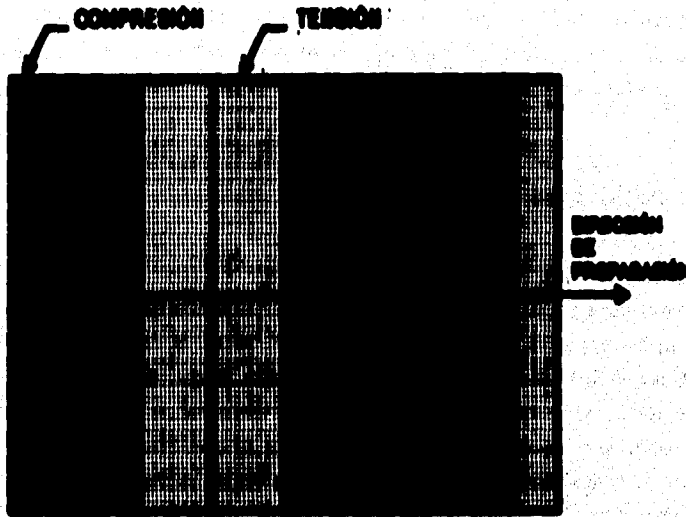


Fig. 1.1 Onda longitudinal

Ondas Transversales:

Estas ondas se caracterizan por que la compresión y tensión de las partículas del medio se realiza en forma perpendicular a la trayectoria de propagación; además, sólo se presentan en sólidos y delgadas películas de líquidos. En la Fig. 1.2 se muestra la forma de propagación de estas ondas. Son usadas, entre otras aplicaciones, para verificar soldaduras. En algunas ocasiones es más conveniente utilizar estas ondas sobre las longitudinales en sólidos saturados de agua, ya que en el segundo caso puede registrarse, equivocadamente, la velocidad de propagación en el agua como la velocidad de propagación longitudinal

en el sólido en conjunto,

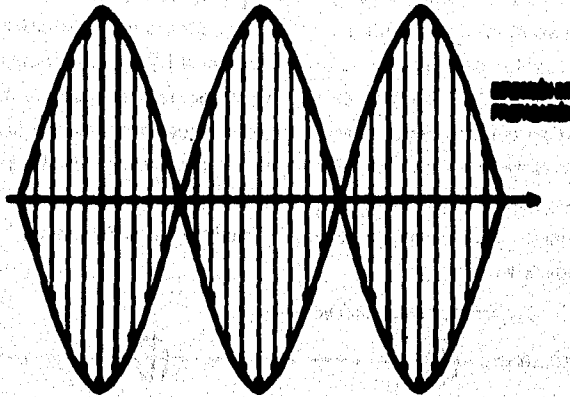


Fig. 1.2 Ondas de corte

Ondas de Rayleigh:

Cuando se pretende generar una onda longitudinal empujando y jalando en la superficie de un sólido limitado por aire, se generan ondas de corte perpendiculares a la superficie; estas ondas de corte sufren un desbalance debido a que viajan a través de un medio discontinuo. Este desbalance es, por un lado, con las fuerzas elásticas del sólido, y por el otro, con las casi inexistentes fuerzas de cohesión entre las moléculas del gas. En consecuencia, las ondas superficiales presentarán movimientos longitudinales y transversales de modo que cada partícula se mueve según una trayectoria elíptica en tanto que la onda pase por ella. Estas ondas se denominan superficiales, ya que a medida que aumenta la profundidad en el material, su amplitud disminuye. En la Fig. 1.3 se indica la forma de propagación de estas ondas.

Este tipo de ondas, asociadas a mayores amplitudes de vibración, han sido ampliamente estudiadas por sísmólogos debido a que son ocasionadas por los terremotos. La longitud de estas ondas es significativamente menor comparada con

Esparcimiento del modo de Young mediante ultrasonido

al espesor del material sobre el que viajan. Su velocidad de propagación se acerca al 90 o 95 por ciento de la velocidad de la onda de corte en el material. Por ejemplo, para el acero $v_1=5850$ m/s, $v_2=3230$ m/s y $v_3=2800$ m/s y para el aluminio $v_1=6260$ m/s, $v_2=3000$ m/s y $v_3=2800$ m/s; siendo v_1 la velocidad de la onda longitudinal, v_2 la velocidad de la onda transversal y v_3 la velocidad de la onda de Rayleigh. Este tipo de ondas es útil para realizar pruebas de inspección en materiales; dado que son ondas esencialmente bidimensionales, la atenuación que sufren para cierto material es menor que la de corte o longitudinal, y como pueden viajar por los bordes y esquinas del objeto, suelen ser usadas para verificar formas complicadas, y detectar fracturas o defectos en la superficie o muy cercanos a ella.

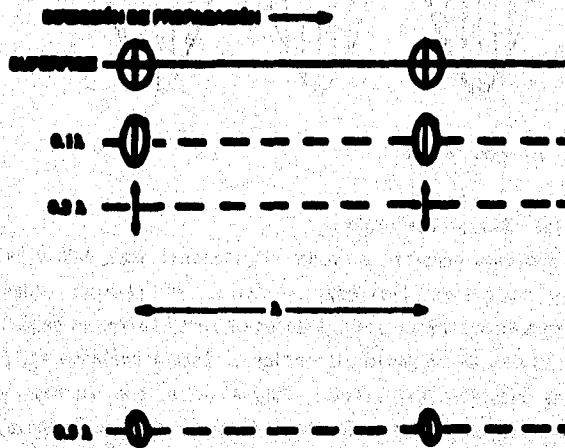


Fig. 1.8 Onda de Rayleigh

Ondas de Lamb:

Cuando se originan ondas acústicas en un conjunto de láminas, en una barra relativamente delgada o en una placa, una vibración compleja ocurre en todo el espesor del material; las características de su transmisión dependen del espesor de placa, la longitud de onda y el tipo de sólido, y se propagan en un modo

parecido al de las de ondas electromagnéticas en una guía de onda. H. Lamb dedujo en 1917 las relaciones para este tipo de ondas, lo cual fue el motivo para que sean nombradas ondas de Lamb. Tales ondas existen en muchos modos complejos de movimiento; su velocidad depende del material en el que viajen y la relación de la longitud de onda al espesor de la placa, aún con un modo bastante sencillo de vibración, se presenta una extraña serie de movimientos de las partículas. Ese movimiento ocurre por todas partes del material, las partículas trazan elipses y puede existir simetría parcial alrededor del centro de la guía de la onda. En la Fig. 1.4 se muestra la forma de propagación de estas ondas.

Las investigaciones sísmicas de ondas superficiales han demostrado que las ondas de Rayleigh raramente se presentan así. En algunas ondas superficiales las partículas vibran únicamente a lo largo de una trayectoria perpendicular a la dirección de propagación, tal como la hace una onda de corte; en otras vibran sólo a lo largo de caminos paralelos a la trayectoria del frente de onda; y generalmente, cualquier onda superficial consta de muchos tipos de la onda, llegando en tiempos distintos, con amplitudes distintas, y en proporciones variables.

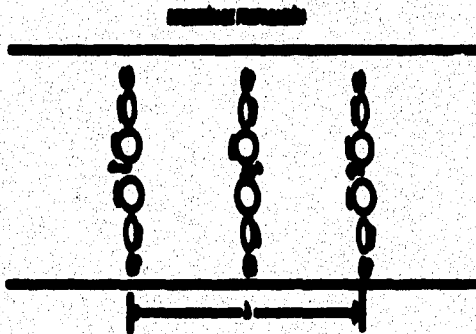


Fig. 1.4 Ondas de Lamb

No existe (a la fecha de publicación del material de Goldman [1]), ni se encontró

alguna bibliografía más reciente) algún estudio experimental que describa el movimiento real de partículas concerniente con la generación y propagación de las ondas superficiales (Rayleigh) o las ondas de Lamb. Lo estudiado hasta el momento está basado en conjeturas; además, según Goldman [1], en la gran cantidad pruebas que se han realizado no se ha encontrado una utilidad práctica para las ondas tipo Lamb.

Aplicaciones:

Las vibraciones de ultrasonido tienen básicamente dos aplicaciones tanto en la industria, como en la investigación; ellas son: en el área de la medición de propiedades y verificación de materiales, y, lo otro, en el área de potencia [8].

Medición e instrumentación:

Esta es el área donde la utilidad del ultrasonido es superior a otras técnicas por las siguientes ventajas que proporciona:

Permite realizar pruebas no destructivas, por que los niveles de deformación aplicados al medio en estudio son menores al 1%.
Ensayos rápidos y sencillos de preparar, debido a que la aplicación y detección es virtualmente instantánea, en algunos casos el procesamiento de las señales se realiza en tiempo real.
Los transductores no se encuentran expuestos a graves interferencias mecánicas o electromagnéticas en la pruebas más comunes. El uso de transductores piezoeléctricos de contacto tiene la ventaja de que presentan muy poca sensibilidad a interferencias electromagnéticas y poca sensibilidad mecánica en direcciones ajenas a la cara del sensor.

FIGURA 1.1. Ventajas de las pruebas ultrasónicas.

Es necesario mencionar que el rango de frecuencias usadas en pruebas ultrasónicas se acota entre los 100 kHz y los 100 MHz. Aún cuando el ultrasonido tiene mucha semejanza al sonido, su longitud de onda es mucho más pequeña. Esto se traduce en el hecho de que puede reflejarse en superficies lo suficientemente pequeñas, tales como los defectos internos en materiales. Esta característica propicia que

Determinación del módulo de Young mediante ultrasonido

el ultrasonido sea útil para las pruebas no destructivas en materiales.

Entre las muchas aplicaciones dentro de la verificación y medición con base en ultrasonido se encuentran las siguientes.

Termometría en flujos líquidos y gaseosos, y en altos hornos [7],
Detección de Salmonela en huevos de gallina mediante técnicas de resonancia.
Determinación de densidad y porosidad, por técnicas de resonancia y de no resonancia. Densidad de fluidos y determinación de gaste en tuberías,
Detección de presencia o ausencia de objetos. Medición del espesor con técnicas de reflexión y transmisión. Niveles de líquidos y sólidos. Medición de distancias y determinación de posición. Presencia de burbujas y partículas,
Determinación de propiedades elásticas,
Pruebas no destructivas: fracturas, defectos, incrustaciones, no homogeneidad, anisotropía y textura, tamaño de grano en metales, fase y microestructura, emisiones acústicas, creación de imágenes con base en patrones, holografía y necroscopia,
Aplicaciones especiales: medición de propiedades de transporte (como viscosidad y conductividad térmica), presión, fuerza, vibración, aceleración, esfuerzo, tenacidad, composición y sensores de ondas acústicas superficiales.

Tabla 1.2 Aplicaciones del ultrasonido en el área de medición e instrumentación

Potencia:

En el área de energía ultrasónica de alta potencia el interés se enfoca en producir cambios notables en materiales, al contrario de lo que se espera realizar en la instrumentación y verificación con ultrasonido.

La energía de las vibraciones puede ser aplicada a gases, líquidos y sólidos. Esta energía aplicada en gases permite concentrar polvos; en sólidos suele utilizarse para mechar y soldar; en líquidos se emplea para emulsificar y mezclar sustancias o limpiar sólidos inmersos, generando cavitación en el líquido.

Dado que los fluidos tienen poca resistencia al corte, el único tipo de onda importante en este medio es la onda longitudinal. En un medio relativamente infinito, tal como el mar o un tanque delimitado con material sumamente absorbente, en el que viaja una onda de vibración, no existen efectos de interferencia, y en cualquier punto por el eje de propagación las compresiones y tensiones viajan con un ritmo constante. Sin embargo, en un tanque con paredes reflejantes -el caso más usual- la interferencia ocurre entre la energía reflejada desde las paredes y la energía producida por el transductor ultrasónico. Las ondas están manifestadas de tal modo que en puntos específicos en el tanque, separados por media longitud de onda, la presión varía ocasionalmente entre ellos, mientras que en todos los otros puntos la presión varía desde valores positivos (compresión) a valores negativos (tensión) dependiendo de las constantes del sistema. Estas oscilaciones pueden tener una amplitud casi nula en el caso de anti-resonancia, o una gran amplitud para la resonancia. Los puntos en los cuales los cambios de presión son nulos se designan como los nodos, pero en una onda de viaje en el que el movimiento de las perturbaciones a lo largo del eje lleva el líquido o cualquier sustancia suspendida consigo, de lugar a lo que se refiere como un "viento acústico." Este tiene asociada una presión, la cual se puede medir y cuyo valor tiene una relación definida con la energía del haz; en consecuencia, se tiene un método de determinación de la energía. Se da el caso en que la energía suministrada es una onda de viaje se suma a la energía reflejada y se logran amplitudes muy altas, teniendo en consecuencia tensiones que dilatarán los elementos del fluido de modo tan

Separación del aceite de forma mediante ultrasonidos

violento que se separan (cavitación) y se disipa la energía en forma de calor.

2. PROPIEDADES ELÁSTICAS DE MATERIALES

El objetivo primario de este trabajo es conocer mediante ultrasonido el módulo de Young o el módulo de esfuerzo cortante, estas módulos son propiedades importantes de los materiales sólidos.

El módulo de Young (E), también conocido como módulo de elasticidad, es un índice, en unidades de presión, mediante el cual se puede determinar la deformación elástica que puede sufrir un material sometido a esfuerzo mecánico, antes de que esta deformación sea plástica (o permanente). Una deformación elástica es aquella aplicada a un material, al cual restituye su geometría original una vez suprimido el esfuerzo actuante. El concreto es un buen ejemplo de un material con alto módulo de elasticidad.

El módulo de esfuerzo cortante (G) es un índice en unidades de presión, que indica la oposición de un material a ser deformado por una fuerza de corte, como ejemplo de un material muy resistente a esfuerzos cortantes se puede mencionar a los materiales cerámicos, y un material con baja resistencia a los esfuerzos cortantes es la mantequilla a la temperatura ambiente.

La relación de Poisson (ν) es un índice que se calcula con base en la velocidad transversal y longitudinal de propagación del medio en estudio, e indica que relación existe entre la deformación en la cual actúa el módulo E y aquella en la que interviene el módulo G .

La investigación de la dinámica de suelos se relaciona con la determinación de estos módulos y otras propiedades elásticas con el fin de caracterizar al subsuelo en estudio. La información resultante se relaciona con el comportamiento de un tipo de suelo a las cargas estáticas y dinámicas, así como la respuesta de éste a movimientos sísmicos; de ahí, surge la importancia de

Determinación del módulo de Young mediante vibraciones

determinar estas propiedades y así poder asegurar la estabilidad de las estructuras construidas en dicho subsuelo.

Con base en las velocidades de propagación de vibraciones sobre un medio en estudio existen tres ecuaciones para determinar el módulo de Young, el módulo de esfuerzo cortante y la relación de Poisson en un medio apto $(0), (0)$, estas son:

$$E = v_t^2 \rho \frac{(1+\sigma)(1-2\sigma)}{(1-\sigma)} \quad (2.1)$$

$$G = v_t^2 \rho \quad (2.2)$$

$$\sigma = \frac{1-2\left(\frac{v_t}{v_l}\right)^2}{2-2\left(\frac{v_t}{v_l}\right)^2} \quad (2.3)$$

donde (v_t) es la velocidad transversal, (v_l) es la velocidad longitudinal, (σ) es la relación de Poisson y (ρ) es la densidad de masa del medio de propagación. Bado que la densidad se pueda conocer con métodos convencionales de laboratorio, el problema que se enfrenta es determinar las velocidades de propagación. Como la longitud de la trayectoria que recorre la vibración se puede medir, resta conocer el denominado tiempo de vuelo (es decir, el tiempo de tránsito o tiempo de propagación de las vibraciones) para aplicar las siguientes ecuaciones:

$$v_l = \frac{T}{\tau_l} \quad (2.4)$$

$$v_t = \frac{T}{\tau_t} \quad (2.5)$$

donde τ_l es el tiempo de vuelo de la onda longitudinal, τ_t es el tiempo de vuelo de la onda transversal y T es la longitud de la trayectoria que recorre la

vibración ultrasónica. El problema a resolver es determinar el tiempo de propagación en el medio de la vibración longitudinal y transversal; esta es la variable que se tratará de determinar mediante el equipo desarrollado. En el siguiente capítulo se describe el método utilizado para la determinación del tiempo de vuelo.

Reorganización del edificio de Nueva escuela ultramarina

3. ANÁLISIS PARA DETERMINAR EL TIEMPO DE VUELO

Tiempo de vuelo es un concepto utilizado en la tecnología de transmisión y recepción de señales, sean éstas de ultrasonido e electromagnéticas, mediante las cuales se desea realizar una medición o detección, y se entiende como el tiempo que tarda una señal en viajar por una trayectoria, desde que es emitida hasta que arriba al punto donde será detectada.

3.1. Distintos métodos para conocer el tiempo de vuelo

El manejo y detección de las señales ultrasónicas implica dos aspectos básicos, cuyas características están relacionadas estrechamente entre sí: el método para la detección y el equipo de generación y detección. Esto se debe a que el uso de cierto método exige algún equipo específico, y viceversa.

En el aspecto del equipo de detección se encuentra lo relacionado a los transductores y su disposición. Para la disposición existen dos técnicas generales ampliamente utilizadas: la técnica de pulso-eco y la técnica de transmisor y receptor. La primera de ellas es utilizada en pruebas en las que el material estudiado sólo puede ser visto por una de las caras paralelas, o en pruebas en las que las condiciones físicas del material permiten su uso. En la Fig. 3.1 se muestra un boceto de la disposición pulso-eco. Esta técnica tiene la ventaja de que sólo usa un transductor lo cual disminuye su costo, pero por otro lado la señal ultrasónica tiene que viajar dos veces por la trayectoria para poder ser recibida por el elemento sensor que funciona como transmisor de esta vibración. Por esta razón la atenuación y dispersión se incrementa drásticamente.

La otra técnica requiere que se pueda tener acceso a caras parciales y opuestas del material en estudio, y necesita de dos elementos transductores, pero con la ventaja de que la vibración se va sometida a menor atenuación, debido a que la trayectoria que viaja es solamente de un extremo al otro.

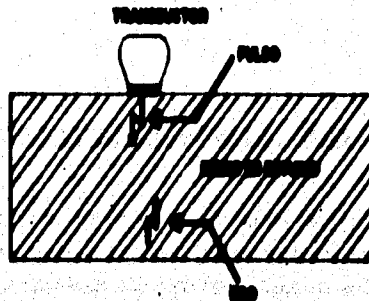


Fig. 3.1 Técnica pulse-echo

De las dos técnicas descritas se eligió la última técnica por que la vibración sólo tiene que viajar una vez por el medio en estudio y por que el subeolo erístico, según se comprobó mediante pruebas comparativas con otros materiales (aluminio, madera y plomo entre otros) es un medio en extremo dispersivo. Con esta técnica se facilita también el diseño del amplificador del receptor, en cuestiones como ganancia y estabilidad, así como en ruido. En la Fig. 3.2 se muestra la disposición de los transductores en la técnica de transmisor y receptor.

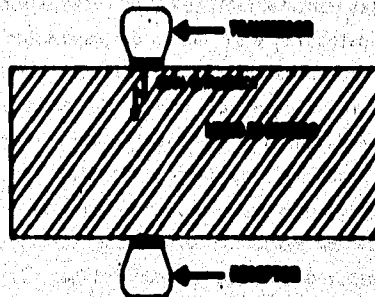


Fig. 3.2 Técnica de transmisor y receptor

Se comprobó que el costo de equipo se incrementó dramáticamente por el uso de dos cristales piezoeléctricos como se puede ver en el apéndice C de este mismo trabajo, pero se simplificó el diseño de la etapa transmisora y de la etapa receptora.

Por otro lado, en el aspecto concerniente a la detección y procesamiento de las señales ultrasónicas, existe una variedad de métodos para determinar el tiempo que tarda la señal transmitida en ser recibida. A continuación se muestra una lista de algunos de esos métodos, sus requerimientos principales y sus

características.

MÉTODO	REQUERIMIENTOS	CARACTERÍSTICAS
Contador digital (10)	Generador de pulso, Acondicionador de señal, Comparador de umbral, Lógica de conteo.	Este es un método sencillo de construir y de operar. Presenta baja inmunidad al ruido, y la precisión y exactitud dependen en gran medida del este. El procedimiento consiste en iniciar un contador al momento de mandar el pulso de excitación al transmisor, el conteo se detiene cuando la señal en el receptor alcanza al nivel necesario para disparar un comparador. El valor del conteo estará en proporción directa con el tiempo de vuelo.
Rampa de voltaje	Generador de pulso, Acondicionador de señal, Comparador de umbral, Fuente de corriente constante, Convertidor analógico a digital para señales de corriente directa, Retén con baja fuga de corriente.	Este método puede superar ligeramente al anterior por el hecho de que no se limita la precisión a un contador digital sino que depende de la resolución de un convertidor analógico a digital; sin embargo, la exactitud está sometida al umbral del comparador. El procedimiento consiste en cargar un capacitor, de muy baja fuga, con una corriente constante y suprimirle

cuando el nivel de la señal en el receptor supera el umbral, entonces tomar lectura del voltaje en el capacitor y encontrar la correspondencia.

Patrón de AM [11]

Generador de portadora (cuya frecuencia es la de los elementos transductores),
Generador de patrón,
Modulador,
Amplificador de salida,
Atenuador de señal
Demodulador,
Detector de patrón,
Sistema para la medición del tiempo.

Este método puede resultar bastante eficiente, pero con el compromiso de requerir de electrónica compleja para la detección del patrón, además que su calibración le es otro tanto.

Patrón ASK

Similar al método anterior con la diferencia de que el patrón es una señal digital

Este método resulta más fácil de operar ya que involucra lógica digital, sin embargo, no se ha reportado en la literatura algún indicio de su confiabilidad.

Patrón PCM, FSK o FM [12]

Oscilador controlado por voltaje (VCO) o modulador de fase,
Amplificador de

Este método aun cuando tiene alta inmunidad al ruido, dada las características de las señales de FM, tiene el

salida,
Generador de patrón,
Demodulador,
E l e m e n t o s
transductores de banda
ancha,
Sistema para la
medición del tiempo.

inconveniente de que requiere preferiblemente de elementos transductores con respuesta en una banda de frecuencia, además de un amplificador de potencia, también de banda ancha y corriente de fase constante para asegurar resultados adecuados. Sin contar las complicadas técnicas de compensación que puede requerir la señal recibida debido a variaciones que se pueden presentar en la velocidad de propagación del medio con la frecuencia.

**Autointerferencia
[18]**

Generador de pulso de
alta frecuencia y
potencia,
Base de tiempo de alta
precisión y exactitud,
Acandicionador de
señal,
Detector de mínimo de
envolvente,
Sistema para la
medición del tiempo.

Este método genera dos excitaciones al transductor, con un retardo entre una y otra, tal que las señales se interfieren y dan como resultado que en algún momento la magnitud de la señal transmitida sea nula. Esa característica de la señal es detectada para la medición. El mayor inconveniente de este método es que el retardo en el tiempo debe ser preciso para lograr el efecto deseado y requiere, por lo tanto, de un difícil proceso de calibración.

Correlación [14]	Generador de pulso, Sistema de adquisición de datos Acondicionador de señal, Sistema de cómputo con operaciones en punto flotante preferentemente.	Este método consiste en realizar la correlación entre una señal patrón, cuyo inicio en el tiempo es conocido, con la señal recibida por el elemento receptor. Este señal que ha viajado por el medio en estudio, ha sido generada en un extremo de este por el transmisor el cual se le aplica un pulso de energía. El tiempo de vuelo de la señal es resultado de ubicar en el vector de la correlación el valor máximo.
-------------------------	---	--

Los sistemas de detección y rastreo, utilizados en la técnica del RADAR e del SONAR, así como la verificación no destructiva de materiales, pueden emplear cualquiera de los métodos mencionados.

3.2. Método empleado para detectar el tiempo de vuelo:

De los métodos descritos antes se eligió utilizar el método basado en la correlación, ya que al realizar una evaluación de ellos se obtuvieron las siguientes situaciones:

Alta inmunidad al ruido. Para la construcción del sistema necesario está implicada la utilización de amplificadores de bajo costo y por lo tanto accesibles (Ver Apéndice B para especificaciones técnicas).

Un sistema basado en este método es confiable según se comprobó mediante una simulación en una hoja electrónica de cálculo. Esta simulación se efectuó

generando una señal con el siguiente patrón:

$$y = a \exp(-bx) \quad (3.1)$$

Este patrón es típico de una señal que se genera al emitir un pulso por un transductor ultrasónico [8], donde a

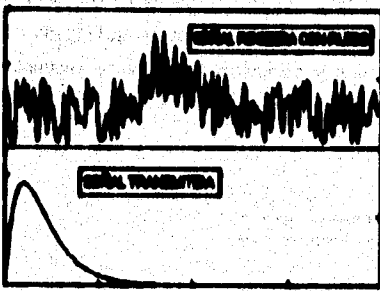


Fig. 3.4 Señales de la simulación.

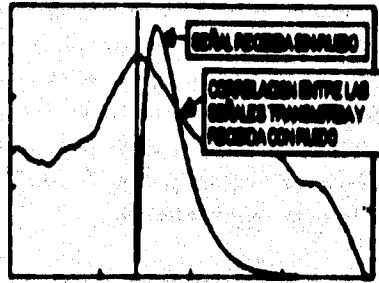


Fig. 3.3 Correlación y su inmunidad al ruido

y b son parámetros que definen la amplitud y atenuación de la señal respectivamente.

En la Fig. 3.4 se pueden observar la señal generada para la transmisión con base en el patrón de la ecuación (3.1). La señal recibida es exactamente la misma que la transmitida, pero retardada en el tiempo, y a la que se añadió ruido, mediante una función

aleatoria, sin ancho de banda limitado en frecuencia; utilizando una relación de señal a ruido de 2 a 1.

Mediante una inspección visual podemos discriminar de forma imprecisa donde comienza la señal recibida en la gráfica superior, pero si fuera necesario encontrar el tiempo exacto de vuelo, seguramente se debería adivinar. En este punto del problema se hace evidente que un método simple (como el del contador digital) resulta poco confiable, ya que el comparador de umbral puede ser disparado aleatoriamente, entregando en consecuencia una medida errónea.

En la simulación hecha en la hoja de cálculo se efectuó la correlación de ambas

señales, la Fig. 3.3 muestra la gráfica del resultado obtenido. Obsérvese que la curva de la correlación representa una forma similar a una montaña. Mariotti [14] asegura, que encontrando el máximo de esa curva (la cima), se localiza el tiempo de vuelo de la señal recibida con alta confiabilidad. Efectivamente se comprobó que el máximo de la curva de correlación en la Fig. 3.3 corresponde en el tiempo al comienzo de la señal recibida. Además, conviene destacar que el ruido que estaba presente en la señal recibida, fue eliminado en forma aparente en la curva de correlación.

Requiere de un sistema de adquisición de datos. Puede considerarse que esta parte del sistema es la más compleja, debido a las necesidades en la tasa de muestreo y ruido, pero se puede solventar esta obstáculo utilizando un osciloscopio digital con funciones de captura y comunicación (que se encuentra disponible para el desarrollo de este proyecto).

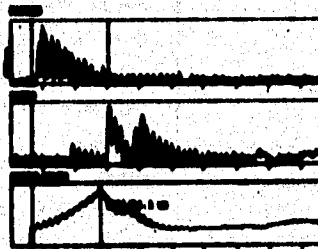
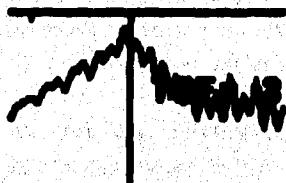


Fig. 3.3 Correlación de señales parafólicas

Requiere de una unidad de procesamiento. El osciloscopio digital tiene dos alternativas de comunicación: una de ellas es comunicación serial, tipo full-duplex, a través de una interfaz estándar RS232 (hasta 19200 baudios para la mayoría de los equipos que cuentan con el circuito integrado 16450 [20]); la otra es una transferencia en paralelo de 8 bits, mucho más rápida que la anterior (varios mega bytes por segundo), a través de una interfaz GP16 (General Purpose Interface Bus) o estándar IEEE 488. De ambas alternativas se eligió la primera, ya que es un estándar más económico de utilizar y es el más conocido de ambos. Cabe mencionar que una tarjeta de comunicación GP16, para computadora personal,

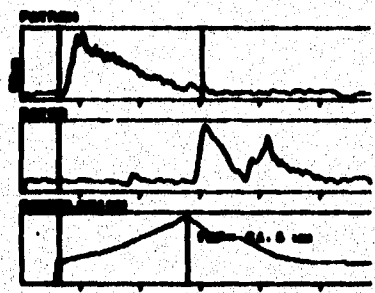
fabricada por Adventech en los Estados Unidos (modelo pci-648) cuesta 9350 USD, según un catálogo de JCR, pero puesta en México se estima que su costo se incrementa en un 50% a través de su distribuidor nacional. Si se utiliza la interfaz serial RS232, por lo menos se requiere de un microcontrolador, como el Intel 8031 y algunos circuitos integrados, como el MAX232 para poder establecer comunicación.



Con base en las características anteriores se puede desarrollar la correlación de la señal recibida y una señal patrón mediante el siguiente método:

1. Digitalizar una señal patrón (se puede utilizar un patrón previamente capturado).

2. Digitalizar la señal recibida para la cual se desea obtener el tiempo de vuelo.



3. Obtener el valor absoluto de ambas señales, con el fin de obtener únicamente la envolvente de las señales y así lograr valores positivos en la curva de correlación, como se ve en la Fig. 3.3.

Fig. 3.7 Correlación con envolventas suavizadas

4. Es necesario suavizar la envolvente de las señales mediante la aplicación de un filtro digital. Para el equipo desarrollado se empleó un filtro RC de primer orden paso bajas, con constante de tiempo elegible. Esto es necesario cuando se utilizan señales con oscilaciones, como en la Fig. 3.6 donde se muestra un detalle del programa de procesamiento del sistema, porque pueden producirse

errores al determinar el máximo de la señal (como se ve en la Fig. 3.6 que es una ampliación de la Fig. 3.5 en la zona donde se ubica el máximo de la curva de correlación). Una vez aplicado el filtro digital para suavizar la curva de la correlación se ve como en la Fig. 3.7, en el que, en particular, se aplicó un filtro digital RC con constante de tiempo de 2 μ s a ambas señales con las que se realizó la correlación.

5. Realizar la correlación de las dos señales desde su comienzo hasta que el nivel de energía RMS de cada señal disminuya por debajo de un umbral establecido. El propósito de acotar de esta modo la cantidad de datos es para evitar la pérdida de tiempo en procesar información no útil.¹

6. La curva de correlación es evaluada para encontrar el máximo.

7. Determinando el tiempo en el cual se encuentre este máximo, se podrá encontrar el tiempo que tarda la señal en viajar.

¹ Mediante una progresión aritmética se pueden calcular el número total de multiplicaciones y sumas; si se considera realizar la correlación entre dos vectores de 1000 datos cada uno, es claro que el número total de multiplicaciones y sumas de punto flotante es cada uno:

$$N = \frac{N^2}{2} = \frac{1000^2}{2} = 500,000$$

si para la máquina utilizada (AT/500) se tarda para una multiplicación 100 μ s y para la suma 20 μ s, entonces el tiempo que tarda en total es de 120 segundos!

4. DESARROLLO DEL EQUIPO

El equipo necesario se puede considerar en dos partes: una es la circuitería y otra la programación. De éstas la circuitería es desarrollada primero y fue la que resultó con mayor dificultad para definir debido a que no se contaba con más referencia que la descripción general de Stephenson [8], que consta de un generador de pulso y un amplificador. Esto obligó a probar con distintas alternativas hasta encontrar alguna que satisficiera las necesidades. En un plan de trabajo se plantearon los siguientes pasos:

a) Encontrar los elementos transductores adecuados. En una primera aproximación se probaron elementos piezoeléctricos acústicos, empleados generalmente como bocinas para frecuencias agudas en los sistemas de audio. Se desecharon como transductores, ya que su sensibilidad para transformar una vibración mecánica en señal eléctrica no pudo ser medida. La frecuencia de resonancia de estos elementos era de 10 kHz.

En un segundo intento se probaron transductores cerámicos con frecuencia central en 40 kHz y ancho de banda angosto (< 2 kHz), al bien demostraron ser elementos más apropiados para un sistema de medición con alta sensibilidad (ya que se logró detección con distancias de 10 metros en aire) por otro lado mostraron una respuesta muy pobre al utilizarlos en sólidos, lo cual fue motivo suficiente para desecharlos.

En el tercer intento se logró hacer contacto con el representante en México de Panametric[®], fabricante de transductores ultrasónicos y equipos electrónicos para pruebas no destructivas. Este fabricante ofrecía en catálogo diversas opciones de transductores, en diferentes frecuencias (50 kHz, 100 kHz, 200 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 5 MHz hasta frecuencias de 100 MHz) con costo desde 500 hasta 2,000 USD. Con base en los criterios de selección, la definición del equipo y el presupuesto disponible, se eligió un transductor piezoeléctrico de

onda de corte con frecuencia en 500 kHz. La forma en la cual se eligió dicho transductor se describe más adelante en este capítulo.

b) Definir el equipo necesario para la aplicación. Se identificaron dos partes esenciales para el funcionamiento del equipo: La etapa de potencia que generaría la excitación al transmisor y la etapa de amplificación que se encargaría de acondicionar la señal recibida a un nivel adecuado.

Cuando se probaron los elementos piezoeléctricos de 10 kHz y de 40 kHz, para la etapa de potencia se utilizó un amplificador de potencia de señales de audio, y en la recepción se utilizaron amplificadores operacionales y de instrumentación, lo cual resultaba una opción barata y adecuada; además, en el caso de los transductores en 40 kHz se empleó el circuito integrado LM1812, el cual está diseñado para operar con transductores de hasta 300 kHz y presenta opciones de operación muy aceptables para el transductor utilizado.

Una vez que se eligió el transductor fabricado por Panametrics, fue desechado el uso del LM1812, ya que la frecuencia de estos transductores es de 500 kHz (cuyo proceso de selección se describe más adelante en este capítulo) mientras que el circuito integrado estaba limitado a 300 kHz.

Para el manejo de las señales ultrasónicas Panametrics ofrece un equipo para generar pulsos y amplificar la señal recibida basado en microprocesador y con interfaz serial RS232 a un costo aproximado de \$5,700 USD. Evidentemente el costo de un equipo de esta naturaleza resulta muy alto para el presupuesto disponible, pero después de observar la operación de este equipo en el Departamento de Acústica del Centro de Instrumentos, UAMN, se decidió emular sus características e incorporar la función de procesamiento digital de señales y determinación de las velocidades de propagación.

En una primera aproximación se consideraron las siguientes características del equipo:

- Sistema de procesamiento basado en microcontrolador, con interfaz mediante pantalla de cristal líquido y teclado incorporado. Para esto se decidió utilizar el microcontrolador MC16 de Motorola[®], ya que tiene instrucciones para el procesamiento de datos, como la multiplicación y acumulación en una instrucción, que es propiamente una correlación. Además, la frecuencia del

reloj de sistema (de hasta 16,777 MHz) controlado por un multiplicador de frecuencia basado en PLL, puede ser modificada por programa en cualquier momento, debido a la arquitectura de tipo estática de este microcontrolador. Esta última característica puede ser utilizada como referencia del sistema de adquisición de datos.

- Sistema de adquisición de un canal con frecuencia de muestreo en 5 MHz y resolución de ocho bits, con características de Acceso Directo a Memoria (DMA) para la transferencia de datos desde el convertidor analógico a digital hacia la memoria. Se eligió utilizar esta frecuencia de muestreo, ya que así una señal con frecuencia de 500 kHz (frecuencia central de los transductores) se describe con diez muestras, lo cual es considerado suficiente. Para esta parte del sistema se empleó el circuito integrado AD6048 de Analog Devices[®], que es un convertidor tipo flash con resolución de 8 bits y frecuencia de muestreo de hasta 35 millones de muestras por segundo. La capacidad de muestreo de este convertidor está muy por arriba de la tasa requerida, se eligió por su costo accesible (\$35 USD).

Para la transferencia de datos se realizaron diez discos basados en lógica TTL y Schottky, que fueron ampliamente simulados en una computadora mediante el programa SPICE de Micro Sim[®] (el cual es recomendado por el autor como una herramienta muy valiosa para diseño y aprendizaje). El último de ellos permite la conversión de bloques de hasta 32 kilo bytes, lo cual representa hasta 6.55 ms de conversión, si el reloj del sistema del MC16 es establecido en 10 MHz.

- Etapa de potencia con nivel de energía controlado por el CPU principal. Constituido por un generador de pulso, incluye un transformador elevador el cual entrega un voltaje alto al cristal (entre 30 y 120 volts), cuyo nivel de voltaje en el embobinado primario puede ser controlado, regulando así la energía entregada al transmisor.

- Etapa de amplificación con ganancia programable por el CPU principal. En la primera especificación se contemplaba utilizar un amplificador con control automático de ganancia para compensar la posible atenuación, pero

dado que no se obtuvieron resultados favorables, en la respuesta en frecuencia y distorsión, se empleó un amplificador cuya ganancia era programable a través de un convertidor digital a analógico que funcionaba como atenuador, el rango dinámico de este amplificador (la relación entre la máxima y la mínima ganancia) fue de 32 dB (una relación de 40 a 1). Se utilizó un convertidor digital a analógico de 8 bits, el cual idealmente tendría un rango dinámico de $20 \log(2^8 / 2^1) = 48$ dB, pero que se limitó por el acoplamiento de la señal a 600 kHz de la entrada a la salida del convertidor.

Este plan de trabajo se consideró como una opción viable para crear un sistema portátil, pero caro. Con el propósito de realizar un equipo más confiable, robusto y versátil se reestructuró el plan para aprovechar algunos componentes que sustituyeran partes del plan original. El nuevo plan contempló un sistema con las siguientes características:

- El desarrollo de un sistema basado en el MC16. Según estimaciones propias, resultaba en una inversión de tiempo desde 8 hasta 16 meses posiblemente; además, un equipo de esta naturaleza sólo podría ser mantenido por alguien que conociera el equipo a detalle. Por esto se prefirió utilizar una plataforma existente para el control y procesamiento de datos. En consecuencia, se eligió el uso de una computadora personal, dado que es una plataforma con gran cantidad de lenguajes de programación a bajo costo (transportables a casi todas las computadoras), que se puede utilizar para funciones de control y se puede tener de manera fácil una interfaz con el usuario a través del monitor, teclado, e inclusive, sonido.
- El sistema de adquisición de datos en su décima versión funciona conforme a los requerimientos en su lógica digital; sin embargo, el convertidor analógico a digital presentó problemas muy graves de ruido en la conversión, que para su solución requerían, según estimaciones, de por lo menos 4 meses de trabajo adicionales. Por esto, aprovechando que se cuenta con un osciloscopio digital con funciones de captura, diferentes rangos de voltaje, velocidad de muestreo variable e interfaz para comunicaciones, fue elegido como sistema de captura de datos.

- En la etapa de potencia no hubo cambios muy drásticos y sólo se adaptó para ser controlado a través del puerto paralelo de la computadora.

- En la etapa de amplificación se decidió que no resultaba indispensable tener ganancia programable y se diseñó un amplificador de ganancia fija basado en transistores, el cual tenía mejoras sobre la versión anterior en ganancia, distorsión y ancho de banda (mayor factor de calidad).

Con base en este plan y sus requerimientos planteados un esquema general del sistema que se presenta en la Fig. 4.1.

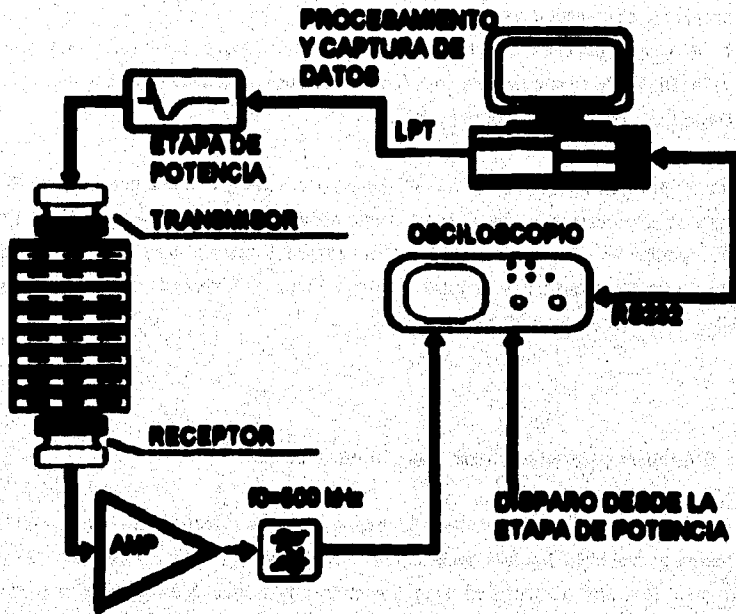


Fig. 4.1 Diagrama a bloques del sistema (4)

En el esquema pueden identificarse 7 partes básicas, 5 de ellas son propiamente las que constituyen la maquinaria y son:

1. El conjunto transmisor, medio en estudio y receptor,
2. La etapa de potencia,
3. La etapa de amplificación y filtrado inmediatamente después del receptor,
4. El sistema de captura, sustentado por un osciloscopio digital, y
5. La etapa de procesamiento y control, constituida por la computadora personal.

Las dos etapas que restan constituyen el medio para controlar la maquinaria y son dos programas ejecutados en la computadora:

6. Programa de control de energía de pulso, disparo, adquisición, transferencia y almacenamiento de los datos capturados, que se denomina programa de captura, y
7. Programa para el análisis y procesamiento, para la determinación de la velocidad de propagación, de los datos generados en la prueba, que se denomina programa de correlación.

El primer programa hace uso de las primeras 5 etapas y el otro programa es el que realiza el procesamiento de datos. Para poder explicarlos, conviene en primer lugar, describir como funcionan y las características de cada una de las partes que integran la maquinaria, comenzando con la parte esencial que es el medio en estudio y los transductores.

4.1. Elementos piezoeléctricos y medio en estudio

Panametrix ofrece varios tipos de transductores piezoeléctricos, entre los cuales se encuentran los que generan ondas longitudinales y los que generan ondas transversales; entre estos, se eligió adquirir transductores de onda de corte por la siguiente razón. El subsuelo arcilloso de la ciudad de México contiene gran cantidad de agua (se ha comprobado que en algunos lugares contiene hasta 8 partes de agua por una de sólido y aún así no pierde cohesión, además se sabe que en experimentos realizados puede registrarse la velocidad de propagación del sonido

en el agua en lugar de registrarse la velocidad longitudinal o transversal en el medio). El fabricante asegura que un transductor de esta naturaleza proporciona en su mayoría ondas de tipo transversal.

Después de una minuciosa evaluación de los diferentes modelos de transductores en el catálogo, se eligió el modelo V161-AB, generador de onda de corte, con frecuencia central en 500 kHz, y diámetro del elemento de 1" [16], del cual se adquirieron 2 unidades, con un costo unitario de 6000 USD.

Para la elección de estos elementos transductores se aplicaron los criterios presentados por ASTM [16] y por Stephenson [8] que son más estrictos. A continuación se presentan las ecuaciones que describen los criterios de selección propuestos por Stephenson:

$$\lambda < 2a \quad (4.1)$$

$$\lambda < \frac{a^2}{\lambda_0} \quad (4.2)$$

$$\lambda < \lambda_0 \quad (4.3)$$

$$\lambda < 2\lambda_0 \quad (4.4)$$

donde λ es la longitud de onda de la señal, definida por V/f (V velocidad de propagación, f frecuencia del cristal). Considerando que la arcilla presenta velocidad de propagación relativamente baja respecto a otros materiales, se supuso que su velocidad longitudinal se encuentra alrededor de los 500 m/s.

a es el radio de la cara del elemento transductor, como lo muestra la Fig. 4.2, λ_0 es la longitud de la trayectoria que debe seguir la vibración en el medio en estudio y λ es la longitud transversal del medio en estudio.

¹ Comunicación personal con el Dr. Abraham Díaz, director del Grupo Estudios de Suelos

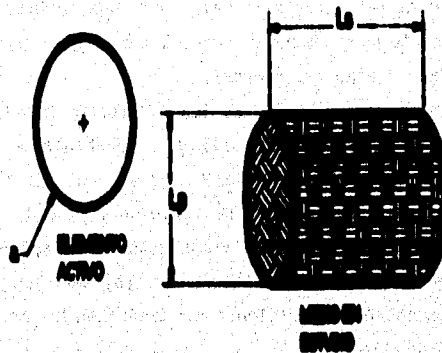


Fig. 4.2 Características de Selección

λ_{máx} es el máximo tamaño de grano para el medio (se considera que el suelo arcilloso es un medio homogéneo, cuyo tamaño de grano es inferior a los 74 μm).

Los criterios de selección tienen los siguientes propósitos:

Al cumplirse la expresión (4.1) se logra reducir la generación de ondas secundarias que generen distorsión al momento de recibir.

La expresión (4.2) sirve para asegurar que la longitud del trayecto quede dentro del "campo cercano" del elemento transductor para el medio en específico.

El hecho de que la sección transversal sea mucho mayor que la longitud de onda [expresión (4.3)] nos permite considerar que se transmite en un medio infinito y así se minimiza el efecto de las ondas de Rayleigh.

La finalidad de la expresión (4.4) es de evitar una dispersión excesiva que evitaría que el receptor pudiera detectar alguna vibración ultrasónica de interés.

En la Tabla 4.1. se presentan el modo de cómo cumplieron los criterios de selección los cristales seleccionados.

Característica	mínimo	típico	máximo
f cristal [kHz]		500	
a [mm]		12.7	
V_1 suelo [m/s]		500	
λ_0 [mm]		1	
exp. (4.1), $2a/\lambda_0$		25.4	
exp. (4.2), L_0 [mm]		10 a 20	161.3
exp. (4.3), L_p [mm]	10	40	
exp. (4.4), $\Omega_{\text{máx}}$ [um]			74

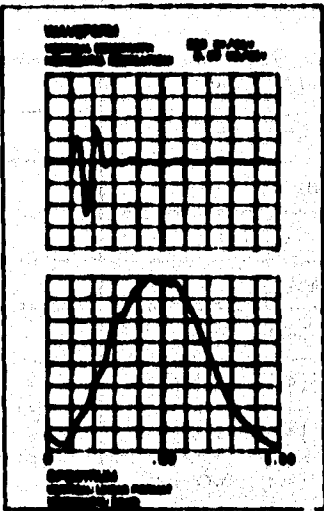
Tabla 4.1. Características de la selección para el cristal piezoeléctrico

Una réplica de las hojas de calibración de los cristales piezoeléctricos utilizados se muestra en la Fig. 4.3 y en la Fig. 4.4.

ALLEN ELECTRONICS

TRANSDUCER SPECIFICATIONS
S.N. 12, 100V, 1.0, 1.0
SERIAL NUMBER
DATE
REVISION
BY
APPROVED BY
DATE

TRANSDUCER CERTIFICATION



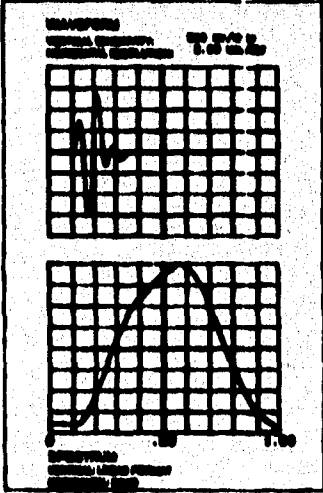
REVISION *[Signature]* DATE 12-12-64

Fig. 6.3 Hoja de especificaciones para el cristal transmisor

ALLEN ELECTRONICS

TRANSDUCER SPECIFICATIONS
S.N. 12, 100V, 1.0, 1.0
SERIAL NUMBER
DATE
REVISION
BY
APPROVED BY
DATE

TRANSDUCER CERTIFICATION



REVISION *[Signature]* DATE 12-12-64

Fig. 6.6 Hoja de especificaciones técnicas para el cristal receptor

Como puede observarse en la réplica de las hojas de especificaciones, la respuesta de los cristales es similar a la de un filtro paso bandas; se determinaron en la gráfica el ancho de banda de cada uno de los transductores, además se realizaron pruebas de respuesta en frecuencia y se encontró que en la frecuencia central se presenta la mínima impedancia:

Transductor	Tipo	Ancho de banda	Impedancia
164749	transmisor	470kHz	76 Ω
166160	receptor	600kHz	60 Ω

Aunque la diferencia entre los anchos de banda -rango de frecuencias en el cual la respuesta ha caído 3 dB en potencia- de ambos transductores es muy pequeña, se eligió al primero como transmisor por que de esa manera al nivel de energía de otras bandas de frecuencia que genere el cristal será menor que si se usado el otro cristal piezoeléctrico; además su impedancia es mayor de modo que requiere menor energía para ser excitado.

4.2. Generador de pulso

Se revisaron distintos equipos que ofrece Panamétrica para el manejo de las señales de los transductores y en lo que respecta a la energía aplicada al cristal se encontró que la excitación por pulso tiene un nivel entre los 30 V hasta los 600 V, y con una duración desde 1 us hasta 60 us, lográndose un nivel de energía (dado en Joules) según la siguiente expresión:

$$E = \frac{V^2}{Z} \Delta t \quad (4.6)$$

donde Z , es la impedancia del elemento transductor. Por ejemplo, con un pulso de 30 V de amplitud, con duración de 4 μs y utilizando el cristal transmisor ($Z_c = 76 \Omega$) se tiene que la energía aplicada es de 47 μJ. Considerando que la impedancia del cristal es la misma en todas las frecuencias.

Dado que el transmisor piezoeléctrico (generador de la vibración ultradónica) requiere de una excitación que le proporcione la energía eléctrica suficiente para operar, con base en las expectativas de atenuación del medio y por las

características de los cristales, se desarrolló un generador de pulso, con nivel de energía variable, cuyo diagrama eléctrico se muestra en la Fig. 4.6.

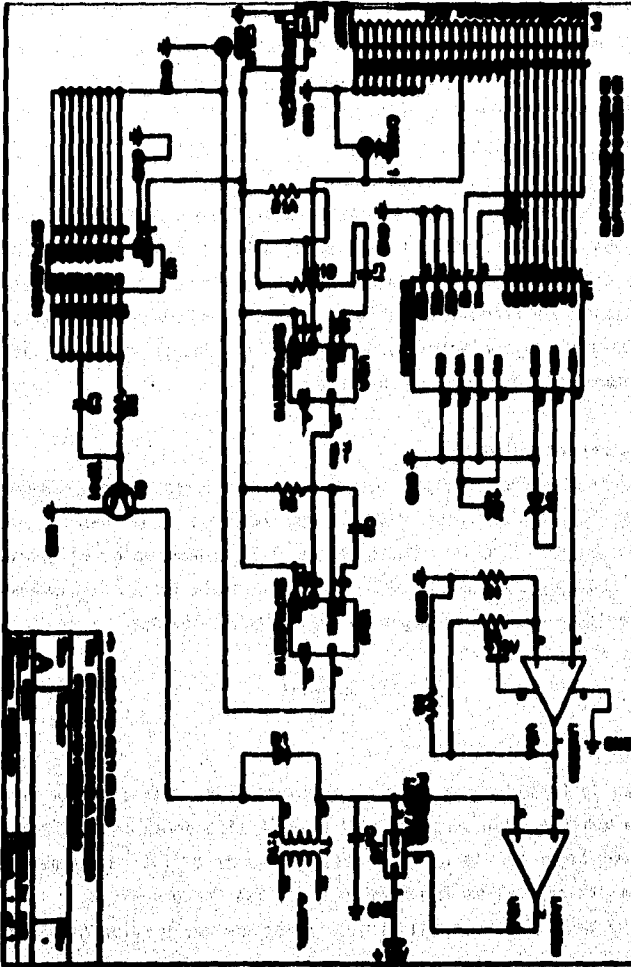


Fig. 4.6 Diagrama eléctrico del generador de pulso

El generador de pulso presenta las siguientes características:

- Control a través de el puerto paralelo estándar, denominado LPT2, de cualquier computadora personal. (Existe la posibilidad de emplear LPT1 o LPT3)
- Nivel de energía regulable por programa en 256 pasos mediante un convertidor digital a analógico de 8 bits, tipo DAC0832.
- Disparo por programa a través del puerto paralelo, con retardo ajustable, calibrado mediante potenciómetro multivoltas, desde 7.48 μ s hasta 12.88 μ s.
- Terminal BNC de salida para disparo de un osciloscopio digital o sistema de adquisición de datos.
- Terminal BNC para la transmisión de energía al transductor mediante transformador elevador, excitado por un transistor de potencia con tiempos de encendido y apagado suficientemente cortos.
- Circuito de encendido del transistor de potencia con respuesta suficientemente rápida.
- Terminales internas de calibración.

Para explicar el funcionamiento al circuito conviene identificar tres partes:

- el puerto paralelo
- el sistema de disparo
- el control de energía

Puerto paralelo. El programa que controla la etapa de potencia, lo hace a través del puerto paralelo LPT2 de la computadora personal con el fin de tener disponible el puerto LPT1 para su operación convencional, aun cuando existe la posibilidad de utilizar el puerto 1. Este puerto tiene una interfaz a través de un conector DB25 hembra, que se localiza generalmente en la parte posterior de las computadoras.

A este conector DB25 tienen acceso tres puertos del BUS del sistema, cuyas direcciones están en relación con el puerto paralelo que se trate. Uno de estos puertos del BUS es de salida (aunque en algunas computadoras puede funcionar como entrada) al que se denominó puerto de datos (D); otro puerto, de 4 bits, que puede funcionar como entrada y salida, designado puerto de control (C); y un

puerto exclusivamente para entrada, de 8 bits, denominado puerto de entrada (E). En la Fig. 4.6 se muestra la disposición de conexiones para el puerto paralelo. Las direcciones de los puertos se muestran en la Tabla 4.2, en relación al puerto paralelo de cual se trate:

Puerto paralelo	Puerto D	Puerto C	Puerto E
LPT1	03BC	03BE	03C0
LPT2	0370	037A	037C
LPT3	0270	027A	027C

Tabla 4.2. Direcciones de puertos paralelos.

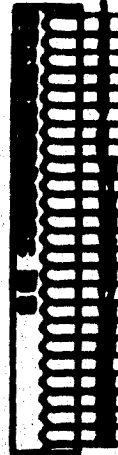


Fig. 4.6

Cabe mencionar que el bit C2 del puerto C y el bit E7 del puerto E son invertidos en su estado, de modo que si se escribe un "1" en C2 la salida será un "0", y si se aplica un "1" a E7 al leerlo se tendrá un "0".

Sistema de disparo. Esta parte asociada al puerto paralelo es suficiente para la puesta en marcha de la etapa de potencia, debido a que es la que genera la excitación del transistor y la sincronización para el sistema de adquisición de datos. Está conformado por U2, U3, Q1, T1, D1, más las resistencias y capacitores asociados (R1A, R1B, R2, R3, C1, C2 y C3), además U7 que es un regulador de voltaje de 5 volts que alimenta a los componentes de este sistema y a U1.

El propósito particular del circuito es el de encender al transistor Q1, durante un lapso fijo, de modo que circule una corriente por el embobinado primario del transformador T1, y en consecuencia se genere, en el embobinado secundario, un voltaje superior al presente en el primario.

Para poder encender el transistor en forma eficiente, encendido siempre durante el mismo tiempo, se utilizó un monoestable de los dos que contiene U2 (tipo

LS221). Este tiempo está controlado por R_2 y C_2 y se calcula mediante la siguiente expresión:

$$T = 1.10R_2C_2 \quad (4.0)$$

para el caso de los componentes utilizados se tiene que $T = 3.63 \mu s$. Se eligió este tiempo después de realizarse pruebas experimentales con distintos tiempos, de modo que se encontró que para el sistema formado por el transistor Q_1 , el transformador T_1 y el cristal transmisor, un tiempo menor a $3 \mu s$ resulta en una disminución significativa de la energía suministrada al cristal y un tiempo demasiado largo ($> 8 \mu s$) resulta en que en la recepción se presenta un problema de autointerferencia, por que en el flanco de subida y en el de bajada de la señal se genera una señal en el transductor en respuesta al cambio en las condiciones.

Este primer monostable puede observarse que es disparado por el segundo monostable restante del circuito integrado, cuyo tiempo de encendido se calibra mediante el potenciómetro R_{18} en $10 \mu s$. Así, se genera un retardo entre el momento en que una señal de disparo es enviada por el puerto paralelo hasta que se dispara el primer monostable, de modo que el sistema de adquisición comienza a adquirir antes de que se genere el pulso para el transmisor.

El segundo monostable es disparado por el programa de captura mediante el bit C_1 del puerto paralelo; este disparo se propaga para encender el sistema y generar el voltaje necesario para excitar el transductor transmisor, además dicho disparo es tomado desde una terminal externa BNC que sirve para sincronizar el sistema de adquisición de datos, que en este caso es el osciloscopio digital.

El tiempo de encendido y apagado del transistor Q_1 es crítico para evitar un error en la medición del tiempo, por esto se requiere que sean lo más corto posibles. Con base en esta idea se procuró desarrollar un circuito que ayudara a encender el transistor.

Se consideró en una primera versión el uso de un transistor Darlington de potencia para energizar al transformador, dado que requiere de muy baja corriente de base para la saturación ($< 10 \text{ mA}$) la cual podría ser suministrada por la

salida del monostable, pero debido a las propias condiciones de este tipo de transistor, al momento del apagado existe una carga remanente en la base que retarda este proceso. También se estimó el uso de un IGBT (Transistor híbrido entre un BJT y un FET), pero se descartó por su alto precio y baja disponibilidad en relación con otro tipo de dispositivos.

En una segunda propuesta se hicieron pruebas con un transistor MOSFET de canal N tipo de empobrecimiento, el cual enciende con un voltaje positivo con respecto al surtidor, tiene alta impedancia en la compuerta y muy baja resistencia de saturación. Su comportamiento dinámico es muy aceptable ya que presenta tiempos de encendido y apagado menores a 1 μ s, pero resulta una alternativa costosa y susceptible de dañarse con descargas electrostáticas. En ese momento en el desarrollo se buscaba una opción con componentes más comerciales y baratos.

En el tercer intento se probó con el transistor TIP41, el cual presenta, según

las hojas de especificaciones, un tiempo de encendido de 0.2 μ s y de apagado de 0.4 μ s, y con ganancia de corriente directa de 20 como valor típico. Para poder encender de forma rápida este transistor es necesario aplicar en un principio una corriente en la base muy alta, en relación a la corriente de saturación, y después disminuir esta corriente hasta un nivel suficiente para que se

mantenga en saturación. En el diagrama del circuito se puede observar que a la base del transistor Q1 se encuentran conectados R3 y C3, la resistencia proporciona la corriente de base en estado estable al transistor suficiente para

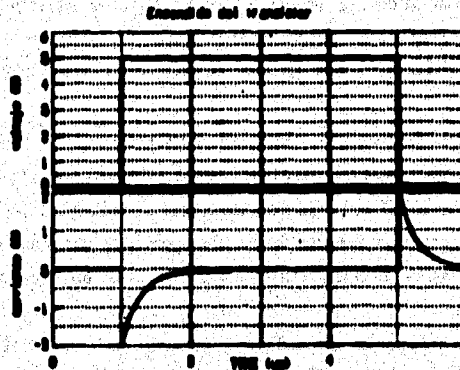


Fig. 4.7 Resultado de la simulación transitoria del encendido de Q1

que este se mantenga encendido, mientras que el capacitor proporciona una gran corriente a la base durante la etapa transitoria de encendido y ayuda a descargar la carga de la base durante el apagado. Como se puede apreciar en la Fig. 4.7 el capacitor provoca que fluya una gran corriente a la base en comparación de la que fluye por la resistencia (43 mA); sin embargo, esto no implica algún peligro de dañar al transistor o al circuito que la proporciona dado que es un flujo prácticamente instantáneo. Se observó que al encender se presenta un flujo negativo de carga, lo cual representa que la fuente de excitación está entregando potencia.

El circuito que proporciona la corriente de encendido al transistor es un circuito integrado tipo 741a246, contiene 8 buffer no inversores, que pueden proporcionar hasta 25 mA cada uno, sumando las capacidades de corriente de todos los buffer que integran al circuito se pueden obtener hasta 200 mA. El propósito de utilizar este circuito integrado para suministrar corriente es debido a que el tiempo de encendido y apagado de cada buffer es menor a los 10 ns (de acuerdo a las hojas de especificaciones), con lo cual aseguramos que el retardo entre la salida del primer monostable U2:0 y el encendido del transistor dependa principalmente de este último. Al agrupar los ocho buffer podemos asegurar un encendido más rápido y confiable que utilizando sólo uno, virtualmente todos empujan al mismo tiempo.

Control de energía. Esta parte de la etapa de potencia no es indispensable para su funcionamiento, pero se consideró necesaria para darle al sistema más versatilidad. Con el control de energía se pueden hacer pruebas con materiales de mayor o menor atenuación, o diferentes longitudes inclusive, ya que se puede regular la energía y así, el nivel de entrada a la etapa de amplificación del receptor.

El control de energía se realiza regulando el voltaje que se aplicado al bobinado primario del transformador T1. Dado que el nivel de voltaje del pulso en el secundario depende del voltaje en el primario al momento de encendido, y como el tiempo de encendido es fijo se puede controlar la energía aplicada al transmisor, sólo controlando este voltaje.

Su funcionamiento se basa en controlar el nivel de voltaje que se aplica al embobinado primario, este voltaje es proporcional a la salida de voltaje de circuito integrado U1, que es un convertidor digital a analógico, asociado a U4 que es una referencia de voltaje de 2.5 volts.

Para escribir un dato en dicho convertidor se utiliza el bit CS del puerto paralelo al cual habilita la escritura en el circuito integrado del dato proporcionado por el puerto de salida D.

El voltaje que se entrega está determinado por la siguiente expresión:

$$V_{\text{MAX}} = \frac{\text{DATO}}{256} V_{\text{REF}} \quad (4.7)$$

donde DATO es un valor comprendido entre 0 y 255.

El voltaje es entregado a la terminal no inversora de un amplificador operacional (U5:A) el cual amplifica dicho voltaje con un factor de 5.8 veces, de modo que el máximo voltaje a la salida será $5.8 \times (2.5 \text{ V}) = 13 \text{ V}$, lo cual se considera suficiente para el máximo voltaje que se entregue al primario del transformador T1. Se colocó una resistencia de 2 kΩ a la

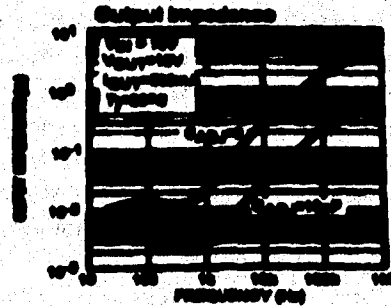


Fig. 4.8 Curva para el LM317.

salida del amplificador; esta tiene el

fin de reducir el voltaje a la salida del operacional cuando se tiene un cero en el convertidor, debido al voltaje de saturación del operacional [17].

El voltaje de salida del operacional es aplicado a (U5:B), el cual en combinación con U6 funciona prácticamente como un seguidor de voltaje cuya capacidad de entregar corriente está limitada por la capacidad de U6 (típicamente 1.5 A en corriente continua). Con esta disposición se logra tener un circuito que proporcione la energía necesaria al embobinado primario y sea lo suficientemente robusto para soportar los efectos transitorios de carga a los que se ve sometido por la demanda de corriente del transformador T1. Esto se dedujo de las hojas

de especificaciones del LM317 [10], cuya curva de impedancia de salida contra la frecuencia se muestra en la Fig. 4.8; en ella se puede observar que la impedancia de salida no aumenta a más de 6 Ω (en 1 MHz). Si consideramos que el voltaje de salida sea 10 V y que la impedancia de carga es prácticamente nula, durante un pulso de encendido podríamos obtener instantáneamente $(10 \text{ V})/(6 \Omega) = 1.66 \text{ A}$, por lo menos.

Por último, el transformador T1 tiene la finalidad de elevar el voltaje aplicado en el primario, con una relación de 10 a 1, obteniéndose en forma práctica pulsos de hasta 120 V sin carga. Este transformador fue diseñado considerando la frecuencia y potencia que se estimó necesario.

Sus requisitos de diseño fueron los siguientes:

Ventada nominal	10 Vpp (3.55 Vrms)
Ventada	100 V
Potencia de pulso	12 W
Frecuencia	500 kHz
Ancho de banda	1 MHz
Inductancia primaria	0.327 μH
Inductancia secundaria	29.3 μH
Impedancia de carga	100 Ω (la del cristal)

El diseño de este transformador se caracteriza por que durante el análisis se requería un tamaño de núcleo mucho más pequeño que cualquier tamaño comercial. Se construyó con base en un núcleo EI 80 y se analizó el peor caso, el cual es la mínima impedancia de carga posible para evitar la saturación del núcleo; esto se calcula en relación con el área aparente del transformador cuya determinación está dada por la siguiente ecuación:

$$A_p = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot P}{4.44 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 100} \quad (4.8)$$

Determinación del núcleo de ferrita mediante ultrasonido

donde P es la potencia máxima disipada, f es la frecuencia y B_m , k_a y k_j son constantes que se aplican dependiendo del tipo de núcleo. Los resultados obtenidos son los siguientes:

A_p [cm^3]

13.2×10^{-4}

Requerido para el diseño con el cristal transmitir como carga ($Z_p = 100 \Omega$) @ 500 kHz.

1.75

Propia del núcleo EI 50.

1.32

Requerida al $Z_p = 0.001 \Omega$ @ 500 kHz

De este modo, si consideramos que la fuente de excitación del primario no tiene impedancia de salida y que no existan pérdidas eléctricas en el transformador, este puede manejar cargas tan bajas en el secundario como 1 mA sin saturarse. Por último, se considera que el funcionamiento de este circuito es muy similar al que se encuentra en el sistema de encendido de un automóvil [10]. Véase el apéndice A para las especificaciones técnicas.

4.3. Amplificador del receptor

El diseño de un amplificador adecuado no fue menos complejo que el de la etapa de potencia ya que se plantearon las siguientes características:

- Alta ganancia

Se hizo necesaria esta cualidad, ya que después de pruebas con los elementos ultrasonidos se observaron niveles de recepción tan altos como 10 mV, cuando se colocaban los elementos cara a cara.

- Bajo ruido

Debido a los niveles de recepción es necesario un amplificador con esta característica para evitar la contaminación de la señal

- Alta impedancia de entrada

Dado que el elemento receptor es pasivo y debido a que el nivel de recepción es bajo, con esta característica se evita

que la señal del receptor se atenúa demasiado.

- Estabilidad

La alta ganancia de un amplificador compromete su estabilidad por lo que es necesario diseñarlo considerando posibles fuentes de inestabilidad como podrían ser los lazos de tierra.

- Respuesta en frecuencia restringida

Para la aplicación de este amplificador no es importante recibir aquellas frecuencias ajenas a la frecuencia de operación de los elementos ultrasónicos, de ahí que es deseable la inclusión de un amplificador sintonizado en 500 kHz de modo de mejorar la relación de señal a ruido del amplificador.

- Bajo costo y disponibilidad de componentes

Con el fin de contar con un circuito que sea fácil de mantener se deberá construir con componentes disponibles en el mercado y preferentemente de bajo costo.

En los primeros prototipos del amplificador se utilizaron amplificadores operacionales comunes, tal como el TL071, pero se excluyeron como componentes del amplificador debido a su limitada respuesta en frecuencia. En otro prototipo se empleó el amplificador operacional LM318 (18), el cual tiene las siguientes características útiles:

Ancho de banda de señal pequeña: 15 MHz,

Slew rate: mínimo 50 V/ μ s,

Relación de rechazo en modo común: mínimo 70 dB,

Relación de rechazo a la fuente de alimentación: mínimo 65 dB.

Las últimas características son inferiores a las que presenta un TL071 (80 dB y 90 dB respectivamente), pero en cuanto a su respuesta en frecuencia es superior al otro amplificador operacional (3MHz y 8 V/ μ s).

Al utilizaras dicho amplificador se presentaron serios problemas de estabilidad que fueron corregidos parcialmente con capacitores de bypass en cada una de las terminales de alimentación. No se pudo eliminar por completo este problema, ya que este comprometía la ganancia del amplificador, así como su respuesta en la frecuencia de interés (500 kHz).

En el último prototipo desarrollado se examinó el uso de transistores para la realización del amplificador. Para éste se consideró el uso de un amplificador multietapas con las siguientes características:

1^a etapa. Su función es el acoplamiento del elemento receptor, con bajo ruido, preamplificación y alta impedancia de entrada.

2^a etapa. Proporciona algo más de amplificación a bajo ruido y acoplamiento con la siguiente etapa.

3^a etapa. Constituido por un amplificador sintonizado a la frecuencia de cristal y su propósito es mejorar la relación de señal a ruido.

4^a etapa. Amplificar en mayor medida la señal que se recibió para su acoplamiento al sistema de adquisición de datos.

Se planteó esta configuración con el fin de distribuir la amplificación básicamente en las etapas 1, 2 y 4. Las etapas 1 y 2 se constituyen con transistores de efecto de campo (FET), debido a que presentan menor ruido térmico y mayor impedancia de entrada, mientras que la etapa 4, se constituye con un transistor BJT, que permite más ganancia que un FET y menor impedancia de salida. La etapa 3 se constituyó con un BJT y se caracteriza por ser un amplificador sintonizado con circuito resonante RLC en paralelo, colocado a la salida del amplificador. Su frecuencia central está en 500 kHz y presenta un factor de

calidad de 8. En la Fig. 4.9 se muestra un diagrama de dicho amplificador. En el apéndice B se presentan las especificaciones técnicas de esta etapa.

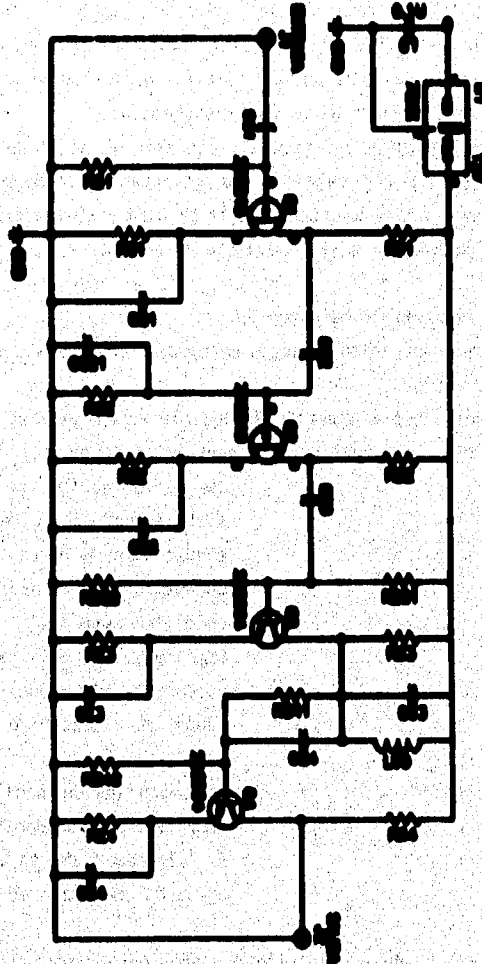


Fig. 4.9 Diagrama electrónico del amplificador del receptor

Como se observa el amplificador se construyó con base en dos JFET y dos BJT comerciales y baratos (cada uno menos de \$02.00 en junio de 1990), lo cual caracteriza al amplificador por su bajo costo. En cuanto a la inductancia LCS que forma parte de la configuración del amplificador sintonizado, se extrajo de una caja de bobinas que se adquirió en Radio Shack, cuyo valor se identificó mediante un código de colores análogo al de las resistencias.

En la primera y segunda etapas, en las cuales el nivel de señal es menor a 1 mV, se utilizaron los JFET debido a que presentan menor densidad de ruido por ancho de banda que los BJT, mientras que la tercera y cuarta etapas incluyen BJT para lograr más ganancia y baja impedancia de salida.

4.4. Sistema de adquisición de datos

Para el sistema de adquisición de datos se reconocieron varias alternativas, sus ventajas y desventajas:

1. Emplear un osciloscopio digital, disponible en el laboratorio y controlado desde una computadora personal para la captura de datos.

ventajas:

Con este equipo se cuenta con un sistema robusto y versátil para la adquisición de datos.

Se cuenta con un osciloscopio digital en el laboratorio.

Como instrumento de medición puede ser usado para otros propósitos ajenos al equipo de ultrasonido.

desventajas:

El costo de un osciloscopio digital fabricado por Tektronix, modelo TDS320, es alrededor de \$4,000 usd, más el costo de una computadora.

2. Emplear una tarjeta de adquisición de datos para computadora personal para

instalar en bus tipo ISA¹ y utilizar una computadora para la captura de datos.

ventajas:

El sistema de adquisición y de captura de datos se integra en la computadora personal.

desventajas:

Una tarjeta de adquisición que soporte una tasa de muestreo de 6 Mps² puede llegar a costar más que el osciloscopio digital.

3. Desarrollar un sistema de adquisición de datos, controlado por una computadora personal, o bien, por un sistema basado en microcontrolador.

ventajas:

El contar con un sistema basado en microcontrolador permite la posibilidad de contar con un sistema portátil para las pruebas de ultrasonido.

desventajas:

Un diseño de este tipo implica el desarrollo de técnicas de disminución de ruido proveniente de la etapa digital, así como el desarrollo de un sistema de adquisición a 6 Mps y un arreglo de protección para la entrada de señal del convertidor.

De las tres alternativas se descartó la número dos debido a que no era

¹ Industry Standard Architecture

² mega samples per second (millones de muestras por segundo).

Justificable la compra de una tarjeta de adquisición de datos, con la existencia de las otras dos alternativas. De ellas se eligió trabajar con la tercera en primer lugar con la idea de crear un sistema portátil, sin embargo se presentaron serios problemas de ruido en el convertidor analógico digital y que no se habían considerado, lo cual fue suficiente razón para elegir trabajar con la alternativa número 1.

Con base en ese esquema el sistema de adquisición de datos está sustentado mediante un osciloscopio digital, modelo TDS320 de Tektronix[®], el cual cuenta con las siguientes características útiles para el proyecto:

- dos canales de entrada,
- frecuencia de muestreo de hasta 500 Mps,
- memoria digital para 1000 muestras por canal,
- interfaz RS232 y GPIB,
- programación del equipo mediante comandos en formato ASCII.

Todas estas características proporcionan un sistema de adquisición de datos robusto, flexible y fácil de operar, con el cual se apoya esta etapa del proyecto. Además, es tan sencilla de configurar a través de un puerto serial que puede realizarse la comunicación con el programa de comunicaciones "Terminal" de Windows[®].

Algunos de los comandos con los que cuenta el osciloscopio y que resultaron útiles para su operación en el equipo se listan a continuación:

- | | |
|---------------------------------|--|
| 'TRIGGER:MAIN:EDGE:SOURCE CH1'; | Con este comando se instruye al osciloscopio para que el disparo se realice con la señal del canal 1 |
| 'TRIGGER:MAIN:EDGE:SOURCE CH2'; | Mismo comando que el anterior pero con el canal 2 |
| 'TRIGGER:MAIN:EDGE:SOURCE EXT'; | Mismo comando pero el disparo es externo |

'TRIGGER:MAIN:LEVEL TTL';	Indica que el disparo se realiza con una señal con nivel TTL.
'TRIGGER:MAIN:MODE NORMAL';	El disparo se realiza en modo normal, es decir que no se realiza periódicamente, sino cuando la señal lo hace.
'ACQUIRE:STATE ON';	Habilita la adquisición continua de datos.
'ACQUIRE:STATE OFF';	Detiene el proceso de adquisición y congela los datos en memoria.

Estos comandos fueron utilizados por un programa de captura y el osciloscopio cuenta con otros comandos para elegir la velocidad de muestreo, la base de tiempo, la escala de voltaje de cada canal y otras funciones.

Para la comunicación se utilizó el puerto serial con una velocidad de 9600 bauds, 8 bits de longitud, 1 bit de paro.

4.6. Programa de captura

Este programa desarrollado en Turbo Pascal 5.0 de Borland[®] bajo una programación orientada a objetos, necesita para su operación de una computadora con las características descritas en la tabla 4.2. Este programa realiza las tareas enlistadas en la tabla 4.3.

Computadora AT/286 con 640 kilo bytes libres de memoria convencional (mínimo),

1 Puerto serial RS232,
1 puerto paralelo,
y 200 kilo bytes de disco para programa y datos.

Tabla 4.2. Requerimientos del programa de adquisición

1. Excitación del cristal transmisor mediante una señal periódica dirigida a través de un puerto paralelo,
2. Control del nivel de la energía suministrada al cristal transmisor, mediante el puerto paralelo,
3. Configuración y operación del osciloscopio digital utilizado para la adquisición de las señales,
4. Transferencia de datos desde el osciloscopio digital hacia la computadora personal
5. Almacenamiento de datos en disco en formato ASCII

Tabla 4.3. Flujo del programa de captura

El diagrama de flujo del ambiente se muestra en la Fig. 4.10, obsérvese que el objeto es creado en forma dinámica, lo cual permite el uso de toda la memoria convencional que permite el sistema operativo.

El esquema de operación del programa es el siguiente: Al iniciar el programa es creado en forma dinámica, el objeto que contiene los datos y los procedimientos para el control y transferencia de datos.

Una vez construido el objeto, a través de un procedimiento llamado la "coraza", se configura el osciloscopio para su funcionamiento como se describe más adelante y se proporciona una interfaz con el usuario para el control de las distintas alternativas del programa. Entonces el programa entra en un estado en

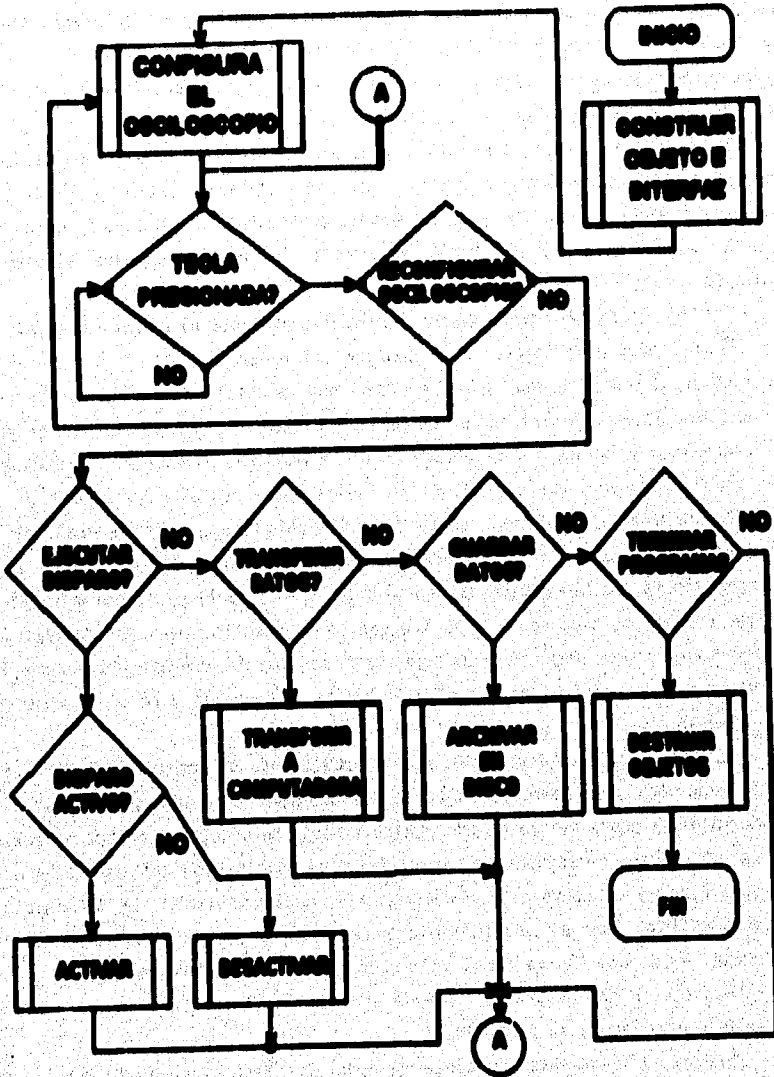


Fig. 4.10 Diagrama de Flujo del programa de captura

que espera que el usuario presione alguna tecla. Simultáneamente a este estado de espera, la coraza verifica periódicamente si se encuentra habilitado el disparo, en cuyo caso se realiza un disparo en la etapa de potencia y se realiza un aviso acústico mediante la bocina de la computadora.

Una vez que el usuario presiona alguna tecla, la coraza compara el carácter correspondiente a la tecla presionada con una tabla de letras del alfabeto (siendo indistinto si se trata de mayúsculas o minúsculas), en caso de encontrar una correspondencia con la tabla se ejecuta cualquiera de los siguientes procedimientos:

- Configuración del osciloscopio. Se realiza mediante el mismo procedimiento que se emplea para iniciarlo al comenzar el programa.
- Disparo. Existe una variable global que es utilizada por la coraza como una bandera para determinar si se realiza o no el disparo periódico. En este procedimiento se cambia el estado de dicha bandera, de disparo habilitado a inhabilitado y viceversa, además se indica en la pantalla su estado.
- Transferencia de datos. Este procedimiento se encarga de instruir al osciloscopio para la transferencia de las señales digitalizadas a la computadora, además recibe las escalas de voltaje y la posición vertical en la pantalla de cada canal y su frecuencia de muestreo para así poder hacer las conversiones necesarias al momento de recibir la información, ya que los datos tienen como unidad las divisiones de la pantalla y no el voltaje que representan.
- Almacenamiento en disco. En este procedimiento se archiva la información de cada canal, en formato ASCII, en dos columnas separadas por un espacio, de modo que puede ser leído por cualquier hoja de cálculo o editor de texto. La información almacenada es resultado de la eliminación del corrimiento de cada canal y su conversión a número real, haciendo uso de la información, proporcionada por el osciloscopio en el momento de la transferencia, en cuanto a la posición vertical y la escala de voltaje de cada canal.
- Terminación del programa. Cuando se termina el programa se destruye el objeto y se limpia la pantalla.
- Control de la energía entregada al cristal. Este procedimiento hace uso del puerto paralelo para controlar el nivel de energía entregado al

transmisor en el momento del disparo (80). Este procedimiento es llamado cuando se presiona cualquiera de las siguientes teclas:

"+" incrementa en diez unidades el dato que se manda a la etapa de potencia, hasta 255 como máximo,

"-" disminuye en diez unidades el dato,

"0" pone en cero el dato y

"1" pone en 255 el dato.

Una vez que se modifica el dato, se envía a la etapa de potencia para ajustar el nivel de energía.

El control del osciloscopio mediante el puerto serial RS232 se realiza con la interrupción número 914 al sistema operativo que controla la operación del puerto serial (81). Los servicios que presta al sistema operativo en esta interrupción se muestran a continuación:

MODE_20 (INT 914)

Esta rutina de interrupción prepara el flujo de datos de entrada y salida para el puerto de comunicaciones de acuerdo a los siguientes parámetros:

SI = 0 Inicia el puerto de comunicaciones
 SI = 1 Cambia los parámetros de teletipo

Datos de SI

100	40	8	10
0000	PARADA	SETO DE PASO	TIEMPO DE PALABRA
000 - 100	20 - MENSAJE	0 - 1	10 - 7 SETO
001 - 100	01 - DIFER	1 - 2	11 - 6 SETO
010 - 200	11 - PAR		
011 - 200			
100 - 1000			
101 - 2400			
110 - 4000			
111 - 5000			

al retornar los indicadores del puerto son presentados como en la llamada al estado de comunicaciones (SI = 0).

SI = 1 Manda un carácter en SI a la línea de comunicaciones
 SI = 2 Conserva su valor

Descripción del módulo de Young mediante ultrasonido

Al salir, el bit 7 de M: es activo si la rutina no fue capaz de transmitir el byte de dato por la línea. Si el bit 7 no es activo, el resto de M: es activo como en un registro de estado (rutina M:0), reflejando el estado actual de la línea.

M: 2 Recibe un carácter en M: desde la línea de comunicaciones antes de enviar el que lleva. Al salir, M: tiene el estado actual de la línea, como lo presentaría la rutina de estado (M:0), con excepción de que los últimos bits activos son los de error (7,6,5,4). Si el bit 7 está activo (TIME OUT) los restantes bits son no definidos. Por lo tanto M: no puede ser cero cuando ocurre un error.

M: 3 Regresa el estado actual del puerto de comunicaciones en M:

M: contiene el estado de la línea

DET 7 TIME OUT
DET 6 TRANS EMPTY RECEIVER EMPTY
DET 5 TRANS HOLDING RECEIVER EMPTY
DET 4 BREAK DETECT
DET 3 PARALLEL ERROR
DET 2 PARITY ERROR
DET 1 OVERFLOW ERROR
DET 0 DATA READY

AL CAMBIAR EL ESTADO DEL MÓDULO

DET 7 RECEIVER LINE SIGNAL DETECT
DET 6 SEND INTERRUPT
DET 5 DATA SET READY
DET 4 CLEAR TO SEND
DET 3 SOLTA RECEIVER LINE SIGNAL DETECT
DET 2 TRAILING EDGE SEND DETECT
DET 1 SOLTA DATA SET READY
DET 0 SOLTA CLEAR TO SEND

DE: indica cual puerto recibe de uso (0,1 parénticos)

El procedimiento de configuración hace uso de la comunicación serial con los siguientes parámetros:

Baudios por segundo : 9600

Paridad : nula

Bit de parada : 1

Tamaño de palabra : 8 bits

En la configuración inicial del osciloscopio se definen los siguientes parámetros del osciloscopio:

1. Disparo por canal 1, en nivel TTL y modo normal de disparo. En este canal se debe conectar la salida de la etapa de potencia que realiza el disparo de sincronización, cuya señal es compatible con TTL. Se configura al osciloscopio en modo normal para que este sólo capture datos cuando exista el disparo.

2. Frecuencia de muestreo 8 Mps, con división de tiempo de 10 μ s. Esta frecuencia de muestreo se eligió en una etapa temprana en el desarrollo del proyecto por la siguiente razón: La frecuencia central de los cristales piezoeléctricos es de 500 kHz, además el amplificador del receptor está sintonizado en esa frecuencia y su factor de calidad es 8, siendo suficientemente selectivo. Como se sabe -por el teorema de Nyquist- se debe realizar el muestreo de una señal, por lo menos al doble de su frecuencia, es decir que para nuestro caso en particular sería suficiente una tasa de 1 Mps.

Con esa tasa podemos lograr una resolución de 1 μ s entre muestra y muestra, ahora bien, al predicho de subir la tasa de muestreo a 8 Mps, nos permite mejorar la resolución hasta 200 ns, de modo que una señal de 500 kHz estará descrita por diez muestras por ciclo, reduciéndose el error en la medición del tiempo de vuelo a 200 ns de incertidumbre.

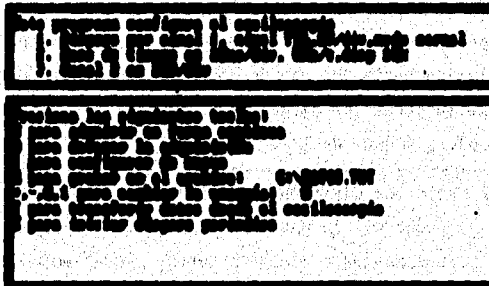
3. Canal 1 con 2 volts por división, acoplamiento en DC, posición en una división arriba del centro. En este canal se aplica la señal que dispara al osciloscopio para comenzar a adquirir datos, proveniente de la etapa de potencia. Dado que es una señal compatible con TTL, para visualizarla adecuadamente, es suficiente la escala de voltaje en 2 volts por división y el acoplamiento de corriente directa.

4. Canal 2 con 1 volt por división, acoplamiento en AC, posición en una división abajo del centro. En este canal se donde se aprecia la señal entregada por el amplificador del receptor ultrasónico. Considerando la posible atenuación que puede sufrir la vibración ultrasónica a través de la muestra en estudio, quizá sea necesario reducir la escala de voltaje para este canal con el fin de lograr la suficiente resolución. Se utiliza el acoplamiento en corriente alterna dado que la componente de corriente directa que pudiera tener la señal no es de interés.

Tabla 4.4 Configuración inicial del osciloscopio.

Cualquiera de los parámetros de la configuración inicial puede ser modificado por el usuario en cualquier momento, mediante la operación manual del osciloscopio. Puede restaurarse la configuración inicial mediante el procedimiento descrito antes.

En la Fig. 4.11 se presenta un aspecto de la pantalla del programa de captura



Presione ALT+E para salir
Fig. 4.11 Pantalla del programa de captura

Puede observarse que existen dos comandos no descritos antes:

C para adquirir en forma continua

O para detener la adquisición que sirven para detener y arrancar el sistema de adquisición del osciloscopio y dado que una vez implementadas no demostraron una utilidad práctica no se describen con más detalle. Se conservaron en el programa ya que no era necesario eliminarlos.

4.6. Programa de correlación

Este programa se encarga procesar los datos y calcular la velocidad de propagación para la señal analizada; fue desarrollado en el mismo lenguaje que el programa de captura y también bajo programación orientada a objetos. En la tabla 4.5 se enlistan las características del programa.

Lectura de archivo con señal patrón (con cualquier nombre) en formato ASCII,
Lectura de archivo con señal de datos (con cualquier nombre) en formato ASCII,
Escritura de archivo con vector de correlación en formato ASCII,
Longitud de muestra modificable por el usuario,
Tiempo de disparo modificable por el usuario,
Detección de envolvente, con constante de tiempo modificable por el usuario,
Detección de señal, para patrón y para datos, con umbral modificable por el usuario,
Eliminación de interferencia inicial,
Correlación entre patrón y datos,
Vector de envolvente de la correlación,

Presentación gráfica de todos los vectores,
Manejo de vectores como apuntadores,
Detección de máximos absolutos del vector de la correlación,
Cálculo de la velocidad de propagación
Carga automática de parámetros del programa, mediante un archivo de texto con la configuración.

Tabla 4.4 Características del programa de correlación

Los requisitos del sistema para este programa son:

Computadora AT/286 con 500 kilo bytes libres de memoria convencional (mínimo),
Tarjeta gráfica VGA,
y 200 kilo bytes de disco para programas y datos.

Tabla 4.5 Requisitos del programa de correlación

A continuación se presenta en la Fig. 4.12 un diagrama de flujo del programa

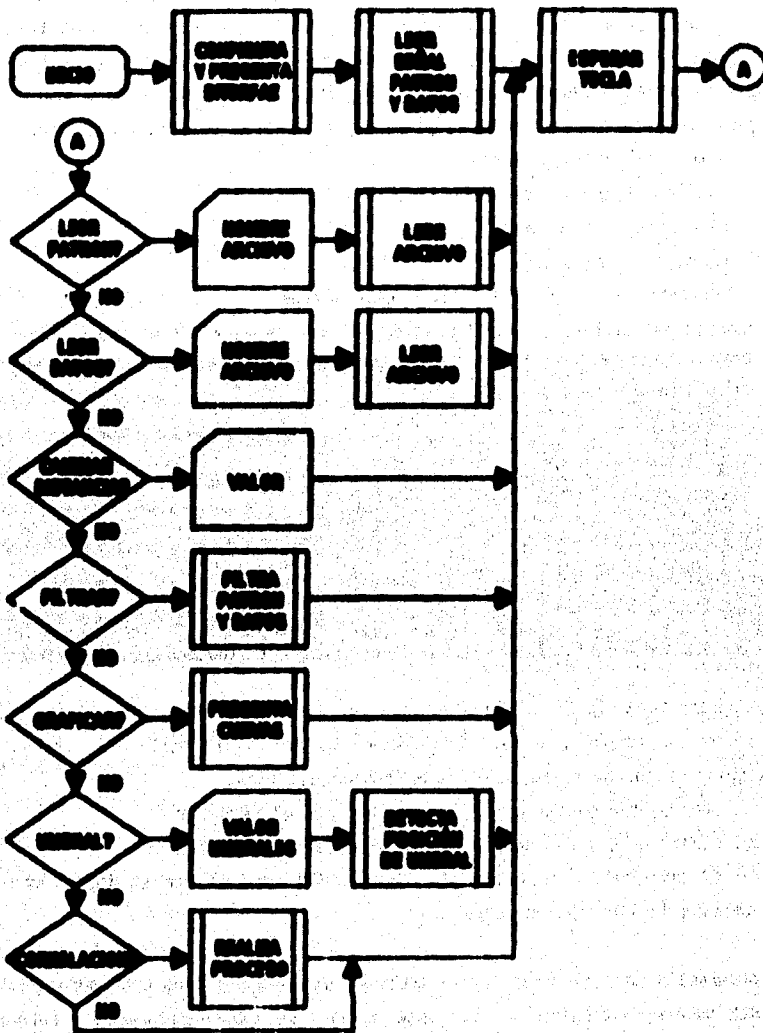


Fig. 6.18 Flujo del programa de correlación

Este programa funciona de manera similar al programa de captura de datos, en el se crea un objeto que contiene todos los procedimientos y variables para su ejecución. Una vez construido el objeto se abre un archivo de configuración cuyo nombre es proporcionado al programa en la línea de comando, en este archivo se proporcionan los parámetros de la prueba que se desea analizar, como son:

- nombre del archivo patrón,
- nombre del archivo de datos,
- distancia de la muestra,
- umbrales de cada señal y
- constante de tiempo del filtro, entre otros.

Un ejemplo del archivo de configuración se muestra en el siguiente cuadro:



Ejemplo de archivo de configuración

El programa tiene la flexibilidad de que la sea proporcionado cualquiera de los parámetros o ninguno, y dado que tiene formato ascii puede ser creado en cualquier editor de texto, con las únicas condiciones:

1. Cualquier comentario deberá comenzar con el carácter ";"
2. Cualquier comando deberá completarse con el carácter "<"
3. El archivo deberá tener el comando 'FIN' con el que se indica que se termine la lista de comandos.

El programa soporta los siguientes comandos en el archivo de configuración:

PATRON=nombre_de_archivo Con este comando se indica el nombre y ruta del archivo que se leerá y será almacenado en el vector del patrón al iniciar el programa.

- DATOS=nombre_de_archivo** Funciona exactamente como el comando PATRON con la diferencia de que la lectura se almacena en el vector de datos.
- BRV=ruta_de_archivo** Con este comando se indica la ruta del archivo que utiliza el programa para mostrar las gráficas generadas.
- CORREL=nombre_de_archivo** Se indica el nombre con el que se desea guardar el vector de la correlación.
- TIEMPODISPARO=tiempo** Dado que existe un retardo desde que se manda la señal de disparo hasta que se genera el pulso en la etapa de potencia, con este comando se indica, en microsegundos, el tiempo en formato de número real y positivo, que se obtiene de la medición de dicho tiempo. Este dato es muy importante ya que de él depende directamente el cálculo de la velocidad de propagación.
- DENSIDAD=x** Se indica la densidad del material en estudio (en $\frac{kg}{m^3}$), con el propósito de utilizar este parámetro en versiones posteriores del programa y poder calcular los módulos elásticos automáticamente.
- DISTANCIA=x** Se indica con este comando la distancia que recorre la vibración ultrasónica en el medio en estudio, dada en metros. Este parámetro es de mucha importancia en el cálculo de la velocidad

de propagación.

TIEMPOINVOLVENTE=x

Se indica la constante de tiempo del filtro pasa bajos utilizado para detectar la envolvente de las señales patrón y datos.

UMBRALPATRON=x,UMBRALDATOS=x

Se indica el porcentaje del valor máximo rms de cada vector (patrón y datos), según el cual se considera que el nivel de la señal es demasiado bajo para considerarse como válido. Con este parámetro se logra restringir la cantidad de datos a procesar en la correlación y así se reduce el tiempo de procesamiento.

Una vez leído el archivo de configuración se procede a la lectura de los archivos con las señales, si alguno de estos no se encuentra no se realiza la lectura. Finalmente se crea la interfaz con el usuario.

Mediante la interfaz se pueden ejecutar los siguientes procedimientos:

- Lectura de archivos con patrón y datos, escritura de archivo con el vector de correlación
- Introducción de los parámetros. Los cuales son la distancia de transmisión, la densidad del medio en estudio, los umbrales de detección para el patrón y los datos, la constante de tiempo para el filtro, tiempo de dispersa y la constante de tiempo para el promedio del vector de correlación.
- Ejecución. Se puede ejecutar el programa de captura desde este programa, ir al sistema operativo en forma temporal, y presentar gráficas de las señales del vector patrón, de vector de datos, del vector de correlación y de su promedio.
- Procesamiento de datos. Son la detección de umbral, detección de envolvente, rectificado de las señales, y la correlación, que son descritos a continuación.

Detección de umbral. Como se explica en la sección 3.2 del presente trabajo, al restringir la cantidad de datos que se va a procesar en la correlación resulta en un ahorro significativo de tiempo. Para ello es necesario discriminar de algún modo en que parte de los vectores de la señal patrón y de datos se encuentra la curva. Para discriminar la curva se eligió emplear el valor medio cuadrático (rms por sus siglas en inglés) de bloques de tiempo fijo. Según el siguiente método:

1. Cada vector contiene 500 datos potencialmente útiles (que representan 100 ns con una tasa de muestreo de 5 Mps) en los cuales puede encontrarse la información, entonces el vector es dividido en 20 bloques (muestras) de 5 μ s cada uno.
2. Se obtiene el valor rms de cada bloque y se almacena como referencia el valor con mayor magnitud, en cuyo bloque se encuentra parte de la señal.
3. Se compara el porcentaje en magnitud que representa cada uno de los bloques, que siguen, en relación al de valor máximo que siguen a éste para determinar cuando el nivel rms ha caído por debajo del umbral determinado por el usuario.
4. Se acota hasta ese dato la cantidad de datos para el procesamiento

En la Fig. 4.13 se observa claramente la curva del valor rms (en bloques de 5 μ s) para una señal obtenida con el equipo y que se usó como patrón.

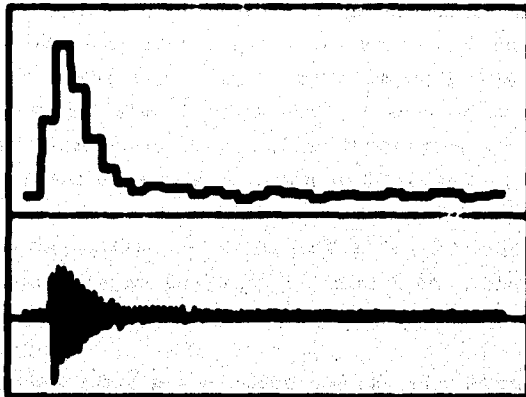


Fig. 4.10 Curva del valor rms por etapas para la señal inferior

Esto se considera suficiente y válido para utilizar en el tiempo la energía de la señal dado que la magnitud de voltaje de la curva capturada esta en proporción a su energía, de modo que para calcular el valor rms se utilizó la siguiente ecuación:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (4.6)$$

Que es útil para calcular el valor efectivo de señales de voltaje periódicas o aperiódicas [23].

Detección de envoltura. Para la detección de envoltura se aplica el mismo principio de un demodulador de AM basado en un rectificador de onda completa -que se describe como siguiente punto- y un filtro RC de primer orden como el de la Fig. 4.14, cuya función de transferencia en el dominio de Laplace es:

$$H(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (4.10)$$

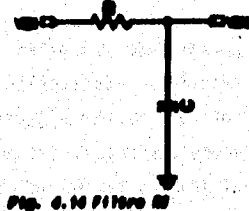


Fig. 4.10 Filtro RC

Mediante una transformación bilineal al dominio discreto, con un periodo de muestreo de 200 ns, y donde el producto $RC = 2 \mu s$ (que es la constante de tiempo), la función $H(z)$ es mapeada como:

$$H(z) = \frac{0.9792(z+1)}{z-0.9848} \quad (4.11)$$

discretizando y simplificando la ecuación se tiene:

$$V_2(n) - 0.9848 \cdot V_2(n-1) = 0.9792(V_1(n) + V_1(n-1)) \quad (4.12)$$

Que es la expresión utilizada para implementar el algoritmo del filtro digital. Un ejemplo de el resultado que se obtiene al aplicar este filtro para recuperar solo la envolvente se observa en la Fig. 4.15. Como se puede apreciar el uso de un filtro de primer orden y un rectificador de onda completa es suficiente para poder encontrar la envolvente de la señal con la suficiente precisión.

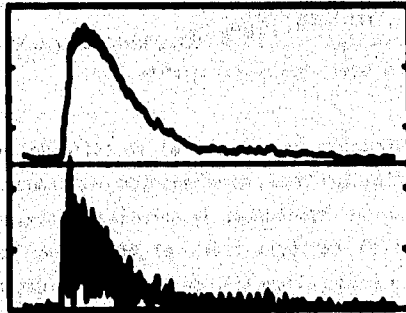


Fig. 4.15 Detección de envolvente

Una vez que se ha detectado la envolvente de una señal como la de la Fig. 4.15 es posible proceder con el proceso de correlación.

Rectificado de señales. Como se comentó en la sección 3.2 es muy conveniente el rectificar las señales del patrón y los datos con el fin de evitar que se obtengan valores negativos en la correlación, dado que es de nuestro interés el comportamiento de las curvas. Este procesamiento se realiza al momento de leer el archivo con la información. Como se observa en la Fig. 4.10 el rectificado de la señal se realiza para la onda completa, provocando que la frecuencia de la señal se duplique, lo cual resulta muy provechoso al detectar la envolvente de la señal ya que se realiza mediante un filtro paso bajas.

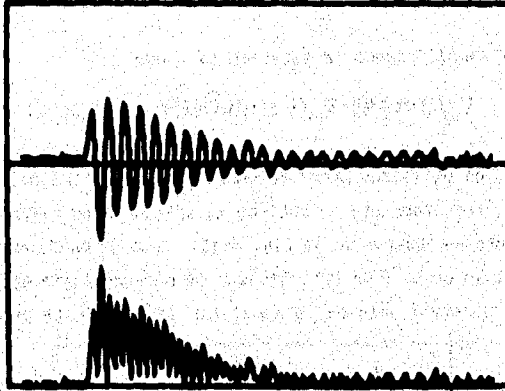


Fig. 4.10 Rectificado de onda completa

Correlación. La detección de umbral, el rectificado de las señales y la detección de envolventes son tres procedimientos destinados a preparar los datos para su procesamiento más importante: la correlación cruzada.

Como se mencionó en el capítulo tres, el método de la correlación es la herramienta fuerte en esta aplicación, destinada a la determinación del tiempo de vuelo. Como menciona Psanicka [23]: "Nuestro problema es comparar las señales $x(n)$ y $y(n)$ y de esa manera identificar la presencia del objeto y determinar D , si conocemos el retardo D podemos calcular la distancia del objeto..."

En este problema se conoce la distancia, y determinando el tiempo se calculará la velocidad de propagación. La correlación cruzada de dos señales $x(n)$ y $y(n)$ es la secuencia de los números $r_{xy}(l)$ y esta definida por cualquiera de las ecuaciones:

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n-l) \quad l=0,1,2,\dots \quad (4.13)$$

$$r_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y(n+l) \quad l=0,1,2,\dots \quad (4.14)$$

Esta definición es para una señal que no tiene su inicio y su fin definidos, pero para el caso se restringira la correlación desde el momento en que inicia el pulso de alto voltaje hasta el punto en el que se detecta el umbral predeterminado.

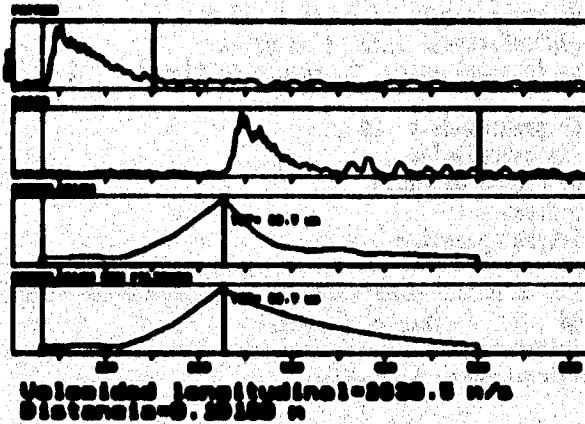


Fig. 4.17 Ejemplo de el programa de correlación

Como se observa en la Fig. 4.17 las señales patrón y datos se encuentran acotadas cada una por dos líneas verticales. El proceso de correlación se limita a los datos contenidos entre las acotaciones, debido a que al procesar el resto de los

datos no aporta información útil).

Por último en la Fig. 4.10 se muestra una instantánea de la pantalla del programa de correlación.

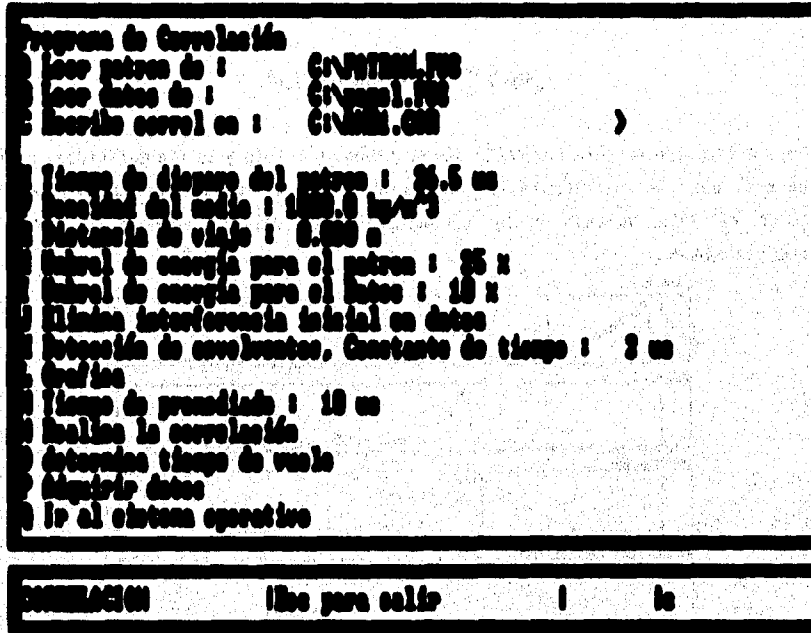


Fig. 4.10 Interfaz del programa de correlación

5. RESULTADOS

Se efectuaron pruebas con distintos materiales incluyendo arcilla del subsuelo de la ciudad de México y en la tabla 5.1. se muestran los resultados obtenidos con el equipo, así como el dato real siempre que se encontró.

MATERIAL	COMENTARIOS	L ₀ (mm)	V ₀ (m/s)	V _L	
				PRUEBA	REAL (m/s)
Yeso	<p>El error absoluto entre el valor de la velocidad encontrada y la real es de 1.000, lo cual se considera suficiente. Obsérvese la Fig. 5.1 en la cual se observa la señal recibida a través de este material. Se espera que debido a que la yesa es un material homogéneo, la señal ultrasonica no sufra gran distorsión (en relación con la señal patrón), caso en donde se puede apreciar en otros materiales. Puede distinguirse a simple vista, con bastante seguridad, la primera cresta en la curva que corresponde a la onda longitudinal, pero la segunda que corresponde a la onda de corte no se aprecia en la misma magnitud. La velocidad de corte no se ha determinado hasta este punto, ya que requiere un refinamiento en los algoritmos de procesamiento, que aún no se ha desarrollado.</p>	101.8	88.7	888.0 ¹	888

¹ Obsérvese la Fig. 5.1 en la cual se aprecian dos máximos, el segundo corresponde a la onda de corte y su velocidad es de 1200 m/s en la prueba, mientras que la real es de 1200 m/s.

Interferencia del modo de Young mediante ultrasonido

<p>onda de pino</p>	<p>Como se puede intuir la onda de pino está conformada por fibras no homogéneas, y una cantidad de defectos internos. Por esto la señal sufre una distorsión evidenciando mejor que en la foto, como se aprecia en la Fig. 5.3. Se observa que a continuación de la primera cresta existe otra de menor amplitud, que corresponde a la onda de carbón.</p>	<p>20</p>	<p>18.9</p>	<p>1448.9</p>	
<p>pu</p>	<p>En esta señal se distinguen con amplitudes similares las crestas que corresponden a las ondas longitudinales y transversales (Fig. 6.3). Para las señales esta velocidad de propagación es baja (en relación con la del agua que es de 1480 m/s), conviene que la distancia del proyector sea tal que se obtenga un tiempo mayor a los 10 ns para evitar errores significativos por la mala resolución del sistema.</p>	<p>20.2</p>	<p>21.1</p>	<p>271.0</p>	

Vidrio	En este material se observa el efecto de realizar pruebas en un material sin la suficiente distancia para que se logre una precisión satisfactoria, la velocidad es tan alta que probablemente lo que se está registrando sea un eco, el retardo que existe en el amplitud, o bien, la onda de corte para el vidrio. Se puede que al realizar una prueba en una muestra de vidrio de más gruesa se logran resultados más coherentes. Se puede observar en la Fig. 5.6, Fig. 5.7, Fig. 5.8, que existe una corte de eco con el mismo retardo entre ellas, pero no se pueden discriminar dos ecoses adyacentes como en otros materiales.	0.4	0.5	1040.2	5000
Aluminio, muestra 1	En este material se observa un fenómeno curioso, se probó con dos longitudes distintas y la velocidad de propagación determinada para cada una presenta una variación de 2.500 con respecto a la más alta. Si bien existe una gran diferencia de este valor al valor real de la velocidad longitudinal, con respecto a la velocidad de corte (5130 m/s), el error absoluto es de 19.05 para la muestra 1 y 19.05 para la muestra 2. Se cree que la variación puede deberse a varios factores entre los que se cuentan: la calibración del instrumento y la temperatura de la muestra [7].	19.74	6.7	5710.6	5000 ¹

¹ La velocidad de propagación de corte es de 3130 m/s

Asesoración del equipo de Hurg mediante ultrasonido

<p>Aluminio, muestras 2</p>		<p>267</p>	<p>104.0</p>	<p>2000</p>	<p>2000¹</p>
<p>papel band</p>	<p>En la Fig. 2.6 se observa la señal recibida a través de papel band. Este sustrato es conformado con un conjunto de hojas de papel band, apretadas para evitar la presencia de aire. Podemos considerar a la muestra como un medio formado por láminas paralelas a los ejes de los transductores, quizá por esto se presentan una serie de ondas secundarias después de la primera cresta, lo cual dificulta distinguir las señales longitudinales y transversales.</p>	<p>20</p>	<p>20.7</p>	<p>200.0</p>	
<p>alúo, muestras 1</p>	<p>Si bien no se cuenta con el dato real de la velocidad de propagación de esta señal, el error relativo entre los resultados obtenidos es de 0.002, lo cual es un indicativo de la capacidad del equipo para realizar mediciones consistentes. Desafortunadamente no se podría determinar una segunda cresta (Fig. 2.6, Fig. 2.7, Fig. 2.8).</p>	<p>0</p>	<p>0.7</p>	<p>447.0</p>	
<p>alúo, muestras 2</p>	<p>lo cual ayuda a asegurar que tipo de velocidad es la que se desea, para después de probar con otros sustratos de este tipo se podría encontrar alguna respuesta más adecuada.</p>	<p>17</p>	<p>20.2</p>	<p>600</p>	

<p>pulse, muestr 1</p>	<p>Debido a los tres diferentes muestras que se verificaron en estas que la diferencia en la velocidad de propagación determinada con respecto a la real puede deberse a los cinco factores presentes en la prueba realizada con el pulso. Cabe hacer notar que la tendencia es que se registre una velocidad de propagación menor a la esperada. En la Fig. 5.4 esto se observa una cresta, pero se puede corroborar que se trata de la onda longitudinal por comparación de el valor determinado con el real.</p>	<p>100</p>	<p>70.0</p>	<p>1000.0</p>	<p>0100</p>
<p>pulse, muestr 2</p>	<p>En la Fig. 5.4 esto se observa una cresta, pero se puede corroborar que se trata de la onda longitudinal por comparación de el valor determinado con el real.</p>	<p>10.0</p>	<p>7.0</p>	<p>1000.0</p>	<p>0100</p>
<p>pulse, muestr 3</p>	<p>En la Fig. 5.4 esto se observa una cresta, pero se puede corroborar que se trata de la onda longitudinal por comparación de el valor determinado con el real.</p>	<p>00</p>	<p>00.1</p>	<p>1070</p>	<p>0100</p>
<p>pulse de la cara</p>	<p>Al observar la Fig. 5.5, Fig. 5.7, Fig. 5.8 se puede apreciar que al momento en que sucede el disparo del pulso en el transmisor, en el receptor se observa una cresta, se espera que debido a que la piel es un material conductor (debido a los cables en su superficie) se presenta un fenómeno de conducción eléctrica de la señal hasta el receptor que se amplifica. Por otro lado la segunda cresta se espera que corresponde a la onda longitudinal, ya que se puede observar una tercera cresta (se espera en relación a la segunda) que corresponde a la onda longitudinal.</p>	<p>00</p>	<p>00.0</p>	<p>1000.0</p>	<p>1</p>

Tabla 5.7. Resumen de resultados obtenidos con diferentes materiales.

¹ La velocidad de propagación en el agua es de 1400 m/s.

Interpretación del espectro de ondas acústico ultrasonido

En las siguientes páginas se muestran capturas de la pantalla gráfica del programa de correlación para los distintos materiales verificados

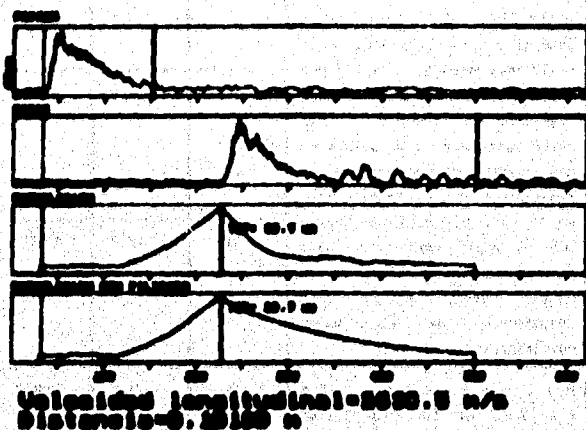


Fig. 5.1 Resultado obtenido con Lucite

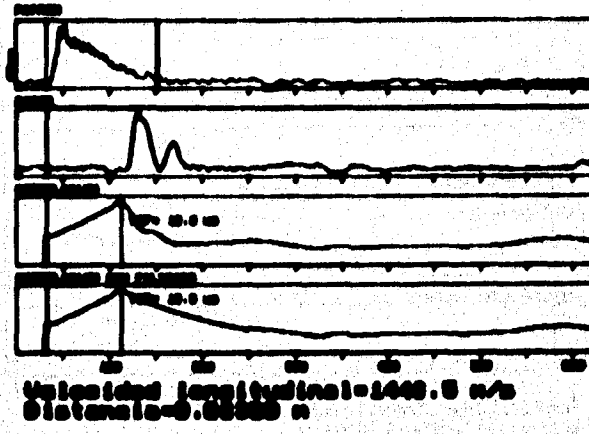


Fig. 5.2 Resultado obtenido con cable de cobre

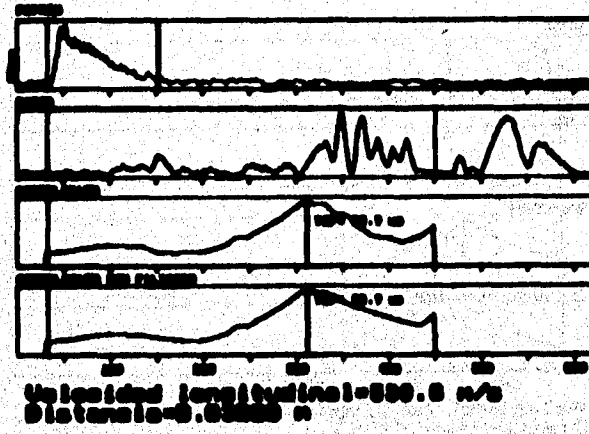


Fig. 5.3 Resultado obtenido con papel bond

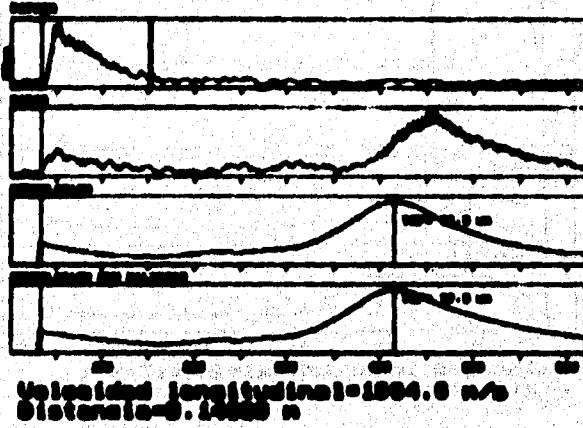


Fig. 5.4 Resultado obtenido con P122

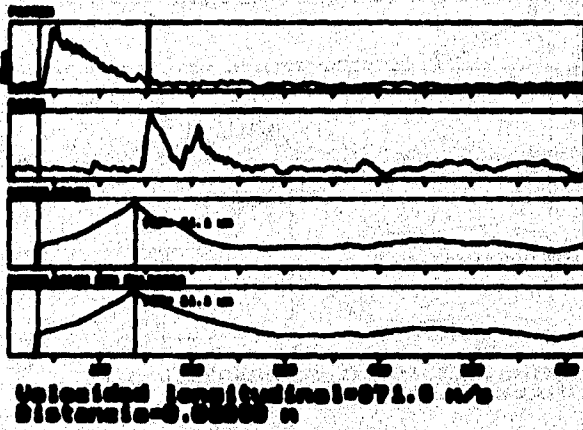


Fig. 5.5 Resultado obtenido para P10

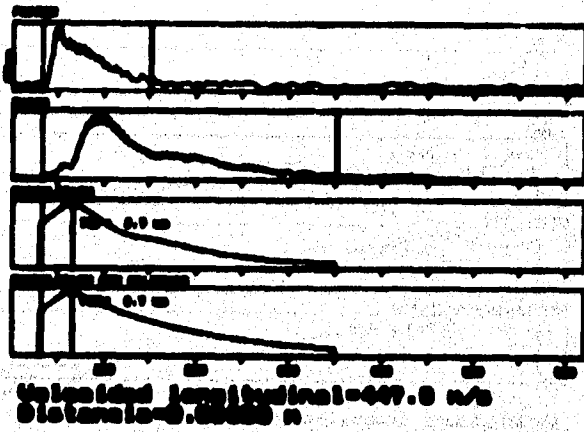


Fig. 5.6 Resultados obtenidos para estado estable

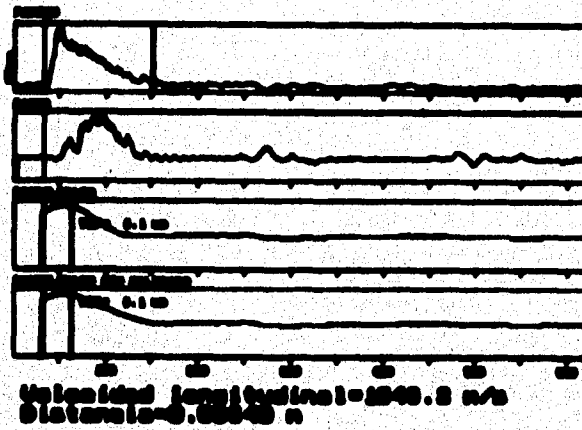
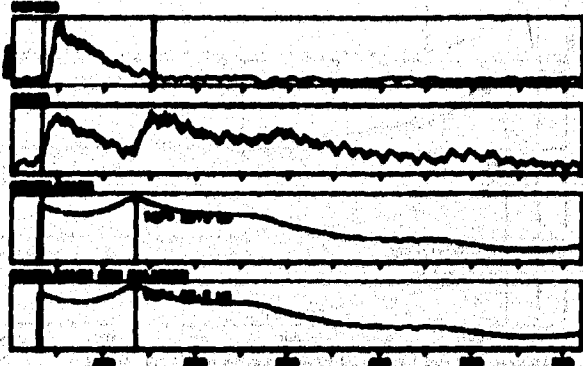


Fig. 5.7 Resultados obtenidos para estado estable



Velocidad longitudinal=2000.0 m/s
Distancia=0.00400 m

Fig. 5.2 Resultados obtenidos en la parte de una zona

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Una de las revelaciones más importantes que se adquirieron al desarrollar este trabajo es que los equipos de medición e instrumentación son herramientas y no resuelven de forma completa un problema específico, con esto se desea expresar que aún cuando un equipo sea muy sofisticado y cuente con muchas ventajas y características útiles, no podrá ser aprovechado hasta que sea operado por una persona con el conocimiento necesario para interpretar los resultados obtenidos y que además sea capaz de exponer una decisión al respecto. En el caso de los equipos que vende Panametrics y el trabajo que aquí se describe, como ejemplos de ello, su finalidad es permitir la realización de mediciones y procesamiento de señales ultrasónicas. El autor considera que aún se encuentra alejado el momento en que el equipo por sí sólo discrimine entre una señal generada por una vibración longitudinal o transversal, dado que en los resultados con los distintos materiales no se encontró semejanza en sus señales recibidas.

El equipo desarrollado es susceptible de varias mejoras, sobre todo en los algoritmos empleados para la discriminación de la curva de correlación. Se recomienda realizar una segunda etapa de desarrollo, consistente en una intensiva prueba con materiales en combinación con la depuración de los algoritmos con el fin de cumplir dos objetivos: la discriminación de las señales longitudinales y transversales y el entrenamiento necesario para la operación del equipo.

En conclusión, el desarrollo de un equipo de esta naturaleza implica un nivel de tecnología electrónica disponible en el mercado nacional, sin embargo el punto en el cual la disposición de componentes se encuentra obstaculizada es en lo referente a los sensores ultrasónicos, por dos razones: su alto costo y el hecho de que existe en México un sólo proveedor. Se considera que la instrumentación electrónica realizada en México depende en forma completa de lo producido en el extranjero y podría sobrepasar si se realizara investigación y desarrollo en transductores para su explotación comercial.

Apéndice A. Especificaciones técnicas del generador de pulso

En la Fig. A.1 se muestra el diagrama esquemático del generador de pulso.

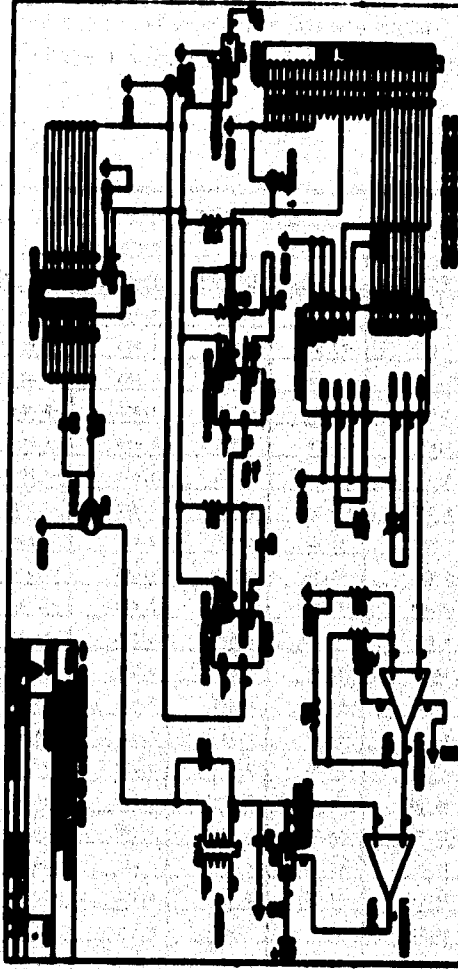


Fig. A.1 Diagrama esquemático del generador de pulso

Determinación del nivel de ruido mediante ultrasonido

El voltaje aplicado al bobinado del transformador T1 está en proporción casi directa con el dato que se escribe en el convertidor digital a analógico U1. En la siguiente tabla se muestran los datos de la caracterización del circuito, donde se aprecian las características de la señal que se obtiene en el bobinado secundario al realizar un disparo, tanto para la condición sin carga, como cuando se encuentra conectado el cristal piezoeléctrico transmisor.

Dato en el DMS	Voltaje pico en el secundario					
	sin carga			con carga		
	Vmax (V)	Vmin (V)	Vpp (mV)	Vmax (V)	Vmin (V)	Vpp (mV)
0	0.97	-0.97	0.000	1.000	-0.000	0.00
10	0.97	-0.97	0.000	1.000	-0.000	0.00
20	0.97	-0.97	0.000	1.000	-0.000	0.00
30	0.97	-0.97	0.000	1.000	-0.000	0.00
40	0.97	-0.97	0.000	1.000	-0.000	0.00
50	0.97	-0.97	0.000	1.000	-0.000	0.00
60	0.007	-0.004	0.00	1.007	-7.100	10.00
70	0.000	-0.000	0.00	0.10	-0.000	10.07
80	0.701	-00.10	0.007	0.000	-0.010	11.10
90	0.000	-00.17	0.000	0.000	-10.0	0.070
100	0.000	-01.0	0.010	0.000	-10.00	10.00
110	10.00	-00.00	0.000	0.000	-10.00	10.00
120	10.00	-01.01	0.000	0.000	-10.00	10.1
130	10.00	-07.01	0.00	0.070	-10.00	10.01
140	11.01	-71.00	0.070	0.000	-17.7	10.00
150	10.10	-10.0	0.0	0.000	-10.00	10.00
160	10.00	-00.70	0.000	0.700	-00.0	10.01
170	10.01	-00.00	0.070	0.007	-00.00	10.00
180	10.01	-00.00	0.000	0.100	-00	11.0
190	10.00	-100	0.00	0.000	-00.70	10.00
200	10.00	-100.0	0.000	0.010	-00.00	0.007

Dato en el DSS	Variables puestas en el experimento					
	sin carga			con carga		
	Vmax (V)	Vmin (V)	Vpp (mV)	Vmax (V)	Vmin (V)	Vpp (mV)
110	10.00	-100.0	0.000	0.000	-97.97	10.00
220	10.00	-111.0	0.077	0.0	-99.99	10.00
330	10.00	-122.0	0.17	0.000	-99.7	0.000
440	10.07	-133.0	0.077	0.000	-91.00	11.00
550	10.07	-144.0	0.076	0.001	-90.1	10.00
660	10.07	-155.0	0.000	0.000	-90.00	10.00

Tabla 2.1. Resultados del transformador al disparo

En la Fig. A.2 se muestran las curvas características de la etapa de potencia donde se aprecia el comportamiento del voltaje entregado por el circuito al momento de disparar en las condiciones sin carga y cuando se encuentra conectado el cristal transmisor 166166 -construidas con base en la información de la Tabla A.1.-. Puede apreciarse que para ambas curvas el voltaje de salida se conserva igual con el dato escrito en el convertidor, hasta que dato es superior a 60. A partir de este dato la curva de voltaje es prácticamente lineal y proporcional al incremento en el dato, con una pendiente de .65 V por cada incremento unitario condición sin carga, y 0.136 V por incremento unitario para la condición con carga.

El primer comportamiento se debe a que el circuito integrado LM317 utilizado para proporcionar la energía al transformador tiene una salida mínima de 1.25 V, lo cual provoca que aún con cero volt a la salida del convertidor digital a analógico se tenga cierta cantidad de energía disponible.

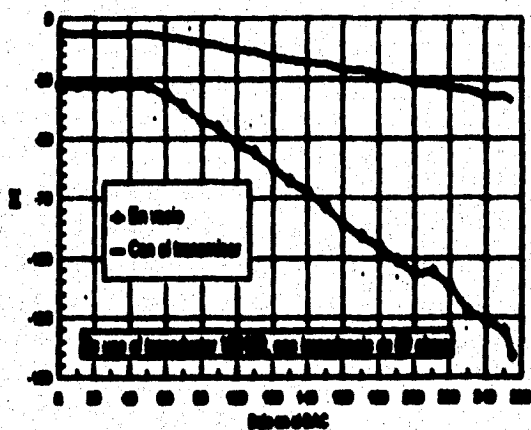


Fig. A.2 Curvas de voltaje entregado al momento de disparar

En la Fig. A.3 se observa la curva de energía aplicada al transisor, construida con base en los datos de la curva de voltaje entregado con el transisor como carga. El cálculo de la energía se realizó con base en la expresión (4.8), por ello la energía es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado. Como se observa en la curva de energía su tendencia es la de una parábola. El rango de energía que puede entregar al circuito en un pulso va desde 8 μJ hasta algo más de 210 μJ . Considerando que los equipos existentes para la excitación de los transductores piezoeléctricos presentan rangos desde 1 hasta 100 μJ , se considera que este nivel de energía es suficiente para las pruebas.

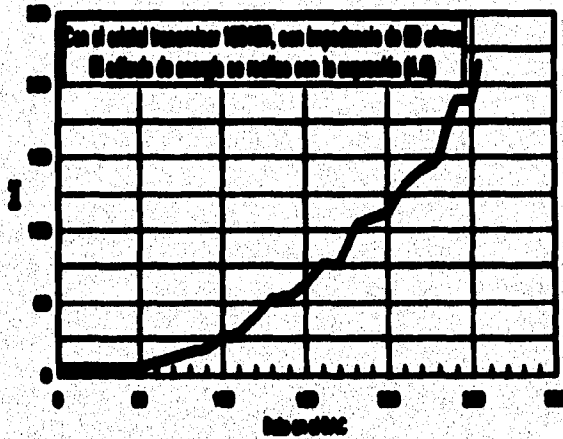


Fig. A.3 Curva de energía entregada

Administración del edificio de Nueva Galicia ultramarino

El presente informe tiene por objeto exponer el estado de la administración del edificio de Nueva Galicia ultramarino, desde su fundación en el año de 1763 hasta el presente. Se trata de un edificio que ha sufrido numerosas vicisitudes, y que hoy día se encuentra en un estado de ruina y abandono. El presente informe se divide en tres partes: la primera trata de la fundación del edificio, la segunda de su administración durante el reinado de Carlos III, y la tercera de su estado actual.

Año	Recaudación	Gastos	Saldo
1763	1000	500	500
1764	1200	600	600
1765	1500	700	800
1766	1800	800	1000
1767	2000	900	1100
1768	2200	1000	1200
1769	2500	1100	1400
1770	2800	1200	1600
1771	3000	1300	1700
1772	3200	1400	1800
1773	3500	1500	2000
1774	3800	1600	2200
1775	4000	1700	2300
1776	4200	1800	2400
1777	4500	1900	2600
1778	4800	2000	2800
1779	5000	2100	2900
1780	5200	2200	3000
1781	5500	2300	3200
1782	5800	2400	3400
1783	6000	2500	3500
1784	6200	2600	3600
1785	6500	2700	3800
1786	6800	2800	4000
1787	7000	2900	4100
1788	7200	3000	4200
1789	7500	3100	4400
1790	7800	3200	4600
1791	8000	3300	4700
1792	8200	3400	4800
1793	8500	3500	5000
1794	8800	3600	5200
1795	9000	3700	5300
1796	9200	3800	5400
1797	9500	3900	5600
1798	9800	4000	5800
1799	10000	4100	5900

Apéndice B. Especificaciones técnicas del acondicionador de señales

En la Fig. B.1 se muestra el diagrama eléctrico del acondicionador de señal para el receptor piezoeléctrico:

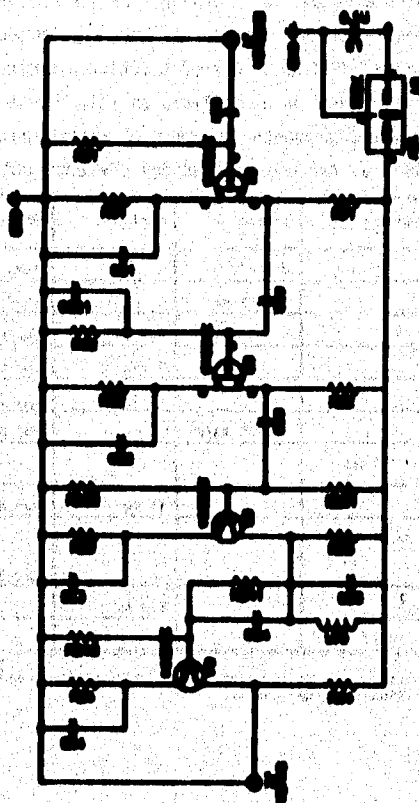


Fig. B.1 Diagrama eléctrico del amplificador del receptor

Antecedentes del diseño de un sistema ultrasonido

Como se puede observar el acondicionador consta de cuatro etapas de amplificación diseñadas cada una con un propósito específico, a continuación se describe cada una de ellas:

Primera etapa. En esta etapa la impedancia de entrada transforma la corriente que entrega el elemento receptor en un voltaje, el cual es amplificado para entregarlo a la siguiente etapa. Se construyó con base en una configuración de emisor común (common source) debido a los siguientes ventajas: amplia impedancia de entrada y el JFET es un elemento activo con menor densidad de ruido térmico que al BJT. Con base en un análisis en alta frecuencia y considerando la impedancia de carga que presenta la etapa de amplificación acoplada, en la Tabla B.1 se presentan las características del elemento activo y su desempeño.

Características a 200 kHz	Unidad	Típico	Unidad	Observaciones
V_{GS}		2.000 V		Eq1
I_{DS}		0.0100 mA		Eq1
C_{gs}			4.0 pF	Ver Hoja 1
C_{gd}			1.0 pF	Ver Hoja 1
g_m			17.00 mS	$g_m = (1 + \beta) I_{DS}$
i_n		1.0100 nV/√Hz		Ver Hoja 1
Q_{10}	0.700 dB			
r_{ds}			10 kΩ	Ver Hoja 1
Z_{in}	10.01 kΩ			
Z_{out}			0.0 kΩ	
AV	-10.07			$-g_m (R_D Z_L)$

Tabla B.1 Resumen de características de la primera etapa de amplificación ($C_{gs} + C_{gd}$) del 2N3866.

Segunda Etapa. Esta etapa es la misma configuración de la etapa anterior, pero con las siguientes diferencias: El valor de la impedancia de salida es significativamente menor que en la etapa anterior, se incluyó un capacitor de 10 pF en la compuerta a tierra para reducir la impedancia de entrada y evitar la oscilación del circuito en alta frecuencia. Las características de la etapa se presentan en la Tabla B.2.

Características a 600 kHz	Minimo	Tipico	Maximo	Observaciones
V_{GS}		0.170 V		Med
I_D		0.070 mA		Med
C_{gs}			0.0 pF	Ver Nota 1
C_{gd}			1.0 pF	Ver Nota 1
C_{in}			0.00 pF	$C_{in} (1 + g_m I_{DQ})$
h_{fs}		1.0100 mA/V ²		Ver Nota 1
g_m	0.00 mA			$g_m = 2\sqrt{I_{DQ} h_{fs}}$
r_{ds}			10 kΩ	Ver Nota 1
Z_i	10.00 kΩ			$\frac{R_{G1}}{(C_{gs} + C_{gd})h_{fs} + 1}$
Z_o			0.0 kΩ	
av	-0.000			- $g_m (R_{D1} R_L)$

Tabla B.2 Resumen de características de la segunda etapa de amplificación Nota 1. En hojas de especificaciones del 2N3640.

Determinación del módulo de Young mediante ultrasonido

Tercera etapa. Este consiste de un amplificador sintonizado a la frecuencia de operación de los cristales piezoeléctricos; el propósito de esta configuración es aumentar la relación señal a ruido rechazando aquellas frecuencias que no son de interés. El circuito resonante está basado en circuito LC paralelo. En la Tabla B.3 se presentan las características de este amplificador.

Características a 500 kHz	mínimo	típico	máximo	Observaciones
V_{in}		11.01 V		Spa1
I_{in}		1.0 mA		Spa1
S_{in}			0.0 pF	Ver nota 1
S_{out}			0.0 pF	Ver nota 1
$h_{f\beta}$	100			Ver nota 1
h_{fe}			0 mA	$\beta = \frac{I_{out}}{I_{in}}$
h_{oe}			40 pF	Ver nota 1
Z_i	700 Ω 4-01			$Z_i = \frac{1}{\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L2}} + \frac{1}{C_{out}}}$
Z_o			0.0 mA	En la frecuencia de resonancia f_0
f_0		500 kHz		Valor de diseño
		507 kHz		Valor real
Q		15.0 kHz		Valor de diseño, sin haber considerado la resistencia propia del inductor.
		60 kHz		Valor real
δ		31		Valor de diseño
		0		Valor real
av		-10.0		Considerando 020, 020, 024 y no considerando 020

Tabla B.3 Resumen de características de la tercera etapa de amplificación Nota 1. En base de especificaciones del 2N2222.

Cuarta etapa. Esta etapa, constituida por un amplificador en configuración de emisor común en alta frecuencia, puede ser visto como un amplificador con realimentación de corriente en serie, ya que la impedancia conjunta de RE4 y CE4 a la frecuencia de 500 kHz no es nula, se limita la ganancia total del amplificador, además se incrementa la impedancia de entrada significativamente. El propósito de este arreglo es evitar la oscilación, asegurar la operación más estable del circuito total. En la Tabla B.4 se presentan las características de la etapa.

Características a 500 kHz	mínimo	típico	máximo	Observaciones
V_{CE}		3.744 V		Real
I_B, I_E		1.72 mA		Real
$C_{\mu 200}$			0.0 pF	Ver Nota 1
$C_{\mu 500}$			0.0 pF	Ver Nota 1
$n_{FE, \beta}$	100			Ver Nota 1
n_{10}			0 mA	$0.25 \frac{V}{V}$
n_{50}			00 dB	Ver Nota 1
β_1	0.100 mA $\Delta - 20.0^\circ$			$20 \log \left(\frac{100}{1 + (100 \cdot 1)} \right)$
β_0			0.0 mA	
σ_V		-0.0004		Considerando 020, 500 y sin considerar 0500

Tabla B.4 Resumen de características de la última etapa de amplificación

Nota 1. En todos los casos de especificaciones del 2N2004.

RESUMEN DEL ACONDICIONADOR

Los datos presentados anteriormente son producto del análisis del circuito, este fue evaluado tanto en un simulador de circuitos con lenguaje SPICE, como en forma experimental. Los resultados de la simulación para una entrada de 100 uV, se muestran en las Fig. B.2 para la respuesta en amplitud; y Fig. B.3 para la fase, en la cual se puede observar que a una frecuencia superior a 100 MHz, debido al desfase, se esperaría una oscilación; sin embargo comprése la amplitud a dicha frecuencia y se observa que es suprimida, esto se logra gracias a la limitación de ganancia por CE4 y al capacitor para compensar CE2 en la Fig. B.1 de la página 93.

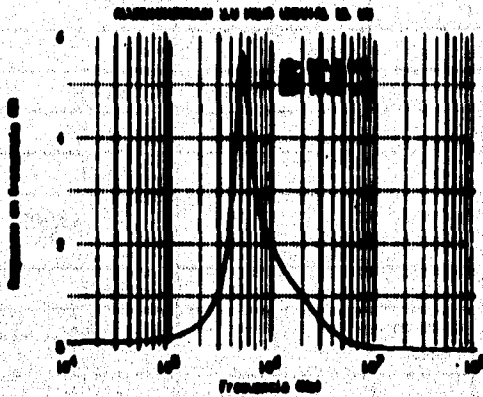
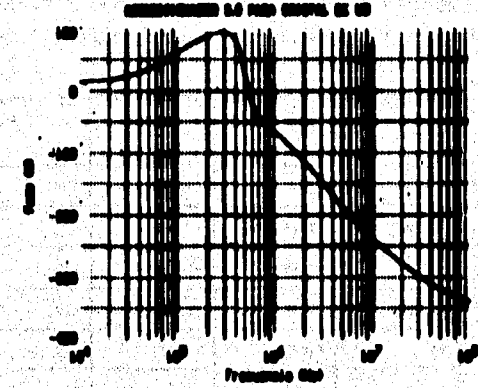


Fig. B.2 Simulación en SPICE: magnitud



Indeterminación del estado de Young mediante ultrasonido

En la Tabla B.6 se muestra un resumen de los resultados obtenidos por los tres medicos para caracterizar al acondicionador y su desempeño global.

Característica a 500 Mhz	MÁXIMO	MINIMO	IMPED	Observaciones
AV1	-10.57	-70	-10.50	V/V
AV2	-8.000	-7.000	-8.000	V/V
AV3	-10.2	-8.000	-10.00	V/V
AV4	-8.0004	-8.40	-8.40	V/V
AV TOTAL	047	4.000	5.007	V/V
	00.0	10.0	07	00
PO	000.0	004.0	007	Mis
SM	7.004	104.0	00	Mis
Q	00.0 ⁽¹⁾	0.000	0.047	(-)

Tabla B.6 Resumen de características globales.

(1) sin considerar la resistencia propia del inductor.

Apéndice C. Costo del prototipo

El costo del equipo se calculó en dos partes, una de ellas consistente en las partes, sin tomar en cuenta el equipo de cómputo necesario, ya que éste puede tener un costo muy variable. Tampoco se consideran los cables de conexión, ni los accesorios necesarios para el montaje de la muestra. La otra parte en el cálculo del costo son las horas de ingeniería invertidas en todo el proyecto. Se contabilizaron 1440 horas repartidas en 72 semanas con 20 horas cada una.

A continuación se presentan los costos desglosados de los componentes de la etapa de potencia y del amplificador del receptor.

Etapas de potencia

1 Circuito impreso	300	
1 2N2903B	40	
1 LM300	0	
1 74LS04B	0	
1 74LS001	0	
1 LM317	7	
1 LM300	10	
1 LM7000	7	
1 73P41	0	
1 1N2900	0	
1 Transformador	20	
8 Resistores 1/2W	1.2	
4 Capacitores	0	
1 Fuente de poder	20	
Accesorios	200	200.2

Determinación del costo de horas dedicadas ultrasonido

Amplificador

2 2N3004	0	
2 2N3040	0	
10 Resistores 1/4W	5.0	
10 Capacitores	10	
1 Punto de poder	50	
componentes	100	100.0

El costo total del prototipo se presenta a continuación, el costo de la hora de ingeniería se propuso como una estimación baja, ya que en la actualidad el costo promedio es superior al empleado.

Equipo de ultrasonido

tipo de cambio		7.6 pesos/usd
Componentes	costo	
	[usd]	[MX]
1 Etapa de potencia	-	100.0
1 Amplificador	-	100.0
1 Osciloscopio	4,000	30,400
2 Transductores	500	10,200
Costo materiales		41,200
	costo/hr	
1,000 horas de ingeniería	500	380,000
en 75 semanas desde		
Febrero de 1964 hasta		
noviembre de 1969		
COSTO DEL PROTOTIPO		421,200

- [1]. López M.C. L. et al., "Desarrollo de un acondicionador de señal para acelerómetros piezoelectrónicos", Memorias, 80MI X Congreso de Instrumentación, Jalapa, Ver., (1986), pp 60-63
- [2]. Soriano M. et al., "Desarrollo de un micrómetro electrónico para aplicaciones en estudios de Mecánica de Suelos", Memorias, 80MI X Congreso de Instrumentación, Jalapa, Ver., (1986), pp 40-53
- [3]. Moreno C. P., "Automatización de una Columna Resonante para estudios de Dinámica de Suelos", Tesis Prof., F.I. UAM, (1986), -en impresión-
- [4]. López Martín del Campo L. et al., "Diseño de sistema basado en ultrasonido para determinar algunas propiedades elásticas en suelos", Memorias, 80MI X Congreso de Instrumentación, Jalapa, Ver., (1986), pp 330-343
- [5]. Goldsmen R., *Ultrasonic Technology*, (Edit. Reinhold Publishing Corporation, Nueva York, 1963), 394 p.p.
- [6]. Lynnworth L. G., *Ultrasonic Measurements for Process Control*, (Edit. ACADEMIC PRESS INC., 1980)
- [7]. Gopalsani N., et al., "Acoustic Velocity and Attenuation Measurements in Thin Rods with Application to Temperature Profiling in Coal Gasification Systems", IEEE Trans. Sonics Ultrason., (1984), SU-31 (1), p.p 32-39.
- [8]. Stephenson R.W., "Ultrasonic Testing for Determining Dynamic Soil Moduli", *Dynamic Geotechnical Testing*, ASTM STP 684, American Society for Testing and Materials, (1978), p.p 176-196.
- [9]. Panametrics, Inc., *NDT APPLICATIONS*, 2, (1980)
- [10]. Duchesne B. et al., "Inexpensive and accurate position tracking with an ultrasonic ranging module and a personal computer", Am. J. Phys., (1991), 59 (11), p.p 800-802.
- [11]. Yang M. et al., "A Multifrequency AM-Based Ultrasonic System for Accuracy Distance Measurement", IEEE, Trans. Inst. Meas., (1994), 43 (6), p.p 861-866.
- [12]. Webster D., "A Pulsed Ultrasonic Distance Measurement System based upon Phase Digitizing", IEEE, Trans. Inst. Meas., (1994), 43 (4), p.p 678-682.
- [13]. Cai C. et al., "Accurate Digital Time-of-Flight Measurement Using Self Interference", IEEE, Trans. Inst. Meas., (1993), 42 (6), p.p 900-904.

- [14]. Mariotti D. et al., "Digital Time-of-flight Measurement for Ultrasonic Sensors", IEEE, Trans Inst. Meas., (1992), 41 (1), p.p 63-67.
- [15]. Panametrics, Inc., *Ultrasonic Transducers for Nondestructive Testing*, (1993)
- [16]. "Standard Test Method for Laboratory Determination of Pulse Velocities and Ultrasonic Elastic Constants of Rock", Designation D 2846-88, 1991, Annual Book of ASTM Standards, Section 4 Construction, Vol 04.08, Soil and Rock, Dimension stone, Geosynthetics.
- [17]. National Semiconductor, *Data Acquisition Linear Devices*, Databook, 1988.
- [18]. National Semiconductor, *General Purpose Linear Devices*, Databook, 1988
- [19]. Greenner W. R., *Transformers for Electronics Circuits*, (28 edic, Edit: McGraw-Hill Book Company, EUA, 1983), 467 p.p.
- [20]. Eggbrecht L. C., *Interfacing to the IBM Personal Computer*, (28 edic, Ed Sans Publishing, USA, 1988), 245 p.p.
- [21]. Hall D. V., *Microprocessors and Interfacing, programing and Hardware*, (Ed. McGraw-Hill International Editions, Singapur, 1988), 554 p.p.
- [22]. Cooper G.A. et al., *Basic Circuit Theory*, (Ed. McGraw-Hill International Editions, Singapur, 1988) 878 p.p.
- [23]. Peonicka S., *Apuntes para procesamiento digital de señales*, (Facultad de Ingenieria, UNAM, 1984), 100 p.p.
- [24]. Panametrics inc., *Acoustic Properties of Materials, Nondestructive Testing Handbook* (28 edic, 7, Ultrasonic Testing ASNT, 1991)