



Universidad Nacional Autónoma  
de México

152

FACULTAD DE INGENIERIA

**“ Medición de Espesores y Detección de  
Fallas en Materiales por Medio  
de Ultrasonido ”**

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO-ELECTRICISTA  
P R E S E N T A N

ARTURO SILVA ARRIAGA  
JUAN ANTONIO SOSACHICATTI REVUELTA

Director de Tesis: DR. PEDRO JESUS ACEVEDO CONTRA



MEXICO, D. F.      **TESIS CON**      1994  
**FALLA DE ORIGEN**



## **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 está 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.

MEDICION DE  
ESPESORES  
Y DETECCION  
DE FALLAS  
EN  
MATERIALES  
POR MEDIO DE  
ULTRASONIDO

## DEDICATORIA Y AGRADECIMIENTOS

---

### DEDICATORIA

Dedico esta tesis primeramente a Dios, ya que gracias a El he salido adelante en todas mis metas.

A mis padres Luis Silva y Marcela Arriaga por su apoyo incondicional a lo largo de mis estudios y por el gran cariño que siempre me han expresado.

A mis hermanos Luis, Pilar, Hugo y Marcedita. En especial a mi abuelita Aurora Méndez de quien he recibido grandes formas de amor y aprecio.

A mis amigos por su compañía a lo largo de estos años.

Al Departamento de Electrónica y Automatización del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y Sistemas de la UNAM, en especial al Dr. Pedro Acevedo Contla y al Ing. Martín Fuentes Cruz por su dirección y colaboración en el desarrollo de este trabajo.

A Juan Francisco, por su valiosa y desinteresada cooperación, por su tiempo y amistad.

A la persona con la que fué posible la realización de este trabajo: Juan Sosachicatti.

ARTURO SILVA ARRIAGA

## **DEDICATORIA Y AGRADECIMIENTOS**

---

### **DEDICATORIA Y AGRADECIMIENTOS**

Dedico este trabajo al recuerdo de mi abuelito Sr. Juan Revuelta Toledo por todas sus enseñanzas recibidas, las cuales han ayudado enormemente en mi vida.

Con cariño y admiración a mis Padres, ya que su apoyo y comprensión han sido importantes para la conclusión de esta etapa de mi desarrollo profesional:  
Ing. Eric Sosa Chicatti, Ing. Fabia Revuelta Toledo de Sosa.

Al recuerdo de mis abuelitos: Sra. Fabia Medina de Revuelta, Sr. Vicente Fuentes, Sra. Maria Inés Chicatti.

Para mis hermanos con los que he compartido toda mi vida . Eric, Jorge y Fabia. A mi tía Rosa del Carmen Sosa Luis y a Ginita.

A todos los miembros de mi gran familia, de quienes he recibido una gran amistad y comprensión, en especial a mi mamá Chaguaita.

A mi primo hermano Juan Antonio Orozco Revuelta, a la Fam. Mejía Silva, a Top Support y a la Familia Rocha por la ayuda otorgada para la edición y presentación de este trabajo.

A mis amigos de toda la vida, en especial a Juan Carlos Reyes Vargas y a mis compañeros de la Facultad: Laura Palomares, Rubén Genis, Daniel Ortega, Jorge Pérez y José Luis Gómez.

Agradezco a la UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO, de manera especial a la Facultad de Ingeniería la formación profesional que me ha brindado.

Al Departamento de Electrónica y Automatización (DEA) del IIMAS, UNAM, al Dr. Pedro Acevedo Contla y al Ing. Martín Fuentes Cruz, por su valiosa ayuda y tiempo en el desarrollo del presente trabajo.

Al Cubano Eduardo Moreno del Instituto de Cibernética, Matemáticas y Física de la Ciudad de la Habana por sus grandes consejos.

A Arturo Silva, uno de mis mejores compañeros y amigos, con el cual se hizo posible la realización de este trabajo.

JUAN ANTONIO SOSACHICATTI REVUELTA

# CONTENIDO

## CONTENIDO

### INTRODUCCION

### ABREVIATURAS UTILIZADAS

### MARCO TEORICO DE INTRODUCCION AL ULTRASONIDO

- MT.1. Naturaleza del movimiento de las ondas
- MT.2. Tipos de Ondas
- MT.3. Longitud de Onda y Frecuencia
- MT.4. Velocidad del Sonido
- MT.5. Frente de Onda

### CAPITULO I : DESCRIPCION DEL METODO DEL ECO - PULSO

- I.1. Método del Eco - Pulso
- I.2. Ventajas y Desventajas del Método del Eco - Pulso
- I.3. Método de Transmisión o de Sombra
- I.4. Método de Resonancia
- I.5. Método de Transparencia
- I.6. Método de la Disminución de la Intensidad del Eco
- I.7. Método de la Posición del Eco
- I.8. Aparatos Utilizados para los Ensayos Ultrasónicos

### CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

- II.1. Planteamiento General para el diseño del Sistema.
- II.2. Justificación Matemática del uso de Pulsos para la excitación del Transductor
- II.3. Circuito Integrado NE555 utilizado como Multivibrador Astable
- II.4. Circuito Monoestable 74LS221
- II.5. Conmutación de Transistores
- II.6. Determinación de Impedancia Dinámica del Transductor
- II.7. Diseño del Transformador
- II.8. Utilización del SCR para una buena respuesta del Transductor
- II.9. Circuito Sintonizado utilizando el Transistor 2N918
- II.10. Amplificación de la señal recibida
- II.11. Visualización de Resultados (Bloque digital)
- II.12. Diagramas electrónicos del Sistema

## **CONTENIDO**

---

### **CAPITULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOLECTRICOS**

- III.1. Funcionamiento del Transductor
- III.2. Transductores en Pruebas Ultrasonicas
- III.3. Resonancia de Transductores en Pruebas Ultrasonicas
- III.4. Transductores con uno o dos Elementos Sensores
- III.5. Frecuencias utilizadas comunmente en la detección de fallas en diversos materiales

### **CAPITULO IV : ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS**

- IV.1. Acoplamiento Acústico
- IV.2. Acoplamiento Eléctrico

### **CAPITULO V : PRUEBAS DE LABORATORIO**

- V.1. Figuras de Señales, Material y Equipo utilizado en las pruebas de Laboratorio
- V.2. Resultados de las Pruebas hechas en el Laboratorio.

### **CAPITULO VI : ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES**

### **APENDICES**

#### **APENDICE A: GENERALIDADES**

- A.1. El Campo Ultrasonico y otros Parámetros Importantes
- A.2. Impedancia Acústica
- A.3. Reflexión y Refracción de Ondas Ultrasonicas
- A.4. Transmisión de Ondas Ultrasonicas a través de diversas capas de un Material
- A.5. Difracción de Ondas Ultrasonicas. Principio de Huygens
- A.6. Atenuación de las Ondas Ultrasonicas en Sólidos
- A.7. Pulsos. Formas de Pulsos
- A.8. Síntesis de Ondas
- A.9. Ondas Laminas Sónicas en las fallas de los Materiales



## **CONTENIDO**

---

### **APENDICE B:**

**Tablas para el diseño de Transformadores Laminados.**

### **APENDICE C:**

**Tablas Teóricas relacionadas con la Pruebas de Laboratorio**

### **APENDICE D:**

**Programa para el microcontrolador HC11F1**

## **BIBLIOGRAFIA**

## **PUBLICACIONES**

# INTRODUCCION

### INTRODUCCION

El Ultrasonido es una herramienta de gran utilidad en la detección de fallas y medición de espesores dentro del campo de las pruebas no destructivas (PND).

Las pruebas no destructivas son pruebas hechas a materiales y a estructuras de materiales con el objeto de asegurar su calidad y confiabilidad sin destruirlas. Las PND tienen sus inicios durante la Segunda Guerra Mundial con un énfasis en el control de calidad. Desde este tiempo estas pruebas se han desarrollado como una técnica orientada a la industria con propósitos de localización de fallas en piezas manufacturadas. También se han tenido grandes avances en la investigación de materiales que a su vez desarrollen nuevas tecnologías de éstos. Los ensayos o pruebas de fallas tienen por objeto descubrir y localizar imperfecciones en la superficie o en el interior de los materiales. En general se aplican estos ensayos a piezas terminadas y por tanto, no deben dañar ni dejar ninguna huella. Estos ensayos son muy útiles y se aplican extensa y sistemáticamente, no solo para el examen de las piezas o productos terminados, sino también en gran escala para revisar periódicamente piezas que están en servicio.

En años recientes se han logrado trabajos de técnicas y de diseños para desarrollar un estándar general e incrementar un ancho de banda para las pruebas con ondas ultrasónicas no destructivas. Desde un punto de vista general las PND que operan con un ancho de banda mayor tienen dos principales ventajas. Primero, los pulso cortos asociados con una banda ancha de operación mejoran la potencia en la dirección de los ejes de prueba y segundo, un perfil de haz en el campo cercano se desarrolla substancialmente en cuanto a que una escala grande de fluctuaciones de presión se asocia con pulsos largos o también a que se reduce la formación de ondas continuas.

Las pruebas bajo bandas anchas de operación desarrollan formas de pulso bien definidas y proveen de un espectro de información muy útil. Los transductores ultrasónicos son también usados en aplicaciones de sonar, en los cuales es necesario un buen acoplamiento de impedancias para la transmisión y recepción. Los transductores ultrasónicos también pueden ser utilizados para la determinación de espesores y localización de fallas en ductos por los cuales circule cierto fluido sin la necesidad de desoldarlos y nuevamente volver a soldarlos, de esta manera se pueden estar revisando los espesores de los ductos constantemente por medio de ultrasonido, estos espesores se verifican debido a que son atacados por la corrosión originada por la fricción inevitable entre el fluido y el ducto.

## **INTRODUCCION**

---

Otra aplicación del ultrasonido como herramienta se presenta en la inspección de los metales utilizados en un taller de torno y fresa en donde es importante conocer el espesor exacto de los materiales con los cuales se está realizando una pieza , además es necesario conocer si la pieza contiene fallas que puedan provocar que la pieza metal - mecánica sufra una ruptura.

El Ultrasonido hace uso de vibraciones mecánicas de alta frecuencia para llevar a cabo todo el proceso de prueba del material. El rango de frecuencias en el cual el Ultrasonido trabaja no está totalmente definido, ya que hay en la actualidad nuevas técnicas de estudio que han sido descubiertas, las cuales utilizan diversas frecuencias.

La base de este estudio radica en que las frecuencias ultrasónicas y las frecuencias naturales de vibración de las estructuras cristalinas de los materiales están íntimamente ligadas. La potencia utilizada en Ultrasonido varía enormemente, ya que menos de un millonésimo de Watt es necesario en aplicaciones de medición y prueba y miles de Watts son necesarios para la limpieza de un motor de avión. También es importante hacer notar que las vibraciones ultrasónicas pueden ser producidas en todo tipo de medios, ya sea en líquidos, gases o sólidos y que una onda se considera generalmente como el movimiento uniforme de una parte de un gran cuerpo, en donde las vibraciones se refieren al movimiento de todo el cuerpo.

Los objetivos de este estudio se pueden resumir principalmente en dos:

**1) Identificación clara del problema:** se ha visto que el uso del Ultrasonido es viable para obtener resultados satisfactorios, puesto que a través de éste se puede investigar y comprobar las propiedades de los metales y realizar cálculos para determinar el espesor de las piezas metálicas y las no metálicas.

**2) Evaluación total del Equipo :** La inversión para la construcción del equipo de Ultrasonido como el que se propone es baja puesto que se utiliza circuitería de bajo costo y además disponible en el mercado y así poder evitar el uso de demasiados componentes que reducen a la larga el tiempo de vida del equipo (El número de dispositivos electrónicos es proporcional al número de posibles fallas en un circuito). Por otra parte no es necesaria la capacitación exhaustiva de un trabajador para el manejo del equipo diseñado, además se tiene una fácil reparación del equipo por una persona capacitada en electrónica de instrumentación, lo que no ocurre utilizando circuitos sofisticados de difícil reemplazo.

## **INTRODUCCION**

---

Esta tesis consta de 6 capítulos principales, además de un marco teórico, cuatro apéndices, y una sección de publicaciones originadas por este trabajo.

- El Marco Teórico involucra una serie de conceptos, ideas y principios utilizados en el manejo del Ultrasonido que son básicos para el entendimiento de este trabajo.

- En el Capítulo I se describe el Método del Eco - Pulso.

- El Capítulo II corresponde al Diseño del Sistema para la detección de fallas y medición de espesores. En este capítulo se describe detalladamente toda la circuitería utilizada en la Tesis; incluyendo las bases matemáticas que respaldan el uso de un pulso para la excitación del transductor ultrasónico.

- En el Capítulo III se da un resumen de las características más importantes de un transductor.

- El Capítulo IV comprende el Acoplamiento de Impedancias, tanto acústico como eléctrico.

- En el Capítulo V se abordarán las pruebas hechas en varios materiales con distintas propiedades y distintos espesores.

- El Capítulo VI contiene todo el Análisis de Resultados, así como las Conclusiones.

- Se tienen cuatro apéndices en el trabajo:

Apéndice A: Se abarcan conceptos importantes relacionados con el Ultrasonido para aquellos que deseen profundizar en el tema.

Apéndice B: Contiene tablas para el diseño de transformadores laminados.

Apéndice C: Son tablas relacionadas con las características de los materiales.

Apéndice D: Programa para el microcontrolador HC11F1.

ABREVIATURAS

UTILIZADAS

### ABREVIATURAS UTILIZADAS

$C_L$	Velocidad Acústica para Ondas Longitudinales
$C_T$	Velocidad Acústica para Ondas Transversales
$\rho$	Densidad del Medio
$\tau$	Esfuerzo Normal
$\varepsilon$	Esfuerzo de Expansión
$\sigma$	Relación de Poisson
$\lambda$	Longitud de Onda
$G$	Módulo Cortante
$C_S$	Velocidad de Propagación para Ondas Superficiales
$Z$	Impedancia Acústica del Medio
$c$	Velocidad de Propagación del Sonido en el medio por el cual se transmite
$\alpha_r$	Coefficiente de Reflexión
$\alpha_t$	Coefficiente de Transmisión
$\gamma$	Coefficiente de Absorción
$I$	Intensidad Acústica

## Abreviaturas

---

$p$	Presión Acústica
$f$	Frecuencia
$K$	Módulo de Elasticidad
$v$	Velocidad de la Partícula
$W$	Potencia
$a$	Coefficiente de Atenuación
$D$	Absorción Relativa
$\beta$	Coefficiente de Absorción para Período completo de Vibración
$Y$	Módulo de Young (Módulo Elástico)
$V_{\text{fase}}$	Velocidad de Fase
$\omega$	Frecuencia Angular
$\zeta$	Amplitud de la vibración del medio
$B$	Compresibilidad de la Masa
$\rho c$	Impedancia Característica del Medio
$l$	Distancia
$T$	Esfuerzo Tangencial
$U$	Desplazamiento de una partícula en la dirección $X$



## Abreviaturas

---

t	Tiempo
DG	Grado de Declinamiento del Pulso
A	Amplitud del Pulso
$\tau'$	Ancho del Pulso
$Z_0$	Impedancia Acústica del Transductor
$Z_d$	Impedancia Dinámica del Transductor
$C_0$	Capacitancia Estática del Transductor
l	Espesor del Transductor
Q	Medida de Amortiguamiento del Transductor
$f_r$	Frec. Central del Transductor o de Resonancia

MARCO  
TEORICO  
DE  
INTRODUCCION  
AL  
ULTRASONIDO

## **MARCO TEORICO**

### **INTRODUCCION AL ULTRASONIDO**

Como se sabe, el sonido y por lo tanto el ultrasonido, se debe a la alteración de un medio, ya sea gas, líquido o sólido, la cual pasa a través del medio a una velocidad determinada, así las ondas de sonido se forman por una perturbación de moléculas de aire, transmitiéndose el sonido a través de las moléculas. Hay que aclarar que las moléculas no se transmiten, tan sólo la alteración. Arriba de los 20 KHz, cuando el sonido ya no es audible, se encuentra el ultrasonido (la frecuencia del ultrasonido utilizado en pruebas de materiales generalmente se encuentra en el rango de los 100 KHz a los 10 MHz).

El sonido viaja de un lugar a otro en forma de ondas y su fase se utiliza para indicar en que parte de su ciclo vibracional se espera que se encuentre la onda en un instante particular de tiempo. Las ondas sónicas se parecen en muchos aspectos a las ondas de luz pues tienen interferencia, difracción, reflexión y refracción; además las ondas sónicas constan de las propiedades de coeficiente de atenuación y velocidad dependientes del tipo de onda y del medio en las que se estén propagando.

Debido a que las características de estas ondas, están relacionadas con las propiedades mecánicas de cualquier medio que atraviesan, se puede utilizar el ultrasonido para investigar estas propiedades mecánicas; esta afirmación es básica para el desarrollo de este trabajo.

#### ***MT.1. Naturaleza del Movimiento de las Ondas.***

Quando las ondas ultrasónicas pasan a través de un medio, las partículas de ese medio son convertidas en vibraciones de frecuencias ultra-audibles. A continuación se explicará el fenómeno del movimiento de onda: haciendo referencia a una de estas partículas (las cuales son movidas de su posición de reposo como resultado de una fuerza externa asociada a las ondas mecánicas), se tiene que las fuerzas elásticas del medio se oponen a este movimiento, causando que la partícula tienda a regresar a su estado de reposo después de un desplazamiento finito. Además debido a su inercia propia la partícula continúa su movimiento con una velocidad dada y llega al reposo después de haber sido desplazada en otra dirección, con lo que concluimos que *la vibración del medio depende de su inercia y su elasticidad.*

## **MARCO TEORICO DE INTRODUCCION AL ULTRASONIDO**

---

Parte de la energía de la partícula que se encuentra en estado de vibración, es transmitida a las partículas vecinas por lo cual éstas vibran y transmiten energía a las partículas circundantes. Debido a que cada partícula empieza su movimiento ligeramente después que el anterior, el movimiento vibracional viaja con una velocidad  $c$  conocida como velocidad de onda. (A lo largo de este trabajo se denominará a la velocidad de onda como velocidad acústica).

Durante la propagación de una perturbación en una onda longitudinal (en el siguiente inciso se explicará el concepto de este tipo de ondas que son las que se utilizarán en la tesis), tanto las partículas como la dirección de propagación se mueven en un sólo sentido, se forma entonces una compresión en el medio, esto es, un incremento local de presión. Como resultado de la elasticidad del medio, las partículas regresan a la dirección opuesta y se alejan de sus partículas vecinas, creándose una rarefacción (expansión del medio), dando origen a un decremento de la presión local, a este cambio de la presión se le llama *Presión Acústica*.

### **MT.2. Tipos de Ondas**

Dentro del campo del Ultrasonido se encuentran las *Ondas Longitudinales*, las cuales pueden transmitirse en sólidos, líquidos y gases. Las ondas longitudinales tienen la propiedad de que la alteración de las partículas corresponde a la misma dirección de la propagación de la onda (a las ondas longitudinales también se les denominan Ondas Comprimidas); es común representar una onda longitudinal por una onda senoidal.

En los sólidos es posible que las ondas sónicas tengan toda o parte de su amplitud vibracional perpendicular a su dirección de propagación. En un medio infinito, estas ondas son llamadas *Ondas Transversales*, en este medio no hay movimiento longitudinal de las partículas. Cabe señalar que las ondas transversales no tienen regiones de rarefacción o de compresión (En las zonas de compresión la densidad del material es mayor que en las regiones de rarefacción; para localizar regiones adyacentes de máxima compresión o rarefacción se utiliza la longitud de onda).

Dentro de las ondas transversales se encuentran las *Ondas Superficiales* o de *Rayleigh*, las *Ondas Love* y las *Ondas laminares* o también denominadas *Ondas Lamb*.

Las ondas superficiales producen un movimiento elíptico de las partículas del medio, la amplitud de este movimiento decrece exponencialmente a medida que se incrementa la profundidad de la superficie.

Las ondas love pueden producirse en una capa muy delgada dentro del sustrato del material en las cuales la dirección de vibración de las partículas del estrato son paralelas a la superficie pero transversales a la dirección de propagación de la onda.

Las ondas producidas en una lámina cuyo espesor es comparable a la longitud de onda se conocen como ondas laminares u ondas Lamb; este tipo de ondas son producidas por ondas simétricas y ondas antisimétricas, la onda simétrica es similar en varios aspectos a la onda longitudinal, para las ondas antisimétricas el movimiento de la partícula en el centro de la placa es transversal y en la superficie es elíptica.

Las expresiones de la velocidad de propagación  $C_L$  para ondas longitudinales y  $C_T$  para ondas transversales son las siguientes :

$$C_L = \sqrt{\frac{Y(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}} \quad (\text{ec. MT.1})$$

$$C_T = \sqrt{\frac{Y}{2\rho(1+\sigma)}} = \sqrt{\frac{G}{\rho}} \quad (\text{ec. MT.2})$$

donde:

$$Y = \frac{\tau}{\epsilon}$$

Si el medio sólido es limitado por una superficie libre, las ondas superficiales son propagadas a lo largo de la superficie.

## MARCO TEORICO DE INTRODUCCION AL ULTRASONIDO

---

Hasta ahora se ha asumido que la generación de una oscilación y así de las ondas descritas, consiste de una sola frecuencia y su duración es prolongada. El fenómeno de oscilación puede ser visualizado como un número finito o infinito de partículas oscilando en forma senoidal, las cuales difieren en amplitud, frecuencia y fase.

En un medio elástico cada oscilación de la partícula produce su propia onda. Para ondas longitudinales y transversales en un cuerpo grande todas las partículas tienen prácticamente la misma velocidad y todas las componentes de onda viajan igualmente rápido, de esta manera cada partícula realiza la misma oscilación. Una breve y compleja forma de oscilación es por lo tanto transmitida por estas ondas sin cambio cuando las pérdidas de energía son despreciadas.

Existen también las ondas estacionarias, las cuales se forman como el resultado de dos o más ondas en direcciones opuestas de la misma frecuencia, amplitud y ( en el caso de ondas transversales) dirección de oscilación, pero no con la misma dirección de propagación.

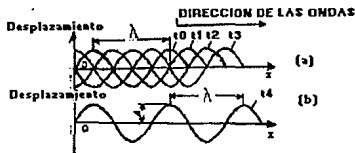
La onda longitudinal estacionaria es derivada de la existencia de ondas transversales estacionarias considerando las amplitudes de las oscilaciones como desplazamientos de las partículas en la dirección del recorrido de la onda o en contra de éste. La onda estacionaria es un caso especial de la superposición de diferentes ondas de la misma frecuencia y es llamada generalmente *interferencia*.

### MT.3. Longitud de Onda y Frecuencia

El ejemplo más sencillo de movimiento de onda, es el de la onda senoidal, que es el resultado de la vibración de las partículas de un medio, las cuales realizan un movimiento armónico simple, en el cual, el desplazamiento  $u$  de la partícula a partir de la posición de reposo varía en forma senoidal con respecto al tiempo. Al mismo tiempo la velocidad  $v$  de la partícula y la presión acústica  $p$  resultante (en un medio líquido) o el esfuerzo  $\tau$  (en un medio sólido) también varía en forma senoidal. No se debe confundir la velocidad de la partícula con la velocidad de la onda.

Considérese una onda senoidal propagada en la dirección del eje de las  $x$ , una gráfica de desplazamiento de la partícula con la distancia a lo largo del eje de las abscisas en varios instantes de tiempo  $t$  se muestra en la figura MT. 1

**MARCO TEORICO DE INTRODUCCION AL ULTRASONIDO**



**FIG. MT.1**  
**DESPLAZAMIENTO DE LA ONDA PROPAGADA EN EL EJE DE LAS X, PARA LOS TIEMPOS  $t_0$  y  $t_4$**

La longitud de onda  $\lambda$  es dada por la distancia entre dos sucesivas crestas o dos sucesivos valles y la amplitud  $A$  de la onda es el máximo valor del desplazamiento medido a partir de la posición de reposo. El tiempo que tarda la partícula para completar una vibración es llamado el período de tiempo  $T$  y el recíproco de  $T$ , es llamado la frecuencia  $f$ .

$$f = 1/T$$

La unidad de frecuencia es el ciclo por segundo, la cual corresponde a una oscilación por segundo. En vez de utilizar la frecuencia, es algunas veces conveniente usar el término de frecuencia angular  $\omega = 2\pi f$ .

La velocidad de onda  $c$  puede ser expresada por la siguiente ecuación:

$$c = \lambda/T \quad (\text{ec. MT.3})$$

$$c = \lambda f \quad (\text{ec. MT.4})$$

A continuación se muestra la tabla MT.1, en donde se dan valores de longitud de onda a diferentes frecuencias para diferentes medios.

Medio	0.5MHz	1MHz	2.5MHz	5MHz
Aire	0.069 cm	0.034 cm	0.014cm	0.0069 cm
Aluminio	1.25	0.63	0.25	0.120
Baquelita	0.52	0.26	0.10	0.052
Latón	0.89	0.44	0.18	0.089
Cobre	0.94	0.47	0.19	0.094
Plomo	0.43	0.22	0.087	0.043
Mercurio	0.28	0.14	0.056	0.028
Niquel	1.12	0.56	0.22	0.110
Acero	1.18	0.59	0.23	0.120
Agua	0.30	0.15	0.06	0.030

**TABLA MT.1**  
**LONGITUDES DE ONDA EN DIFERENTES MEDIOS**

**MT.4. Velocidad del Sonido**

La velocidad del sonido se interpreta como el movimiento de una partícula en un medio elástico que se transmite hacia sus partículas vecinas por medio de las fuerzas de atracción que existen entre las partículas. La velocidad del ultrasonido depende de la masa y del espacio de las partículas y de la concentración de las fuerzas de atracción entre las partículas, así como del tipo de onda que se esté considerando.

En este inciso es bueno mencionar que dentro de la velocidad de las ondas sónicas existen dos grupos importantes :

- Velocidad de grupo
- Velocidad de fase

Las velocidades de grupo se dan en la Tabla MT.2

Tipo de Materiales	Tipo de Onda	Velocidad c
Líquido	Longitudinal	$\sqrt{\frac{1}{\rho\beta}}$
Sólido	Longitudinal	$\sqrt{\frac{Y(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}}$
Sólido	Transversal	$\sqrt{\frac{G}{\rho}}$
Sólido	Superficiales (Rayleigh)	$\sim 0.02 \sqrt{\frac{G}{\rho}}$
Sólido	Lamb	Dependen del tipo y de la forma
Sólido Diam. varilla < 0.1λ	Longitudinal	$\sqrt{\frac{Y}{\rho}}$

**TABLA MT.2**



## MARCO TEORICO DE INTRODUCCION AL ULTRASONIDO

---

La velocidad de fase es aquella con la cual un valle o cresta particular viaja. Comúnmente estas velocidades (de grupo y fase) son las mismas, pero si la velocidad de grupo depende de la frecuencia de la onda sónica, las velocidades de grupo y de fase son diferentes. Ambas velocidades están relacionadas por la ecuación diferencial :

$$c_{\text{fase}} = \frac{d(c_{\text{grupo}})}{d\omega} \quad (\text{ec. MT.5})$$

donde  $\omega = 2\pi f$

La velocidad de transmisión se incrementa a medida que se incrementa la fuerza de atracción entre las partículas ( c es mayor para materiales rígidos) y se decrementa a medida que la masa de la partículas se incrementa (el material se hace más denso). Esta afirmación se puede ver claramente en las gráficas del Apéndice C.

Velocidad ultrasónica :

$$c = \sqrt{\frac{K}{\rho}} \quad \left[ \frac{\text{m}}{\text{s}} \right] \quad (\text{ec. MT.6})$$

$$c = \frac{1}{\sqrt{k\rho}} \quad \left[ \frac{\text{m}}{\text{s}} \right] \quad (\text{ec. MT.7})$$

donde:

$$k = 1/K = \text{compresibilidad} \quad (\text{ec. MT.8})$$

### MT.5. Frentes de Onda

Una fuente de ultrasonido emite de todos los puntos de su superficie activa, y el ultrasonido se presenta durante todo el trayecto como un volumen que sale de la fuente y es paralelo a la misma.

## MARCO TEORICO DE INTRODUCCION AL ULTRASONIDO

El frente de onda está formado por ondas similares en ciclos similares que salen de la superficie de la fuente. La dirección que recorre el ultrasonido es perpendicular al frente de onda, este frente de onda se mueve más rápido que la velocidad de ultrasonido.

Los frentes de onda pueden ser transmitidos de una fuente plana o de una fuente dirigida o enfocada. Para el caso de la fuente plana, cerca de ésta, los frentes de onda son aproximadamente planos, pero a mayor distancia de la fuente el haz de ultrasonido empieza a divergir y el frente de onda se incrementa hasta ser convexo, esto se logra cuando está lejos de la fuente y cada uno de los frentes de onda forman parte de una superficie esférica. Los frentes de onda de una fuente dirigida son cóncavos cuando están cerca de ésta y cuando el haz está convergiendo los frentes de onda son planos en la región focal y al momento de divergir se vuelven convexos.

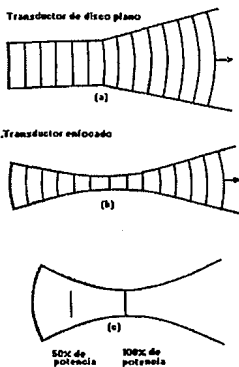


figura MT.2

- a) FRENTES DE ONDA EN UN INSTANTE, PARA UNA FUENTE PLANA
- b) PARA UNA FUENTE DIRIGIDA
- c) PORCENTAJE DE POTENCIA TRANSMITIDA A TRÁVES DE DOS ÁREAS SIMILARES EN DIFERENTES POSICIONES EN UN HAZ DIRIGIDO

# CAPITULO I:

## DESCRIPCION DEL METODO DEL ECO - PULSO

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

---

### CAPITULO I METODO DEL ECO-PULSO

La propagación del ultrasonido en materiales está relacionada con las propiedades elásticas del material y la homogeneidad de su estructura. Las investigaciones que se le relacionan involucran observaciones de intensidad y dirección de las ondas y en especial del tiempo que tarda la onda en pasar a través del material.

Las pruebas que se van a efectuar a los materiales presentan dos objetivos:

- a) Búsqueda de discontinuidades en la estructura del material, denominado "Detección de Fallas por Ultrasonido".
- b) Examinación de las propiedades de un medio continuo, como por ejemplo la velocidad del ultrasonido y mediciones de absorción. Mediante el estudio de estas propiedades se puede obtener el espesor de los materiales.

Como se mencionó en el Marco Teórico, lo que se pretende al usar la detección de fallas es encontrar discontinuidades dentro del material, las cuales serían reflejadas por las ondas, siempre y cuando que éstas no sean menores comparadas con la longitud de onda, ya que no podrían ser detectadas en las pruebas.

A continuación se describe a fondo el Método de Eco-Pulso, el cual se utilizará en las pruebas de laboratorio. Cabe mencionar que para la Detección de Fallas existen otros métodos alternos, los cuales serán descritos brevemente al final de este capítulo.

#### *1.1 Método del Eco-Pulso*

Considérese la propagación de ondas ultrasónicas en un medio continuo originadas por un transductor colocado en la superficie de la pieza. Cuando las ondas encuentran una falla, tal como una fractura, una burbuja de aire, una incrustación no-metálica, etc. a lo largo de su recorrido, las ondas son reflejadas debido a que la imperfección en la pieza tiene una impedancia acústica característica que difiere considerablemente de la impedancia acústica del material bajo prueba.

Si se logra medir el tiempo, transcurrido desde el instante en que la onda entra en el medio hasta el instante en que deja el medio después de ser reflejado por la imperfección, la posición de la falla puede ser determinada si se conoce la velocidad del sonido en el material bajo prueba.

Sin embargo, si las ondas son continuas no es posible medir directamente este tiempo puesto que no se puede distinguir un punto del otro de la señal a lo largo de su trayecto dentro de la pieza. Este inconveniente puede ser superado mediante la utilización de pulsos, razón por la cual se excita al transductor mediante éstos y así poder observar el frente del pulso teniendo como consecuencia una medición sencilla del tiempo de recorrido buscado.

Con este método, el tiempo de recorrido del pulso ultrasónico es muy corto, usualmente éste se encuentra en la región de fracciones de milisegundos; por lo cual se utilizan medios ultrasónicos para realizar las mediciones. Uno de estos medios ultrasónicos es el osciloscopio.

La figura I.1 muestra el diagrama general del detector ultrasónico usado por el Método del Eco-Pulso.

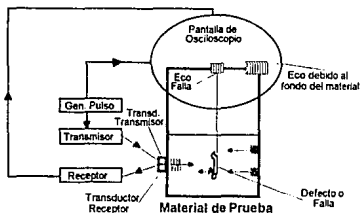


FIG. I.1  
DIAGRAMA GENERAL DE LA DETECCION ULTRASONICA DE FALLAS  
USADA POR EL METODO DEL ECO-PULSO

Este aparato consiste de dos etapas importantes:

- a. Etapa de Transmisión
- b. Etapa de Recepción

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

---

La etapa de Transmisión genera un pulso eléctrico, este pulso excita al transductor y se generan vibraciones ultrasónicas que son propagadas como pulsos de ondas ultrasónicas en el material bajo prueba. En el instante en que el pulso ultrasónico sale del transductor, el generador de base de tiempo del osciloscopio se activa y así podemos ver una referencia para la medición del tiempo.

La presencia de una imperfección dentro del material originará que las ondas se reflejen al transductor (actuando como receptor); dándose origen a la etapa de recepción. Las ondas son entonces transformadas en pulsos electrónicos y recibidas por un circuito amplificador. Después de llevada a cabo la amplificación la señal se observa en el osciloscopio, esta señal es denominada "*Eco Falla*".

Las ondas que sobrepasan la o las fallas son reflejadas por la superficie opuesta de la pieza y regresan al transductor receptor después de un cierto tiempo; estas ondas son llamadas "*Eco debido al Fondo del material*".

Debido a que estos últimos ecos son reflejados después de la falla, serán desplazados a la derecha del eco por falla. Ambos ecos son indicados de acuerdo a su intensidad o amplitud, la cual se denomina como "*Amplitud del eco*". La amplitud del Eco-Pulso es determinada por el tamaño de la imperfección (defecto o grieta) y por las características de los instrumentos utilizados (amplificador-receptor).

La base del tiempo puede ser calibrada en unidades de tiempo o en unidades de distancia siempre que se conozca la velocidad de propagación del sonido en el material.

Si se toma  $t$  como la distancia del transductor a la falla y  $t$  el tiempo que tardan las ondas en viajar esta distancia en ambas direcciones (de ida y de regreso) entonces tenemos que :

$$t = \frac{tc}{2} \quad (\text{ec. } \dot{1}.1)$$

Deben de tomarse en cuenta ciertos factores cuando se considera la capacidad para la detección de fallas por parte de un equipo utilizado, a fin de obtener condiciones óptimas de medición y de una exacta interpretación de los resultados.

Tales factores son:

♦ *Frecuencia*

Cuando se incrementa la frecuencia se obtiene una mayor concentración de haz ultrasónico y por consiguiente una mayor intensidad de onda que incide a la falla en el material. Aún más, si se utiliza un transductor de cuarzo, dada su alta impedancia eléctrica de entrada, cualquier incremento en la frecuencia mejora su acoplamiento en el circuito eléctrico. Esto nos lleva a un incremento en la intensidad de las ondas y por lo tanto un incremento en el voltaje presente en los electrodos del transductor para la etapa de recepción.

De manera que a mayor frecuencia hay un aumento en la sensibilidad del transductor. Además mientras que más se incremente la frecuencia hay una disminución de la longitud de onda en el medio logrando así que haya una mayor posibilidad en la detección de fallas. Hay que tomar en cuenta que hay un incremento en la absorción con la frecuencia, por lo que hay que usar una frecuencia alta mientras que no sea alta la absorción ( esto es debido a que a bajas frecuencias la  $\lambda$  es mayor comparada con las dimensiones de algunos defectos y por lo tanto el haz es dispersado y no es reflejado).

♦ *Ancho de Pulso*

La señal electrónica generada por el transmisor tiene una de las formas como la que se muestra en la figura I.2

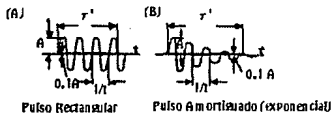


FIG I.2  
FORMAS DE ONDAS GENERADAS POR EL TRANSMISOR  
A) PULSO RECTANGULAR  
B) PULSO AMORTIGUADO ( EXPONENCIAL)

El primero es un pulso rectangular y el segundo es un pulso amortiguado. A representa la amplitud del pulso,  $\tau'$  es el ancho del pulso y  $f$  la frecuencia de onda; es común como se había mencionado que  $\tau'$  abarca hasta que la envolvente del pulso decae a un 10% de la amplitud máxima.

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

Cuando la señal se aplica a los electrodos el transductor vibra con una amplitud que gradualmente aumenta hasta que después de un tiempo se llega a un estado estable. En el instante en que ya no hay señal electrónica las oscilaciones del transductor no terminan inmediatamente si no que decrecen en amplitud hasta llegar a cero de una manera exponencial.

Cuando la frecuencia de la señal eléctrica aplicada es igual a la frecuencia de resonancia del transductor, el transductor vibrará a su máxima amplitud. Cuando es variada la frecuencia de la señal eléctrica el transductor no solo oscilará a la frecuencia de la señal eléctrica aplicada sino también a la frecuencia de resonancia a medida que decrece en amplitud.

Cuando se llega a un estado estable solamente se tienen las oscilaciones que tienen una frecuencia igual a las oscilaciones eléctricas aplicadas.

La figura 1.3 muestra la relación entre la frecuencia aplicada y la frecuencia de resonancia.

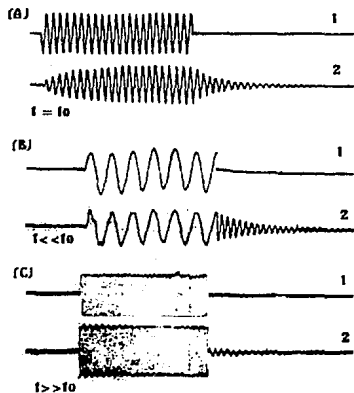


FIG 1.3

OSCILACIONES CUANDO LA FRECUENCIA APLICADA ES:

A) IGUAL A LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

B) MENOR QUE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

C) MAYOR QUE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

1) PULSO DE EXCITACION 2) PULSO RESULTANTE



## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

### ♦ *Influencia del Pulso en la detección de fallas*

De acuerdo a la Fig. 1.4 se observa que las oscilaciones en el transductor se forman gradualmente hasta llegar a un estado estacionario alcanzando entonces su máxima amplitud después de un periodo de tiempo. Se observa también que el pulso de entrada es muy angosto debido a las vibraciones del transductor para así alcanzar la máxima amplitud posible. La amplitud de la onda nunca alcanzará su mayor valor posible, por lo tanto para la máxima detectibilidad se debe de aplicar un ancho de pulso suficiente para obtener la máxima amplitud de oscilaciones del transductor. De otra forma un incremento en el ancho de pulso hará menos probable identificar por separado dos imperfecciones muy cercanas (Fig. 1.5)

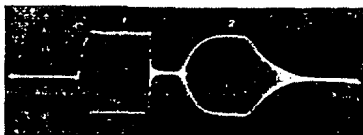


FIG. 1.4

OSCILACIONES DE UN TRANSDUCTOR CON CORTE EN X  
1) PULSO ELECTRICO CAUSANTE DE LAS OSCILACIONES  
2) OSCILACIONES DEL TRANSDUCTOR

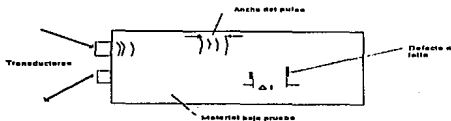


FIG 1.5

LONGITUD DEL PULSO DE POTENCIA RESULTANTE PARA EL  
METODO DEL ECO-PULSO

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

---

Cuando la distancia de separación es menor que el ancho del pulso se obtendrá la identificación de un sola falla.

Por lo regular un solo transductor es usado para transmisión y recepción de Ondas Ultrasónicas. Esto es debido al hecho de que el pulso eléctrico, el cual puede tener un voltaje de algunos cientos de Volts, es alimentado directamente al receptor obteniéndose así un largo trazo en la pantalla por el pulso transmitido.

La amortiguación de las oscilaciones del transductor después de que el pulso cesa también contribuye a este trazo de señal en la pantalla. Si durante el tiempo de amortiguación un eco relativamente pequeño de una falla alcanza al transductor la señal o trazo corresponde a una imperfección que no puede ser detectada. Por lo tanto es imposible detectar fallas en la región cercana a la superficie del transductor. A esta región se le denomina "Zona Muerta".

Resumiendo se establece que un incremento en el ancho de pulso eléctrico en primera facilita la detección de fallas, sin embargo a medida de que el ancho de pulso se incrementa se presentará un incremento correspondiente en el ancho de la Zona Muerta y también un decremento en la detectabilidad.

### ♦ *Distancia transductor - falla*

La amplitud del Eco - falla también depende de la distancia de la imperfección al transductor, ésta se debe principalmente a la forma en que las ondas son reflejadas debido a la falla. De acuerdo a lo establecido cuando la imperfección es pequeña comparada con la longitud de onda se presenta una dispersión de las ondas y la amplitud del Eco - falla se decrementa proporcionalmente al cuadrado de la distancia entre el transductor y la falla.

Cuando la falla es grande en comparación con la longitud de onda, tomando en cuenta que la superficie se encuentra sobre los ángulos correctos a la dirección de las ondas, ocurrirá una reflexión y el Eco - falla se decrementará en proporción a la distancia entre el transductor y la falla.

Hasta ahora se ha considerado solamente el campo lejano. En el campo cercano las condiciones para la detección son más ventajosas debido a la alta intensidad, sin embargo la distancia  $a^2/\lambda$  del transductor al borde entre los campos cercanos y lejanos no es por lo regular grande.

• *Tamaño de la Imperfección*

Dentro del material encontramos diferentes imperfecciones tales como grietas, burbujas de aire, laminaciones, etc., las cuales contienen un medio gaseoso con una impedancia acústica muy diferente a la de los sólidos en donde éstas se encuentran. Es por esto que las ondas ultrasónicas incidentes a estas imperfecciones son casi totalmente reflejadas.

El tamaño del Eco depende de la orientación, forma y posición de la falla. Se pueden distinguir dos tipos generales de fallas de acuerdo a sus dimensiones, las cuales pueden ser mucho más grandes o mucho más pequeñas que la longitud de onda.

A) En el caso de imperfecciones con dimensiones más grandes que la longitud de onda continúan siendo válidas las Leyes de Reflexión, en este caso cuando la superficie de la falla es plana y orientada a un determinado ángulo de las ondas se presentará un cambio en la dirección del Eco. (Fig. 1.6 A), para detectar este tipo de fallas se debe de trabajar con dos transductores, sin embargo existen casos en que la superficie de la imperfección no es plana y el haz es parcialmente distribuido (Fig. 1.6 B). Existen casos en que imperfecciones planas orientadas en la dirección del haz incidente semejan a ondas muy pequeñas y estas son consideradas en el siguiente grupo.

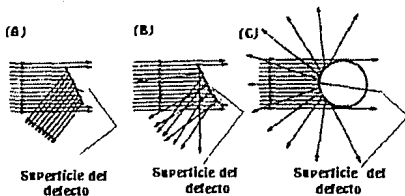


FIG. 1.6  
REFLECCIÓN DE LAS ONDAS PARA DIFERENTES FALLAS  
QUE TIENEN DIMENSIONES MAYORES A  $\lambda$

B) Para el caso de imperfecciones con dimensiones mucho más chicas que  $\lambda$ , se presenta el conocido fenómeno de *diseminación de fallas*, en este caso una parte del haz incidente a la falla es reflejado y las ondas reflejadas son dispersadas en diferentes direcciones, por lo que no se puede aplicar las leyes de Reflexión y entonces se toma un valor crítico para el tamaño de la imperfección en donde no pueda ser detectada su presencia a fin de tener una medida predominante para los gránulos del material. De acuerdo a esto, cuando las dimensiones de la falla son mucho más grandes que la de los gránulos se puede seleccionar una frecuencia para la cual  $\lambda$  sea mucho más grande que las dimensiones del grano pero comparable con las dimensiones de la falla; las ondas no serán afectadas por los gránulos pero serán reflejadas por la imperfección.

C) Para el caso en que las dimensiones de la falla son comparables con las dimensiones del grano, las ondas se reflejarán en los gránulos al igual que en las fallas, como resultado de esto se obtienen una serie de ecos de los cuales el Eco - falla no podrá ser distinguido.

De estas consideraciones se puede apreciar que el Eco - Falla es dependiente en una manera muy compleja del tamaño de la falla y, más aún, es dependiente de su forma y posición así como de la  $\lambda$ .

### *1.2 Ventajas y Desventajas del Método del Eco-Pulso.*

Una gran ventaja de este método es su gran sensibilidad, la cual permite la detección de fallas muy pequeñas, aún para grandes muestras de material. Otra ventaja es que solo es necesario el acceso en una de las caras del material, esto es importante ya que existen muchos casos en que solo se tiene acceso a una cara. Sin embargo, el tamaño del grano del material debe ser considerado, éste debe ser más pequeño que la imperfección a ser examinada, en caso contrario los ecos en los gránulos cubrirán cualquier eco proveniente de la falla.

### *1.3. Método de Transmisión o de Sombra*

En este método las ondas ultrasónicas penetran la pieza de prueba por un lado y son recogidas por un transductor receptor después de haber emergido por el otro lado. Cualquier discontinuidad presente en el trayecto del haz origina una reflexión, y como resultado de esto existe una disminución en la intensidad de las ondas transmitidas. (figura I.7).

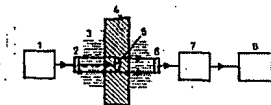


FIG 1.7  
DIAGRAMA GENERAL DE UN DETECTOR ULTRASONICO  
QUE EMPLEA EL METODO DE TRANSMISION.

donde:

1. Generador (Transmisor).
2. Transductor transmisor.
3. Medio Acoplado.
4. Material bajo prueba.
5. Imperfección (Defecto o falla).
6. Transductor Receptor.
7. Amplificador.
8. Indicador de intensidad de los pulsos recibidos.

Para este método, el uso de las ondas continuas no es factible, debido a la formación de las ondas estacionarias en el medio de prueba y materiales interpuestos. Esta formación de ondas estacionarias puede ser evitada usando la técnica de modulación en frecuencia, en la cual la frecuencia es variada periódicamente. Cabe hacer notar que es más simple el uso de los pulsos y en un momento dado se puede hacer el uso del método del Eco-Pulso.

Cuando el ancho del pulso es muy grande para capas delgadas del material, podría presentarse resonancia, sin embargo, si se trabaja en frecuencias altas se puede reducir el ancho del pulso, tomando en cuenta que el incremento en absorción no es muy grande.

De cualquier forma el uso de pulsos no previene que se origine resonancia en el material, la cual presenta coeficientes de absorción bajos en donde el espesor  $g$  de la capa del material de prueba o acoplamiento líquido es menor que  $g_{min}$  en la cual está expresada por la relación:

$$g_{min} = (\tau^2 c) / 2 \quad (\text{ec. I.2})$$

Para una capa de fluido acoplado, la mínima distancia ( $l_{min}$ ) que evita la resonancia está dada por la fórmula :

$$l_{min} = (v^2 c) / 2 \quad (\text{ec. I.3})$$

#### Detección de fallas por el Método de transmisión

Los principios de este método son similares a las técnicas que utiliza el método de Eco-Pulso, pero sin embargo la intensidad de las ondas reflejadas de una falla no pueden ser distinguidas ni tampoco observadas debido a la intensidad de las ondas transmitidas, es por lo que la imperfección debe ser lo suficientemente grande para reducir la señal recibida y así obtener una cantidad que puede ser medible.

El haz de luz debe tener una sección uniforme a través del material bajo prueba asegurando que las imperfecciones se encuentren bajo el haz con dimensiones iguales, pero situadas a diferentes distancias del receptor.

Esto sin embargo ocurre cuando el campo cercano del transductor se extiende sobre la totalidad del espesor del material radiado.

La longitud del campo cercano para un transductor circular es :

$$\text{Long. campo cercano} = \frac{d^2}{4\lambda} \quad (\text{ec. I.4})$$

Donde  $d$  es el diámetro de la superficie del transductor. Mediante la figura 1.8 se observa que el diámetro de un transductor se incrementa a medida que  $\lambda$  disminuye.

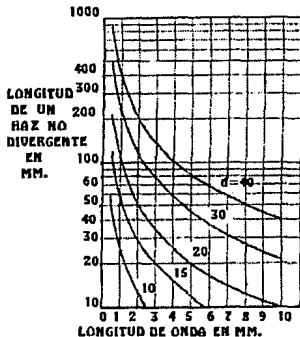


FIG I.8  
 LONGITUDES DE HAZ ULTRASONICO NO DIVERGENTE  
 EN UNA SUPERFICIE CIRCULAR PARA DIFERENTES  
 LONGITUDES DE ONDA

En este método para longitudes de onda más cortas hay menor difracción de una falla y la señal resultante no es totalmente observada en el osciloscopio, para longitudes de onda más grandes se presenta un incremento en la difracción y el haz converge más rápidamente. Es así que se debe seleccionar una longitud de onda corta, cuidando que no se incremente la absorción.

La detección de fallas pequeñas es posible solamente en capas delgadas del material (unos cuantos milímetros), esto es debido a la acelerada convergencia de las ondas reflejadas por la imperfección.

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

---

### Alcance y limitaciones del Método de Transmisión

Una desventaja importante de este método con respecto al método de Eco- Pulso, es que son necesarias dos superficies opuestas accesibles en el material y también que las pruebas deben ser exactamente opuestas una de otra.

Una ventaja de este método es que no hay limite para espesores pequeños en una prueba, esto logra una técnica adecuada para la investigación de hojas delgadas en laminación.

Otra ventaja de la técnica de Transmisión es que simplifica el análisis de materiales que presentan gránulos de gran tamaño y superficies desiguales.

En contraste, el Método del Eco - Pulso está limitado para espesores delgados debido a su imposibilidad de analizar dos ecos cercanos uno del otro.

### *1.4 Método de Resonancia*

El método de resonancia al igual que el método del Eco - Pulso depende del fenómeno de reflexión de las ondas de Ultrasonido debido a las discontinuidades en la forma de las fallas.

Sin embargo para el método del Eco - Pulso las ondas transmitidas y reflejadas se indican por separado, mientras que para el método de resonancia las ondas transmitidas y reflejadas se encuentran superpuestas.

Los esfuerzos aplicados en puntos dados del medio debido a ondas ultrasónicas que viajan en dos direcciones opuestas se agregan a la señal obtenida.

La resonancia se presenta cuando la diferencia de fase entre la onda incidente y reflejada tienen su coincidencia máxima y la amplitud del esfuerzo resultante en el material es máxima.

En superficies paralelas pueden ocurrir múltiples reflexiones de ondas ultrasónicas originando un incremento en amplitud en comparación con las ondas transmitidas que no tienen reflexiones múltiples.



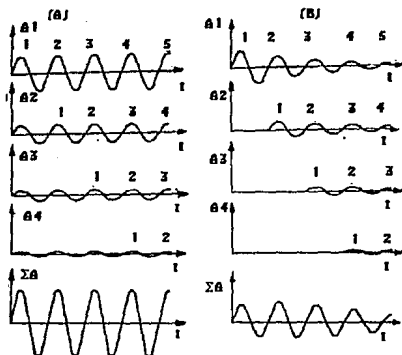


FIG. 1.9  
 INTERPRETACION GRAFICA DE LA RESONANCIA DEBIDA  
 A UN CONJUNTO DE MULTIPLES REFLEXIONES DE  
 ONDAS ULTRASONICAS EN UNA CAPA DE MATERIAL  
 A) RESONANCIA DE ONDAS CONTINUAS  
 B) RESONANCIA DEL PULSO

Dicho lo anterior, este fenómeno puede ser aplicado a la medición de espesores de materiales paralelos y también para medir la superficie de laminación en una prueba; sin embargo se debe conocer la velocidad de propagación de la onda en el material y la frecuencia de resonancia.

Los dos tipos básicos del Método de Resonancia usado para pruebas en los materiales son:

- Método de Onda Continua
- Método de Resonancia Pulso

Para el Método de Onda Continua, las ondas ultrasónicas son transmitidas todo el tiempo asegurando que las ondas reflejadas siempre interfieran con las ondas transmitidas. Sin embargo es difícil detectar la resonancia con un transductor que se encuentra radiando energía, ya que el voltaje aplicado a éste es mucho mayor que cualquiera de los voltajes de las ondas reflejadas. Por lo que se debe tener un área grande de contacto entre el transductor y la superficie del material bajo prueba (cerca de 30 mm).

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

---

Este método es adecuado para el análisis de hojas de metal que tengan un rango de 2 a 200 mm, con un error del 2 al 5 %.

El Método de Resonancia Pulso combina las características del Método Eco - Pulso y el Método de Resonancia. Cuando se observan en el osciloscopio los pulsos reflejados que se encuentran superpuestos y retrasados por el tiempo que toman las ondas en viajar a través del material y regresar de nuevo se ajusta el osciloscopio a una frecuencia para que la diferencia de fases entre las ondas reflejadas sea de  $2\pi k$ , donde  $k$  es un entero igual a 1, 2, 3.... observándose entonces la máxima amplitud de las ondas superpuestas.

Cuando el tiempo entre las reflexiones es mayor que la duración de los pulsos, la superposición pudiera no ocurrir y por consiguiente el fenómeno no podrá ser observado.

Esto establece un límite al método para la medición de espesores para los cuales los pulsos suelen ser muy cortos.

Con el Método de Resonancia - Pulso se pueden medir espesores de láminas de 0.5 mm a 50 mm. de distancia con un error del 2 al 5 %. Su principal ventaja es que se pueden medir superficies curvas y rugosas.

### 1.5 Método de Transparencia

Este método se basa en la disminución de la intensidad del ultrasonido recibido por el receptor al atravesar una zona defectuosa.

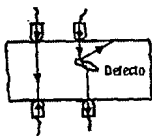


FIG. 10  
METODO DE TRANSPARENCIA

*1.6 Método de la Disminución de la Intensidad de Eco*

Este sistema está fundado en la disminución de la intensidad de onda ultrasónica reflejada en la cara opuesta de la pieza cuando atraviesa un defecto.

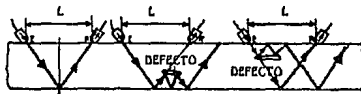


FIG I.11  
METODO DE LA DISMINUCION DE LA INTENSIDAD DEL ECO

*1.7 Método de la Posición del Eco*

La exploración siguiendo este sistema se realiza ajustando el transductor receptor a la distancia en que mejor se reciba la emisión reflejada en la cara opuesta de la pieza.

Cuando la onda emisora encuentra un defecto, gran parte de esta onda se refleja en él y como está más cerca de la superficie del fondo hay que acercar más el transductor receptor al emisor. La distancia entre los dos transductores ubicará al defecto contenido en el espesor de la pieza.

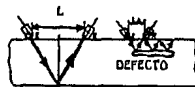


FIG I.12  
METODO DE LA POSICION DEL ECO

### *1.8 Aparatos Utilizados para los Ensayos Ultrasónicos.*

Los aparatos utilizados para los ensayos ultrasónicos consisten esencialmente de una unidad emisora de ultrasonido y una unidad receptora. La unidad emisora la compone un generador electrónico de oscilaciones de alta frecuencia, similar a los emisores de radiotelefonía, que producen un voltaje alterno a la frecuencia de 1MHz, este voltaje al actuar sobre el elemento sensor adecuado a la frecuencia que se emplea vibra con la misma frecuencia transmitiendo esta vibración a la pieza en contacto con el transductor.

La unidad receptora se compone también de un elemento sensor que forma el transductor, que al recibir las vibraciones reflejadas del transmisor-emisor convierte esta vibración elástica en oscilaciones eléctricas que se recogen y miden en la unidad receptora propiamente dicha o se reflejan en la pantalla de un osciloscopio.

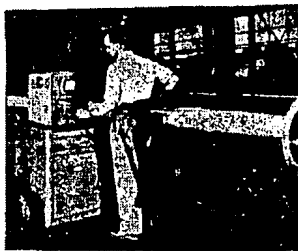


FIG I.13

Los elementos sensores de los transductores tienen sus caras perfectamente planas y como las piezas bajo prueba no tienen por lo general la superficie debidamente pulida, el contacto entre ellas y el transductor no es bueno, registrándose además las irregularidades de la superficie en el aparato receptor, lo que confunde la detección de las fallas.

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

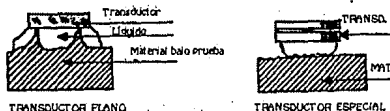


FIG. I.14

Estas dificultades se logran evitar en gran parte utilizando transductores especiales, los cuales llevan una membrana en forma de bolsa llena de líquido que protege al elemento sensor. Esta membrana se adapta perfectamente a las irregularidades de la superficie de la pieza. También es recomendable el uso de un gel ultrasónico para el acoplamiento entre los transductores y la pieza bajo prueba.

Los tipos de despliegue de resultados han sido clasificados al igual que el tipo de despliegue utilizado en los radares. Estos son:

- ♦ A Scan
- ♦ B Scan
- ♦ C Scan

### *Despliegue A Scan*

Este es el más simple de los tipos de despliegado. Consiste básicamente de un osciloscopio al cual se le anexa un generador de pulsos ultrasónicos y diversos dispositivos para la medición de ecos.

El generador de pulsos produce un pulso de alta frecuencia el cual tiene una duración de millonésimas de segundo. Esta frecuencia se ajusta hasta igualarse a la frecuencia de resonancia del transductor. Esta frecuencia varía entre los 150 KHz y 25 MHz, dependiendo de la aplicación en particular. Cada vez que un pulso se manda a la pieza bajo prueba comienza el barrido del tubo de rayos catódicos.

El rango a través del cual el haz electrónico del osciloscopio viaja en el tubo de rayos catódicos depende de la longitud del haz ultrasónico a ser despliegado.

La distancia del transductor a la falla puede ser determinada directamente por el barrido del osciloscopio por cualquiera de los dos métodos explicados a continuación:

Uno de los métodos consiste en proponer una señal medida con relación al tiempo de barrido del osciloscopio, tal como una onda cuadrada de baja amplitud. Los periodos de la onda cuadrada son espaciados para que representen centímetros de viaje en el metal que está siendo inspeccionado. El otro método consiste en colocar la escala del barrido del osciloscopio de manera de que cada centímetro de viaje en el barrido sea igual a un cm en la prueba.

El pulso que aparece en la pantalla del osciloscopio puede tener cualquier frecuencia, la cual podrá ser modificada o rectificada y solamente se observará la parte superior del pulso como una envolvente.

Un pulso no rectificadado es capaz de dar más información, esto es útil para diagnosticar que clase de falla es la que se está observando.

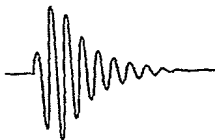


FIG. I.15  
PULSO NO RECTIFICADO

La duración de un pulso transmitido es un parámetro importante para los sistemas de detección de fallas, el cual puede ser controlado por medio de una amortiguación eléctrica o mecánica aplicada al transductor transmisor. El amortiguamiento eléctrico se aplica como una resistencia variable o fija a través del elemento sensor transmisor. El amortiguamiento mecánico consiste en la energía absorbida por el material.

Sin un adecuado amortiguamiento el transductor continua transmitiendo y emite energía por un tiempo después que la excitación eléctrica de voltaje ha cesado. Esta continua emisión forma una serie de rebotes en el pulso, los cuales pueden interferir como ecos que aparecen inmediatamente después de otro eco.

**Despliegue B Scan**

El despliegue A Scan muestra los ecos proveniente del área donde fueron dirigidos, los cuales se encuentran directamente al transductor, en otras palabras la presentación es en una sola dirección.

Una segunda dirección puede ser agregada a la pantalla del osciloscopio moviendo el transductor a través de la pieza bajo prueba y simultáneamente desplegando en sincronía el barrido del osciloscopio con el movimiento del transductor. Por lo que un eco se presenta como un brillo en el barrido, en lugar de presentarse como una serie de oscilaciones o una envolvente de pulso como el despliegue A Scan.

La siguiente figura muestra el diagrama de bloques para el despliegue B Scan.

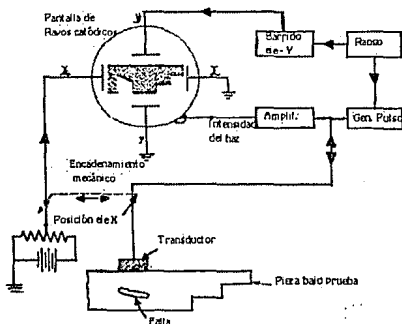


FIG. I.16

Para mejorar el movimiento lineal del despliegue B Scan se utiliza un método alternativo. Su principal aspecto es que la figura a ser desplegada en el osciloscopio sea muestreada desde diferentes direcciones, los ecos reflejados del transductor (receptor) son superpuestos en el mismo lugar de la figura en el osciloscopio.

## CAPITULO I: METODO DEL ECO - PULSO

En otras palabras se dá origen a una suma de ecos para dar más contraste en la pantalla del osciloscopio. Para este método se debe tener cuidado en la sincronización del barrido con la posición de la prueba.

### DESPLIEGUE C SCAN

Este método es una extensión del despliegue B Scan, tal que en ambas direcciones X,Y del osciloscopio se muestren los correspondientes movimientos de la prueba. La presencia de una falla causa un incremento en el brillo de la señal observada en el osciloscopio como se muestra en la figura 1.17

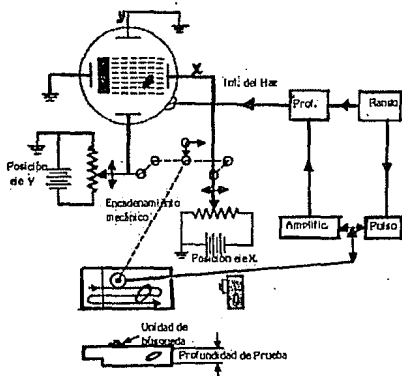


FIG. I.17



## CAPITULO II:

# DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

### CAPITULO II

#### DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

En el diseño del sistema para medir el espesor de diversos materiales y para la detección de fallas se analizaron los siguientes factores:

- Forma de excitación del transductor.
- La utilización de transductores con uno o dos elementos sensores.
- Acoplamiento de la señal proveniente del transductor.
- Utilización de algún tipo de filtrado para la eliminación de señales no deseadas.
- Amplificación de la señal recibida.
- Despliegue de la señal recibida.
- Selección de la frecuencia de prueba.
- Frecuencia de operación del transductor.

Todos estos puntos serán analizados en este capítulo conjuntamente con la solución de los problemas involucrados en el diseño.

#### *II.2 PLANTEAMIENTO GENERAL PARA EL DISEÑO DEL SISTEMA*

Antes de establecer el planteamiento general para el diseño del sistema, se presentan los objetivos del circuito:

- Tener en un mismo circuito electrónico el transmisor y el receptor.
- Excitación del transductor con un pulso de corta duración.
- El circuito debe de ser capaz de entregar el llamado *pulso de levantamiento rápido*, necesario para la excitación del transductor.
- Amplitud de voltaje capaz de efectuar la excitación.
- El circuito debe de entregar una señal que tenga un corte abrupto en su bajada, lo más parecida a un impulso.
- Tener control sobre la frecuencia de prueba.
- Tener capacidad de variar el ancho de pulso para la excitación.
- Capacidad del uso de otros transductores comerciales o diseñados.
- Entregar una señal proveniente del transductor amplificada y filtrada de frecuencias que puedan interferir para el análisis de la señal.
- Capacidad de visualización de resultados de pruebas en distintos materiales.
- Polarización del sistema con una sola fuente de voltaje.
- Utilización de componentes de bajo costo.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

Es decir, un circuito que sea capaz de medir el espesor de diversos materiales y detectar fallas utilizando un transductor con dos elementos sensores como se muestra en la fig. II.1.

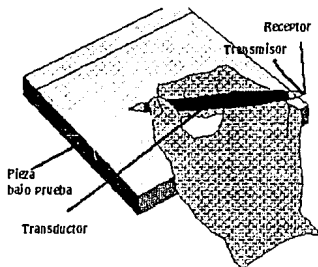


FIG. II.1  
UTILIZACION DEL TRANSDUCTOR  
CON DOS ELEMENTOS SENSORES

Analizando los objetivos del circuito, se plantea un diagrama a bloques, de manera que cada bloque pueda utilizar la electrónica necesaria para cumplir con los objetivos particulares.

Para el diseño del sistema se puede dividir todo el circuito en dos partes principales:

- ♦ Etapa Transmisora.
- ♦ Etapa Receptora.

La etapa transmisora se refiere a la excitación del transductor, ésta se puede dividir en 5 bloques principales; de acuerdo a sus funciones:

Reloj principal que controle la frecuencia de prueba.
Obtención de una señal parecida a un impulso con control de ancho de pulso. (Disparo del Pulso)
Bloque para tener control sobre el nivel de voltaje.
Amplificación del nivel de voltaje.
Bloque para el corte abrupto de la señal, para que tenga la función similar al impulso.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

La etapa de recepción cuenta con las siguientes funciones principales:

Amplificación de la señal proveniente del transductor.
Etapa de filtrado.
Bloque para la visualización de resultados (Bloque digital).

### II.2 JUSTIFICACION MATEMATICA DEL USO DE PULSOS PARA LA EXCITACION DEL TRANSDUCTOR

Para la excitación del transductor se escogió un pulso, ya que en teoría un pulso muy corto (impulso) barre todas las frecuencias, es decir, en un instante dado este pulso hace operar al transductor a su frecuencia central de resonancia.

Para la demostración se parte de la siguiente función, a la cual se le obtiene su Transformada de Fourier. (Fig. II.2)

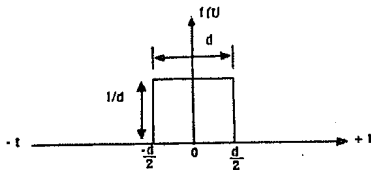


FIG. II.2

$f(t)$  puede ser representada como :

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{d} & |t| < \frac{d}{2} \\ 0 & \text{De otra manera} \end{cases}$$

CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

$F(\omega)$  es la transformada de Fourier de  $f(t)$ :

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{ec. II.1})$$

Dado que  $f(t)$  es una función par puesto que  $f(t) = f(-t)$ :

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cos \omega t dt \quad (\text{ec. II.2})$$

$$F(\omega) = \left(\frac{1}{d}\right) \cos \omega t dt = (2) \frac{1}{d} \int_0^{\frac{d}{2}} \cos \omega t dt$$

$$F(\omega) = \frac{2}{d} \left[ \frac{\sin \omega t}{\omega} \right]_0^{\frac{d}{2}} = \frac{2}{d} \left( \frac{\sin \frac{\omega d}{2}}{\omega} \right) = \frac{\sin \frac{\omega d}{2}}{\frac{\omega}{2}} \quad (\text{ec. II.3})$$

$$F(\omega) = \text{sinc} \left( \frac{\omega d}{2} \right)$$

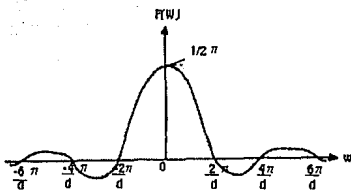


FIG. II.3

Se observa en la fig. II.3 que la distribución de frecuencias de  $f(t)$  es una función de muestreo de la forma:

$$\frac{\text{sen } x}{x}$$

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Si  $d$  se hace pequeño hasta que llegue a cero como un límite, entonces  $f(t)$  se convierte en un pulso de amplitud infinita en un intervalo corto de tiempo cerca de  $t = 0$ , lo cual se define como un *impulso unitario*  $\delta(t)$ .

$$\delta(t) = \lim_{d \rightarrow 0} f(t)$$

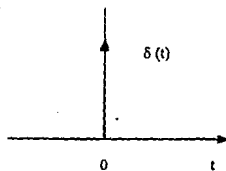


FIG. II.4  
FUNCION DE IMPULSO

La transformada de Fourier de  $\delta(t)$  es igual a  $\lim_{d \rightarrow 0} F(\omega)$ .

Substituyendo la ecuación II.3 en la transformada de  $\delta(t)$ :

$$\text{Transformada de Fourier de } \delta(t) = \lim_{d \rightarrow 0} \frac{\text{sen}\left(\frac{\omega d}{2}\right)}{\left(\frac{\omega d}{2}\right)}$$

Ahora, por definición:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\text{sen } x}{x} = 1 \quad (\text{ec. II.4})$$

Por lo que la transformada de Fourier de  $\delta(t)$  es 1 :

$$F(\omega) = 1$$

Por lo que la distribución de un impulso unitario es una constante igual a uno.

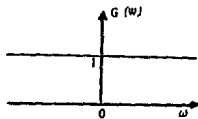


FIG. II.5  
DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS DE UNA FUNCION  
DE IMPULSO UNITARIO

Queda entonces demostrado que un impulso en el transductor, barre todas las frecuencias y se obliga a que el transductor opere a su frecuencia central de resonancia.

### II.3 CIRCUITO INTEGRADO NE555 UTILIZADO COMO MULTIVIBRADOR ASTABLE.

El NE555 se convierte en un circuito astable conectándole la terminal TRIGGER (terminal 2) directamente a la terminal THRESHOLD (pin 6). Se emplean dos resistencias de carga  $R_A$  y  $R_B$ , además la terminal de descarga (pin 7) se conecta en donde se unen estas dos resistencias.

El capacitor  $C_A$  se carga hasta  $V_{cc}$  mediante los resistores externos  $R_A$  y  $R_B$ . El voltaje del capacitor aumenta hasta que supera  $2/3$  de  $V_{cc}$ . Este voltaje es el voltaje de umbral en la terminal 6, la cual excita al comparador 1 para disparar al flip flop, de manera que haya un estado bajo a la salida en la terminal 3. Además el transistor de descarga pasa al estado de conducción, ocasionando que la salida en la terminal 7 se descargue el capacitor a través del resistor  $R_B$ .

El voltaje del capacitor desciende entonces hasta que su valor es menor que el nivel de disparo ( $V_{cc}/3$ ). El flip flop se dispara, por lo que su salida de nuevo se va a un estado alto y el transistor de descarga realiza su función, de manera que el capacitor pueda nuevamente volver a cargarse a través de las resistencias  $R_A$  y  $R_B$  hasta  $V_{cc}$ .<sup>1</sup>

---

<sup>1</sup>Paul Horowitz, "The Art of Electronics", Winfield Hill, Cambridge University Press

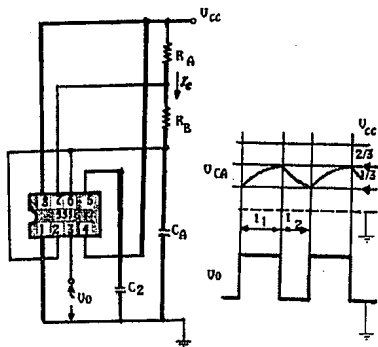


FIG. II.6 CIRCUITO BASICO ASTABLE

Para el diseño de multivibradores astables se utilizan las siguientes ecuaciones :

$$T_{alto} \approx 0.7(R_A + R_B)C_A \quad (\text{ec. II.5})$$

$$T_{bajo} \approx 0.7 R_B C_A \quad (\text{ec. II.6})$$

$$T = T_{alto} + T_{bajo} \quad (\text{ec. II.7})$$

Para el diseño del circuito astable se realizaron los siguientes cálculos :



## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Se seleccionó una frecuencia de 1.2 KHz como frecuencia de prueba:

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{por lo que } T = 0.83 * 10^{-3} \text{ seg}$$

Si se desea un ciclo de trabajo de aproximadamente 50% tenemos que

$$t_{\text{alto}} = t_{\text{bajo}}$$

$$t_{\text{alto}} = t_{\text{bajo}} = \frac{0.83 * 10^{-3}}{2} = 0.41 * 10^{-3} \text{ seg}$$

Si establecemos que  $C_A = .1 \mu F = C_1$

De la ecuación (ec. II.6), tenemos que:

$$R_B = \frac{0.41 * 10^{-3}}{0.7(.1 * 10^{-6})} = 5.8 K\Omega = R_1$$

De la ecuación (ec. II.5), tenemos que :

$$R_A = \frac{\frac{t_{\text{alto}}}{C_A} - 0.7R_B}{0.7} = \frac{\frac{0.83 * 10^{-3}}{.1 * 10^{-6}} - (0.7)(5.8 * 10^3)}{0.7} = 6 K\Omega = R_2$$

### II.4 CIRCUITO MONOESTABLE 74LS221

El 74LS221 (fig.II.7) es un dispositivo que contiene dos monoestables no redispersables independientes en una misma cápsula de 16 pines. Cada monoestable posee dos entradas de disparo (A y B), dos salidas complementarias (Q y Q negada) y una entrada de reset o clear (CLR).

Este integrado se puede disparar por flancos de subida o por flancos de bajada. Para disparar el 74LS221 por flancos de subida, la entrada A debe de estar en bajo y el pulso de disparo debe de aplicarse a la entrada B. Para dispararlo por flancos de bajada, la entrada B debe estar en alto y el pulso de disparo debe aplicarse a la entrada A.

Para cancelar el pulso de salida en cualquier instante, debe aplicarse un bajo a la entrada CLR. En condiciones normales, esta línea debe ser alta. Con la entrada A en bajo y la entrada B en alto, la línea CLR puede utilizarse como entrada de disparo. En este caso, el monoestable responde a flancos de subida.<sup>2</sup>

<sup>2</sup>Fast and LS TTL Data, "Motorola".

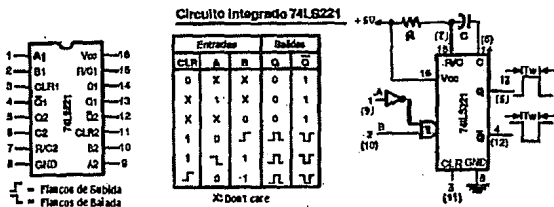


FIG. II.7  
CIRCUITO INTEGRADO 74LS221

El ancho del pulso ( $T_w$ ) se programa mediante la resistencia externa  $R$ , conectada entre la entrada R/C (pines 15 ó 7) y el positivo de la fuente ( $V_{cc}$ ), y el capacitor  $C$ , conectado entre las entradas C (pines 14 ó 6) y R/C. El valor de  $R$  debe de estar entre 1.4 K $\Omega$  y el de  $C$  no debe ser superior a 1000  $\mu$ F.

Si se fija  $C = .001 \mu$ F ( $C_2$ ) y  $T_w = 6 \mu$ s

De la relación dada por el fabricante :

$$T_w = 0.693 RC \quad (\text{ec. II.8})$$

$$R = \frac{T_w}{0.693(C)} = \frac{6 \cdot 10^{-6}}{0.693(.001 \cdot 10^{-6})} = 8.658 K\Omega = R_3$$

Debido a este último resultado se colocó un potenciómetro de 10 K $\Omega$ , para tener control sobre el ancho del pulso para la excitación del transductor.

Una vez disparado el monoestable, la salida Q se hace alta e ignora cualquier pulso de disparo aplicado durante este tiempo. Sin embargo; si se aplica un bajo en la entrada CLR (pin 3 ó 11) durante este lapso, la salida Q se hace automáticamente baja, abortando el pulso en pleno periodo de temporización.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

En aplicaciones donde se requieran tiempos muy cortos, se recomienda utilizar condensadores de cerámica o de poliestireno. Para periodos largos se recomienda emplear condensadores de tantalio o de aluminio especial.

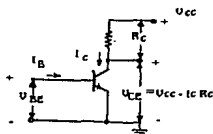
### II.5 CONMUTACION DE TRANSISTORES

Un transistor bipolar se puede aproximar a la función de un interruptor ideal. Cuando el transistor está apagado, fluye por  $R_C$  una corriente de fuga pequeña proveniente de la juntura colector - base.

Cuando el transistor está encendido hay un voltaje de saturación colector - emisor a través del dispositivo.

Un transistor no conmutará en forma instantánea al modo de encendido o de apagado. El periodo de encendido y apagado depende del dispositivo y de las condiciones del circuito. Las señales de entrada para la conmutación de transistores pueden ser acopladas directamente o acopladas por medio de un capacitor.

#### CONMUTACION IDEAL DEL TRANSISTOR



(A)

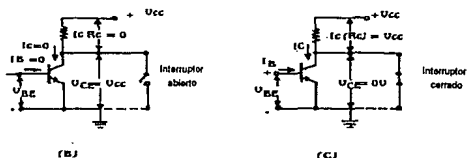


FIG. II.8

A) CIRCUITO EMISOR COMUN

B) TRANSISTOR IDEAL COMO INTERRUPTOR EN MODO APAGADO

C) TRANSISTOR IDEAL COMO INTERRUPTOR EN MODO ENCENDIDO

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

La figura II.10A, muestra un transistor emisor común para su empleo como interruptor. Una resistencia de colector  $R_c$  se conecta del colector a  $V_{cc}$ . El emisor se conecta a tierra. Las terminales para la simulación del switch son el colector y el emisor. El voltaje de entrada o voltaje controlador es el voltaje base - emisor. Por lo que:

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c R_c \quad (\text{ec. II.9})$$

Cuando el voltaje base - emisor es cero se tiene una polarización inversa (ver fig. II.8B),  $I_B = 0, I_C = 0$ , por lo que el transistor está en el modo de apagado.

Debido a que  $I_c = 0, V_{CE} = V_{cc}$

Por lo que cuando un transistor ideal está operando como interruptor en el modo de apagado, el voltaje de colector - emisor es igual al voltaje de la fuente.

Cuando la base del transistor se hace positiva con respecto al emisor (fig. II.8C; tenemos una polarización directa, por lo que fluye  $I_B$ .

$$I_C = h_{FE} I_B$$

Si  $I_B$  se hace lo suficientemente grande el producto  $I_c(R_c)$  puede ser igual al voltaje de alimentación, por lo que  $V_{CE} = 0$  Volts

Por lo que cuando un transistor como switch ideal está cerrado  $V_{CE} = 0$  Volts.

Idealmente un transistor como interruptor disipa potencia cero cuando está cerrado o abierto. La potencia que únicamente disipa es cuando se encuentra en transición de encendido a apagado.

La potencia del transistor está dada por la ecuación (ec. II.10):

$$P_D = I_C (V_{ce}) \quad (\text{ec. II.10})$$

$$\text{Cuando está apagado } I_c = 0 \Rightarrow P_D = 0$$

$$\text{Cuando está prendido } V_{ce} = 0 \Rightarrow P_D = 0$$

Resumiendo, idealmente  $V_{CE} = V_{cc}$  cuando el transistor está apagado y  $V_{CE} = 0V$  cuando el dispositivo está encendido. Con un transistor en la práctica, estas condiciones no se cumplen exactamente, sin embargo son buenas aproximaciones.

CONMUTACION REAL DE TRANSISTORES

Para un buen diseño de transistores es conveniente trazar una línea de carga de DC con los datos de  $V_{cc}$  y de  $R_c$ . La línea de carga de DC define las condiciones de corriente y de voltaje que puedan existir en el circuito.

Las características del emisor común se dividen en tres regiones como se muestra en la fig. II.9.

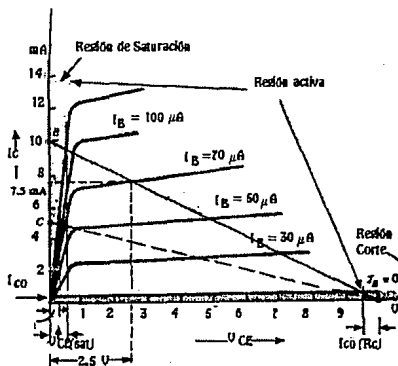


FIG. II.9  
CARACTERISTICAS Y LINEA DE CARGA DE DC  
PARA TRANSISTOR BIPOLAR

La región activa se utiliza en circuitos de amplificación, en donde un cambio lineal en la corriente de la base produce un cambio lineal en el voltaje colector - emisor.

Cuando la corriente de colector es muy grande, de manera que  $V_{CE}$  es menor de 0.7 Volts se dice que el dispositivo está operando en la región de saturación. La región de corte existe debajo del nivel de  $I_B = 0$ .

<sup>3</sup>George C. Chrysis, "High Frequency Switching Power Supplies (Theory and Design)", Mc. Graw Hill

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

Haciendo referencia a la línea de carga, se ve que cuando  $I_B = 0$ ,  $I_C$  no es cero. En vez de esto, una corriente  $I_{CO}$  fluye. Esta corriente se denomina *corriente de corte del colector*.

Para los transistores más recientes de Silicón,  $I_{CO}$  a los 25°C, se encuentra en el rango de los nanoamperes; sin embargo, a temperaturas altas se encuentra en el rango de los microamperes.

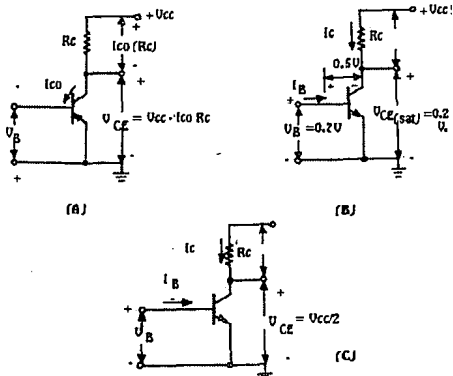


FIG. II.10  
 TRANSISTOR OPERANDO EN  
 A) REGION DE CORTE  $I_C = I_{CO}$   
 B) REGION DE SATURACION ( $V_{CE} = V_{CE(SAT)}$ )  
 C) REGION ACTIVA

Es conveniente hacer notar que la polarización en directa en la juntura colector base limita la velocidad de conmutación del transistor y reduce la ganancia de corriente en DC ( $h_{FE}$ ).

VELOCIDAD DE CONMUTACION DEL TRANSISTOR

Una característica muy importante para la conmutación de transistores es la velocidad con la que puedan ser encendidos y apagados<sup>4</sup>. Considérese la fig. II.11 donde se muestra la relación entre la corriente de colector y la corriente de base.

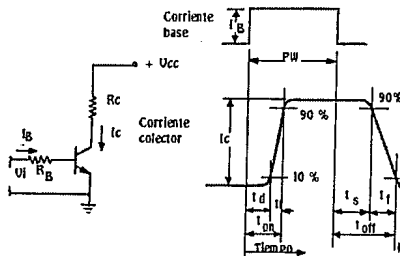


FIG. II.11  
RELACION DE TIEMPO ENTRE LA CORRIENTE  
DE BASE Y LA CORRIENTE DE COLECTOR  
EN UN CIRCUITO INTERRUPTOR

<sup>4</sup>George C. Chrysis, "High Frequency Switching Power Supplies (Theory and Design)", Mc. Graw Hill.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Cuando se aplica la corriente de base, el transistor no se enciende inmediatamente. El tiempo entre la aplicación de la corriente de base y el comienzo de la corriente de colector se denomina tiempo de retardo ( $t_d$ ).

$t_d$  se define como el tiempo requerido por  $I_c$  para alcanzar el 10 % de su nivel final después del comienzo de  $I_B$ . Cuando el transistor comienza a encenderse, pasa un tiempo finito antes de que  $I_c$  alcance su máximo nivel. El tiempo de levantamiento  $t_r$  se define como el tiempo que tarda  $I_c$  de ir del 10 % al 90 % de su máximo valor.

De manera similar, un transistor no puede apagarse de manera instantánea. El tiempo de apagado abarca un tipo de almacenamiento  $t_s$  y un tiempo de caída  $t_f$ .

El tiempo de almacenamiento se debe al hecho de que la juntura colector - base está polarizada en directa cuando el transistor está en saturación, puesto que portadores de carga que atraviesan una juntura polarizada en forma directa son almacenadas en esa región cuando la juntura se polariza en forma inversa.

El tiempo de almacenamiento  $t_s$  se define como el tiempo entre que  $I_B$  es apagada e  $I_c$  cae al 90 % de su valor máximo. El tiempo de caída  $t_f$  es el tiempo requerido para que  $I_c$  caiga del 90 % al 10 % de su máximo nivel.

La fig. II.12 muestra la relación del voltaje de entrada y el de salida. además las gráficas de  $I_B$  e  $I_c$  para el circuito de la fig. II.11.



CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

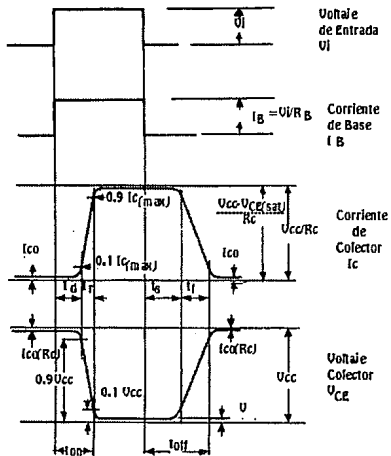


FIG. II.12  
RELACION DE TIEMPO ENTRE VOLTAJES Y  
CORRIENTES EN UN TRANSISTOR UTILIZADO  
COMO INTERRUPTOR.

Para el diseño del sistema se utilizaron transistores como interruptores, estas etapas fueron diseñadas en base a dos conceptos:

- Incremento de velocidad con el denominado capacitor de Conmutación
- Transistor conmutado por un pulso negativo

### *INCREMENTO DE VELOCIDAD CON EL CAPACITOR DE CONMUTACION*

Si la juntura base - emisor de un transistor se polariza en inversa antes de la conmutación de encendido, el tiempo de retardo es mayor que en el caso de que  $V_{BE}$  sea inicialmente cero.

Esto se debe a que la capacitancia de entrada se carga con el voltaje de polarización inversa y debe ser descargado antes de que  $V_{BE}$  pueda ser positivo.

Por lo tanto, para minimizar el tiempo de encendido  $V_{BE}$  debe ser cero o tener una pequeña polarización inversa antes de la conmutación de encendido.

El tiempo de retardo y el tiempo de levantamiento pueden reducirse si el transistor está en "overdrive", es decir si  $I_B$  es mayor que el mínimo requerido para la saturación, puesto que con una  $I_B$ , las capacitancias de juntura se cargan rápidamente, reduciendo el tiempo de encendido.

Una desventaja del "overdrive" es que se extiende el tiempo de almacenamiento debido a la gran corriente de directa en la juntura colector - base cuando el transistor está en saturación.

Resumiendo, idealmente para una rápida conmutación,  $V_{BE}$  debe empezar en cero volts e  $I_B$  debe ser lo suficientemente grande para encender al transistor, pero rápidamente debe ser retirada para la obtener la mínima  $I_B$  requerida para la saturación.

También el apagado debe de estar acompañado de un voltaje de polarización de gran amplitud en inversa, el cual regrese a cero rápidamente. Estas condiciones son exactamente logradas cuando se conecta un capacitor en paralelo con  $R_B$ , como se muestra en la fig. II.13.

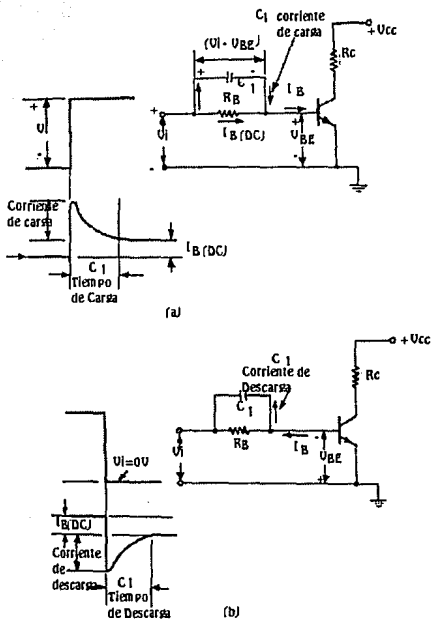


FIG. II.13

- a) EFECTO DE CARGA DE  $C_3$  CUANDO EL SWITCH ESTA PRENDIDO  
 b) EFECTO DE DESCARGA DEL CAPACITOR CUANDO EL SWITCH  
 ESTA APAGADO

Este capacitor  $C_3$  en el diseño del sistema, nombrado como "capacitor de velocidad" o "capacitor de conmutación" es inicialmente descargado antes de que se aplique el pulso de voltaje.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Cuando se presenta el voltaje de entrada, el capacitor se comienza a cargar a :

$$V_i - V_{BE} \quad (\text{Ver fig. II.15 a})$$

En este momento fluye corriente a través del capacitor en carga hacia la base de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ . De manera que  $I_B$  es inicialmente grande, pero rápidamente descende a su nivel de DC a medida que el capacitor se carga.

Cuando comienza el apagado, la descarga del capacitor produce una corriente de reversa en la base que rápidamente regresa a cero.

El capacitor de velocidad reduce  $t_d$  y  $t_s$ , así como a  $t_r$  y  $t_f$ . Sin embargo, si  $C_3$  es demasiado pequeño se carga en el tiempo de retardo y no tendría efecto sobre el tiempo de levantamiento, además si  $C_3$  es completamente descargado durante el tiempo de almacenamiento no produciría un efecto de mejora en el tiempo de caída.

Para el diseño del sistema, se propone la utilización de transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  de conmutación rápida en configuración de Darlington. Estos transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  son transistores 2N2222.

Para la configuración de estos transistores se hicieron los siguientes cálculos:

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_S + R_B} \quad (\text{ec. II.11})$$

En donde  $V_i$  es el voltaje proveniente del 74LS221

$$R_S = R_4 = 2.2K\Omega$$

$$R_B = R_7 = 100K\Omega$$

Substituyendo en la ecuación (ec. II.11)

$$I_B = \frac{3V - 0.7}{2.2K\Omega + 100K\Omega} = 22.5\mu A$$

El nivel inicial de corriente de carga del capacitor es aproximadamente el voltaje de la señal dividido por la resistencia  $R_S$  :

$$I_1 \approx \frac{V_i - V_{BE}}{R_S} \quad (\text{ec. II.12})$$

$$I_1 \approx \frac{3 - 0.7}{2.2K\Omega} = 1 \text{ mA}$$

$$I_1 \gg I_B$$

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Por lo que se espera un cambio de velocidad en la conmutación del transistor.

Para el mejor desempeño en la velocidad de conmutación, se debe seleccionar un capacitor lo suficientemente grande para mantener la corriente de carga constante a su máximo nivel durante el tiempo de encendido del transistor.

$$t_{on} = 0.1R_p C_3 \quad (\text{ec. II.13})$$

Para el diseño del sistema se tiene un periodo de muestreo de 1.19 KHz, es decir, se tiene un tiempo de muestra  $1/f = 840 \mu\text{s}$ , por lo que en la (ec. II.13) con un capacitor  $C_3 = 1000 \text{ pF}$  se tiene que :

$$t_{on} = 0.1(2.2K\Omega)(1000\text{pF}) = 0.22\mu\text{s}$$

Este tiempo es corto, como se esperaba y no afecta el desarrollo de muestreo del circuito.

El tiempo requerido ( $t_{req}$ ) para que el capacitor  $C_3$  regrese a su condición de descarga (se descarga a través de  $R_p$ ) es :

$$t_{req} = 2.3R_p C_3 \quad (\text{ec. II.14})$$
$$t_{req} = 2.3(100K\Omega)(1000\text{pF}) = 230\mu\text{s}$$

### **TRANSISTOR CONMUTADO POR UN PULSO NEGATIVO**

El pulso negativo se aplica al transistor  $Q_3$ . Este pulso negativo es generado por la malla constituida por el capacitor  $C_6$ , el diodo  $D_1$ , y la resistencia  $R_g$ .

El pulso negativo aplicado a la base de  $Q_3$  se utiliza para encender al SCR como se explica en el inciso II.8 (Utilización del SCR para una buena respuesta del transductor).

II.6 DETERMINACION DE LA IMPEDANCIA DINAMICA DEL TRANSDUCTOR

Para obtener la impedancia dinámica del transductor se utilizó el circuito mostrado en la fig. II.14.

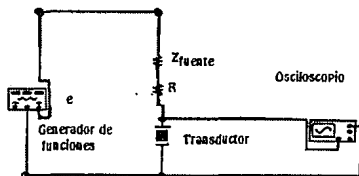


FIG. II.14  
CIRCUITO PARA OBTENER LA IMPEDANCIA  
DINAMICA DEL TRANSDUCTOR

Donde :

e = voltaje del generador pico - pico

$Z_{fuente} = 50 \Omega$

$R = 1 \text{ K}\Omega$

Aplicando divisor de voltaje :

$$V_x = \frac{Z_{transductor}}{50\Omega + R + Z_{transductor}} e \quad (\text{ec. II.15})$$

Despejando  $Z_{transductor}$

$$Z_{transductor} = \frac{V_x (50 + R)}{e - V_x}$$

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Se obtuvieron los siguientes resultados:

Frecuencia	3.5 MHz	5 MHz	6 MHz
Voltaje	0.16 V	0.14 V	0.12 V
Impedancia del Transductor	200 $\Omega$	170.93 $\Omega$	143.18 $\Omega$

Debido a estas pruebas hechas en laboratorio, se consideró una impedancia dinámica de 200  $\Omega$  al transductor con el que se está trabajando (de 3.5 MHz) puesto que es necesario este dato para el cálculo de la potencia a entregar por parte del transformador.

### II.7 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

El circuito de disparo del pulso se aplica al transistor  $Q_1$ , el cual enciende al transistor  $Q_2$ . Al momento de encender al transistor  $Q_2$  se obliga a que la corriente fluya en el bobinado del primario del transformador  $T_1$ . La amplitud del pico de voltaje para la excitación del transductor está limitado por  $R_{10}$  y  $D_4$ .

Antes de diseñar el transformador, se definió a que *topología* debe pertenecer el transformador. Básicamente existen tres topologías clásicas:

- Configuración Flyback
- Configuración Forward
- Configuración Push-Pull

En la configuración de Flyback la energía se almacena en la inductancia durante el período de encendido y esta energía se transfiere a la carga durante el período de apagado. En la carga aparece un voltaje con polaridad inversa a la de la entrada.

En la configuración Forward, la energía se transfiere durante el período de encendido.

La configuración Push-Pull es la unión de dos configuraciones Forward en una acción de "empuje - arrastre".

La configuración seleccionada es la de Forward, ya que sus características se apegan a los requerimientos del diseño del sistema.

**SELECCION DEL MATERIAL DEL NUCLEO**

Aunque casi cualquier material puede escogerse como núcleo de transformadores de alta frecuencia, la ferrita ha sido exclusiva en el diseño de convertidores actuales, la ferrita puede no tener una operación de densidad de flujo muy alta (la mayoría tienen de 3000 a 5000 G) pero la ferrita ofrece las siguientes características :

- Pocas pérdidas del núcleo a altas frecuencias
- Buen acoplamiento de embobinados
- Fácil ensamblaje

Los núcleos de ferrita se encuentran en diferentes presentaciones y tamaños. La siguiente tabla (Tabla II.1) nombra algunos de los materiales de ferrita comerciales y sus fabricantes.

MATERIAL	FABRICANTE
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Productos Fair-Rite
F.T	Magnetics mc.
H7C1	TDK
N27	Siemens

TABLA II.1  
FERRITAS COMERCIALES Y SUS FABRICANTES

La geometría del núcleo usado para una aplicación específica depende de los requerimientos de potencia. Las formas geométricas más populares son:

- E-E
- E-I
- E-C

Debido a su construcción los núcleos POT son muy usados para potencias bajas o medias de 20 W a 200 W. Para potencias altas se deben de utilizar núcleos E-E, E-I, E-C. El núcleo E-C es un arreglo entre el núcleo POT y el E-E, el cual combina sus ventajas.



## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Los *núcleos laminados* son aplicables en muy bajas frecuencias, donde las pérdidas por corrientes de Eddy son despreciables. Según se incremente la frecuencia, las pérdidas por efecto de estas corrientes se vuelven cada vez mayores hasta un punto en donde los transformadores laminados se vuelven obsoletos.

A partir de 10 ó 20 KHz aproximadamente, los núcleos utilizados son hechos a base de polvo de hierro y compuestos de Zinc en diferentes composiciones según su uso y frecuencia de operación. Esto disminuye pérdidas por corrientes de Eddy.

Debido a que se utilizará 1.2 KHz como frecuencia de prueba (considerándose como una frecuencia baja), se utiliza un núcleo laminado.

### DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE NUCLEO LAMINADO

Para el diseño del transformador, se cuenta con los siguientes datos:

- Se tiene un voltaje en el primario de 4 V.
- Se necesita un voltaje de 180V en el secundario del Transformador.
- Frecuencia de operación 1.2 KHz.
- Ciclo de trabajo de 840  $\mu$ s, donde  $t_{ON} = 6 \mu$ s.

Para comenzar con el diseño se recurre al *modelo de primer orden del transformador*, como se puede observar en la fig. II.15.<sup>1</sup>

---

<sup>1</sup>Colonel Vwn T. Mclyman, "Transformer and Inductor design Handbook", ed. Marcel Decker, 1978.

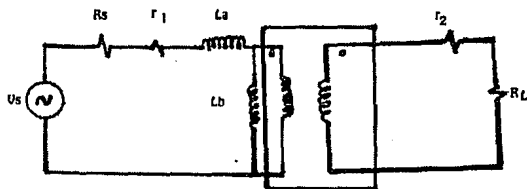


FIG. II.15  
MODELO DE PRIMER ORDEN DEL TRANSFORMADOR

donde:

$r_1$  y  $r_2$  : Pérdidas resistivas de cada devanado

$L_a$  y  $L_b$  : Pérdidas por dispersión

Para este modelo de transformador se tienen las siguientes ecuaciones:

$$L_s = (1 - k^2)L_1 \quad (\text{ec. II.16})$$

$$L_s = k^2L_1 \quad (\text{ec. II.17})$$

$$R_s = R_1 + r_1 \quad (\text{ec. II.18})$$

$$R_b = n^2(R_L + R_2) \quad (\text{ec. II.19})$$

donde  $k$  = Constante de acoplamiento

$n$  : Relación de Transformación

$L_1$  : Inductancia del Primario

$L_2$  : Inductancia del Secundario

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

La respuesta en frecuencia de un transformador corresponde a la de un *filtro paso banda*, por lo que es necesario fijar un rango de frecuencias de operación.

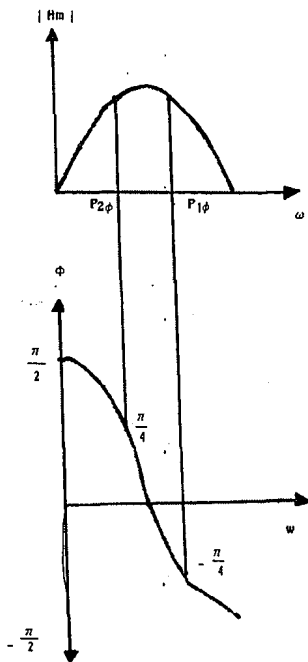


FIG. II.16

RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN TRANSFORMADOR

$P_{1\phi}$  y  $P_{2\phi}$  están determinados por las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  del transformador.  
De la fig. II.15 se obtiene su función de transferencia:

$$H(S) = \frac{n \frac{R_b}{R_a} S}{S^2 + AS + B} \quad (\text{ec. II.20})$$

$$A = \frac{R_a}{L_a} + \frac{R_b}{L_b} + \frac{R_c}{L_c}$$

$$B = \frac{R_a R_b}{L_a L_b}$$

De aquí que:

$$P_{1\phi} \approx -\frac{R_a + R_b}{L_a} \quad (\text{ec. II.21})$$

$$P_{2\phi} \approx -\frac{R_a R_b}{R_a + R_b} \quad (\text{ec. II.22})$$

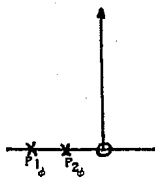


FIG. II.17  
DIAGRAMA DE POLOS Y CEROS DE LA FUNCION  
DE TRANSFERENCIA DEL MODELO DE TRANSFORMADOR

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Para una eficiencia del transformador,  $\eta > 80\%$  se tienen las siguientes aseveraciones<sup>6</sup>:

$$R_s \approx R_p$$
$$R_b \approx n^2 R_L \quad (\text{Para máxima transferencia de energía}) \quad (\text{ec. II.23})$$

$$n = \frac{V_1}{V_2} = \frac{4V}{180V} = 0.02$$

$$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (\text{ec. II.24})$$

Substituyendo en la (ec. II.23) tenemos que:

$$R_b = 0.08, \text{ tomando en cuenta que } R_L = 200\Omega$$

(  $R_L$  = Impedancia dinámica del transductor )

Para una frecuencia máxima de 1000 Hz, se obtiene :

$$\omega = 2\pi f = 6283.18 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

Además se considera un valor muy bajo de  $R_s < 1\Omega$ , por lo que  $R_s = 0.22$  y  $R_b \approx R_s$

En la ecuación (ec. II.21) se tiene que:

$$L_s = \frac{2R_s}{6283.18} = 70\mu H$$

---

<sup>6</sup>Colonel Vvn T. Mclyman, "Transformer and Inductor design Handbook", ed. Marcel Decker, 1978.

Substituyendo la ecuación (ec. II.16) y considerando un valor de  $k = 0.9$ , cercano al ideal de 1, se tiene:

$$L_1 = \frac{L_p}{(1-k^2)} = \frac{70 \cdot 10^{-6}}{1-0.9^2} = 368.42 \mu H$$

Substituyendo en la ecuación (ec. II.24) :

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = 921 \text{ mH}$$

En la ecuación (ec. II.17) se tiene :

$$L_p = (0.9^2)(368.42 \mu H) = 298.42 \mu H$$

De la ecuación (ec. II.22) se obtiene en siguiente resultado:

$$P_{2\%} = \frac{R_p R_s \left( \frac{1}{L_p} \right)}{R_s + R_s \left( \frac{1}{L_p} \right)} = \frac{0.22^2}{2(0.22)(298.42 \cdot 10^{-6})} = 368.6 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = 60 \text{ Hz}$$

1) Debido a los resultados obtenidos, el transformador opera en un rango de frecuencias de 60 Hz a 1 KHz, con las siguientes inductancias:

$$L_1 = 368.42 \mu H$$

$$L_2 = 921 \text{ mH}$$

La ecuación que define la relación de voltaje y la corriente en una inductancia es :

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{ec. II.25})$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + i(0)$$

$$\text{Para } i(0) = 0 \text{ y } V_L = V_{cc}$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt = \frac{1}{L} \int_0^t V_{cc} dt$$

La integración se efectúa de 0 a  $t_1$  porque es el tiempo en el cual conduce  $Q_2$ .

Por lo que:

$$i_L = \frac{V_{cc}(t_1)}{L_1} \quad (\text{ec. II.26})$$

$$i_L = \frac{5V(6\mu s)}{368.42\mu H} = 81.42 \text{ mA}$$

### 2) Cálculo de la potencia aparente $P_t$

De las ecuaciones :

$$V = RI \quad (\text{ec. II.27})$$

$$P = VI \quad (\text{ec. II.28})$$

Se tiene que se necesita una corriente de 0.9 A para excitar al transductor y una potencia de 162 Watts, pero en este caso, sólo se necesita energía durante 6  $\mu$ s y no durante un segundo completo, pues cabe recordar que  $Watts = \frac{joules}{seg}$

Por regla de tres, para 6  $\mu$ s, corresponde una energía de 1 mjoule, es decir se necesitan solamente 1 mjoule cada segundo (1mWatt). Para darle margen de seguridad al diseño y poder operar otros transductores, se realizarán los cálculos con una potencia de 120 mWatts.

### 3) Area aparente del transformador $A_p$

De la fig. II.18:

$$A_p = A_w A_c \quad (\text{ec. II.29})$$

$$A_c = a * b$$

$$A_w = c * b$$

$A_w$  = Area efectiva de la ventana

$A_c$  = Area efectiva núcleo

En transformadores, se debe de proporcionar una ventana lo suficientemente grande para que haya espacio para poder devanar las bobinas.

Esta ventana debe ser lo suficiente grande para dejar espacio para el aislamiento entre las paredes del núcleo y los devanados y entre los mismos devanados.

El espaciamiento antes mencionado debe cumplir con las normas especificadas por la VDE (West German Verband Deutscher Elektronotechniker) para transformadores.

Además es conveniente que en cada una o dos capas del devanado secundario se intercale papel aislante para evitar arqueo entre capas pues entre la primera y la última capa hay una gran diferencia de potencial.

$A_p$  se calcula con la siguiente ecuación<sup>7</sup>:

$$A_p = \left( \frac{P_s \cdot 10^4}{4.44(B_m) f (K_a)(K_j)} \right)^{1/4} \quad (\text{ec. II.30})$$

Para núcleo laminado :

$$K_a = 0.4$$

$$K_j = 534$$

$$B_m = 1.2$$

$$A_p = \left( \frac{0.12 \cdot 10^4}{4.44(1.2)(1.2 \cdot 10^3)(0.4)(534)} \right)^{1/4} = 0.000328 \text{cm}^4$$

De tablas (ver Apéndice B) se observa que se puede utilizar el núcleo EI -187 donde  $A_p = 0.108 \text{cm}^4$  y  $A_c = 0.204 \text{cm}^2$

Existen dos parámetros muy importantes en la selección del núcleo:

- Su capacidad de manejo de potencia
- El área de la ventana

Se escoge el área de la ventana que permita devanar adecuadamente las bobinas del transformador y al mismo tiempo minimicen las pérdidas de los devanados, ésto es, se podría escoger alambre magneto de un calibre más grueso para disminuir las pérdidas pero este nuevo devanado tal vez no entre dentro de la ventana del núcleo.

<sup>7</sup>Colonel Vwn T. Melyman, "Transformer and Inductor design handbook", ed. Marcel Decker, 1978



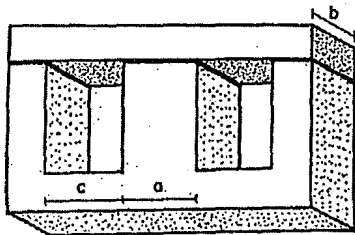


FIG. II.18

NUCLEO DE ACERO LAMINADO FORMADO POR UNA E Y UNA I, CON SUS DIMENSIONES

4) Cálculos<sup>8</sup>:

$$D = \sqrt{A_e} \quad (\text{ec. II.31})$$

$$D = 0.4516 \text{ cm}$$

$$G = \frac{3}{2} D \quad (\text{ec. II.32})$$

$$G = 0.6734 \text{ cm}$$

5) Ley de Faraday modificada, (para obtener número de vueltas del primario)

$$N_1 = \frac{E \cdot 10^4}{4.44(B_m) f(A_c)} \quad (\text{ec. II.33})$$

$$N_1 = \frac{4 \cdot 10^4}{4.44(1.2)(1.2 \cdot 10^3)(.204)} = 30.0 \text{ Vueltas}$$

6) Entrehierro  $\ell_g$

$$\ell_g = \frac{0.4 \pi (N_1^2)(A_e)(1 \cdot 10^{-8})}{L_1} \quad (\text{ec. II.34})$$

$$\ell_g = \frac{0.4 \pi (30^2)(.204)(1 \cdot 10^{-8})}{368.42 \cdot 10^{-6}} = .0062 \text{ cm}$$

<sup>8</sup>Ver Apéndice C.

7) Factor de Corrección por dispersión  $\Sigma$

$$\Sigma = 1 + \left( \frac{\ell_p}{\sqrt{A_c}} \text{Ln} \frac{2G}{\ell_s} \right) \quad (\text{ec. II.35})$$

$$\Sigma = 1 + \left( \frac{.0062}{.4516} \text{Ln} \frac{2(0.6734)}{.0062} \right) = 1.07$$

8) Corrección de  $N_1$

$$N_1 = \sqrt{\frac{(\ell_p)(L_1)}{0.4 \pi (A_c)(\Sigma \cdot 10^{-4})}} \quad (\text{ec. II.36})$$

$$N_1 = \sqrt{\frac{(.0062)(368.42 \cdot 10^{-6})}{0.4 \pi (.204)(1.07 \cdot 10^{-4})}} = 28.85 \text{ Vueltas}$$

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (\text{ec. II.37})$$

$$N_2 = \frac{28.8}{0.02} = 1442.86 \text{ Vueltas}$$

9) Densidad de Corriente en el Primario  $J$

$$J = K_f (A_p)^{-0.12} \quad (\text{ec. II.38})$$

$$J = 534(0.108)^{-0.12} = 697.47 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

10) Area del Cobre  $A_{cu}$

$$A_{cu} = \frac{I}{J} \quad (\text{ec. II.39})$$

Considerando una corriente de 80 mA en el primario del Transformador (ec. II.26)

$$A_{cu} = \frac{80 \text{ mA}}{697.47} = 0.11 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

De tablas (Ver apéndice B) se observa que corresponde un calibre AWG = 36

Dentro de este subinciso podemos mencionar que este valor de calibre permite una buena conducción de corriente considerando la pérdida de área de conducción por efecto de corriente superficial (Skin effect), pequeño para este caso ya que la frecuencia de operación es baja.

Este efecto aparece cuando se transporta energía a determinada frecuencia. Entre más aumente la frecuencia, la corriente tiende a viajar por las capas más superficiales como un resultado del campo magnético más fuerte cerca del centro del alambre. Los portadores de carga entonces encuentran mayor facilidad de movimiento por las capas superficiales, disminuyendo así el área neta efectiva.

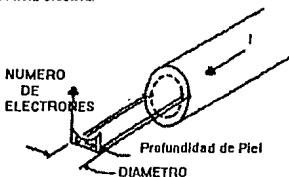


FIG. II.19  
EFECTO PIEL

### 11) Corriente del Secundario $I_2$

$$I_2 = n I_1 \quad (\text{ec. II.40})$$

$$I_2 = n I_1 = 0.6 \text{ mA}$$

Substituyendo en la (ec. II.39)

$$A_{\text{ca}} = \frac{0.6 \text{ mA}}{697.47 \text{ A/cm}^2} = 0.00086 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Lo que corresponde a un calibre AWG = 41

Cuando se tiene un núcleo con una ventana lo suficiente grande es preferible usar un conductor más grueso. El manejo del conductor No. 41 por ser de un diámetro muy pequeño requiere mucho mayor cuidado al bobinar, ya que fácilmente puede romperse por ser muy débil.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

El transformador queda caracterizado por:

Primario: $L_1 = 368.42 \mu\text{H}$ 28 Vueltas Alambre calibre AWG 36
Secundario $L_2 = 921 \text{ mH}$ 1442 Vueltas AWG 41

Para el cálculo del capacitor  $C_s$ , que almacena la energía suficiente para la excitación del transductor se utiliza la (éc. II.41)

$$P_{\text{out}} = \frac{E}{T} = \frac{\frac{1}{2} C_s V^2}{t} \quad (\text{éc. II.41})$$

Despejando  $C_s$  y substituyendo valores :

$$C_s = \frac{2(120\text{mWatts})(6\mu\text{seg})}{(180 \text{ Volts})^2} = 44.4 \text{ pF}$$

Por lo que se selecciona un capacitor de 100 pF para la salida.

A continuación se muestra la tabla II.2 en donde se indica la respuesta en frecuencia del Transformador. Para esta prueba se utilizó un generador de funciones con un voltaje de entrada de 4 Volts.

**CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA**

FRECUENCIA EN KHZ	GANANCIA dB	VOLTAJE A LA SALIDA EN VOLTS
0.01	33.06	180
0.05	33.06	180
0.1	33.06	180
0.2	33.302	185
0.3	33.3	185
0.4	33.3	185
0.5	33.3	185
0.8	33.3	185
1	33.3	185
1.1	33.3	185
1.2	33.06	180
1.3	32.56	170
1.4	32.56	170
1.5	32.56	170
1.6	32.56	170
1.7	32.56	170
1.8	32.3	165
1.9	32.2	163
2	32.04	160
2.1	32.04	160
2.2	32.04	160
2.3	31.76	155
2.4	31.24	146
2.5	31.12	144
2.6	31	142
2.7	31	142
2.8	30.88	140
2.9	30.88	140
3	30.75	138
3.1	30.75	138
3.5	30.23	130
4	29.54	120
4.5	29.17	115
5	28.78	110
5.5	28.38	105
6	27.78	98
6.5	28.84	88
7	26.64	86

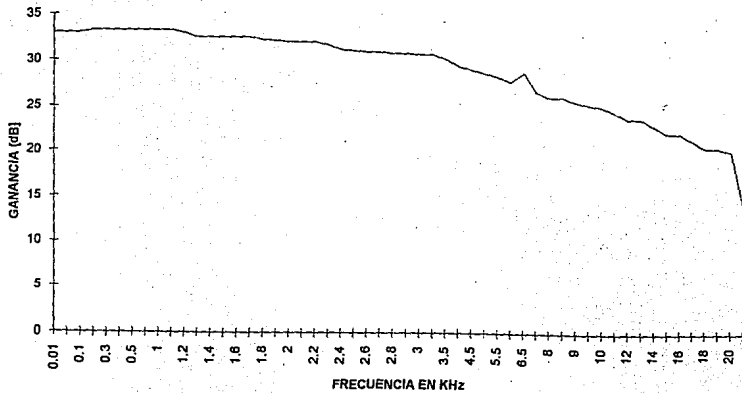
**CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA**

---

FRECUENCIA EN KHZ	GANANCIA dB	VOLTAJE EN LA SALIDA EN VOLTS
8	26.02	80
8.5	26.02	80
9	25.46	75
9.5	25.1	72
10	24.86	70
11	24.21	65
12	23.52	60
13	23.52	60
14	22.76	55
15	21.93	50
16	21.93	50
17	21.21	46
18	20.42	42
19	20.42	42
20	20	40
40	13.9	20

TABLA II.2  
RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL TRANSFORMADOR DISEÑADO

RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL TRANSFORMADOR



## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Para calcular la corriente pico del devanado del primario se utiliza la ecuación (ec. II.42)

$$I_{pp} = I_c = \frac{2(P_{out})}{V_{in(max)}(\delta)(\eta)} \quad (\text{ec. II.42})$$

$$\delta = f(t_1) \quad (\text{ec. II.43})$$

Considerando una eficiencia del transformador del 95%

$$I_{pp} = \frac{2(120mW)}{3Volts[(1.2KHz)(6\mu s)](0.95)} = 10 \text{ Amp}$$

Esta corriente teórica, no afecta de ninguna manera al transistor 2N2222

El transistor de conmutación usado con el convertidor Forward debe de soportar el voltaje pico de colector en el apagado y la corriente pico que debe soportar el transistor al encendido.

El voltaje pico que debe soportar el transistor al apagado es :

$$V_{CE(MAX)} = \frac{V_{in}}{1 - \delta} \quad (\text{ec. II.44})$$

$$V_{CE(MAX)} = \frac{3.5Volts}{1 - 0.0072} = 3.52 \text{ Volts}$$

Observando las hojas de especificaciones de Q<sub>1</sub> y de Q<sub>2</sub> (2N2222), en el manual<sup>9</sup>, podrá observarse que este transistor tiene un V<sub>CE(MAX)</sub> de 40 Volts de DC.

---

<sup>9</sup>Motorola Semiconductor Data Book, "The Semiconductor Data Book", Cuarta edición.



## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

Con respecto a la corriente en el colector al encendido del transistor se encuentra dada por la (ec. II.45), la cual de alguna manera se encuentra relacionada con la (ec. II.42)

$$I_c = I_p = \frac{I_L}{n} \quad (\text{ec. II.45})$$

$$I_p = \frac{81.42 \text{ mA}}{0.02} = 4.07 \text{ A}$$

$$I_p < I_{pp}$$

Se utilizaron transistores bipolares como interruptores, ya que éstos tienen una frecuencia de corte de aproximadamente 50 KHz. Si se aumentara la frecuencia de prueba se pudo haber utilizado un MOSFET, el cual tiene una frecuencia de conmutación arriba de los 200 KHz.

Como ya se mencionó con anterioridad, el transistor de conmutación se encuentra polarizado en la región de saturación.

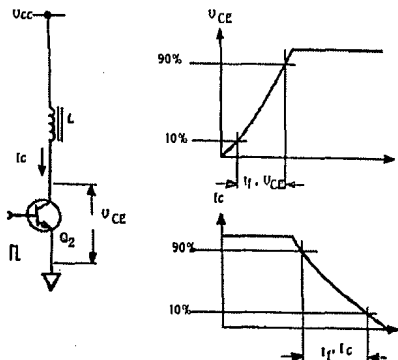


FIG. II.20  
CONMUTACIÓN DEL TRANSISTOR BIPOLAR  
MANEJANDO UNA CARGA INDUCTIVA

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

### II.8 UTILIZACION DEL SCR PARA UNA BUENA RESPUESTA DEL TRANSDUCTOR

La utilización del dispositivo  $h_4$  (SCR TIC-106D)<sup>10</sup> es de gran importancia en el diseño del sistema, puesto que se encarga de descargar de una manera rápida al transductor y así producir una señal ultrasónica de amplitud considerable. Cabe mencionar que los SCR'S o también llamados *transistores triodos de bloqueo en reversa* tienen la capacidad de soportar voltajes muy altos antes de sufrir cualquier tipo de daño.

Con respecto al tiempo de encendido del SCR, es importante mencionar que entre más corto sea éste, se abarcan frecuencias más altas debido al corte abrupto de la señal (ver inciso II.2 Justificación matemática del empleo de un pulso) y así excitar más fácilmente al transductor.

Para el encendido del SCR se utilizó la señal proveniente del transistor  $Q_3$  junto con la malla formada por las resistencias  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  y el capacitor  $C_7$ . Más adelante dentro de este inciso II.8 se explicará la importancia del capacitor  $C_7$  en el subinciso de *disparo por carga capacitiva*.

A continuación en la Tabla II.3 se muestran los resultados obtenidos al variar el capacitor  $C_7$ . Hay que tomar en consideración que el objetivo de la utilización del SCR es tener una pendiente muy rápida de descarga.

$C_7$ (nF)	Pendiente (m)	Voltaje de excitación a la Salida del SCR (Volts)
0.32	0	10
3.1	-7.5	160
6.7	-10.85	160
12	-10.71	160
33	-12.66	180
40	-12.66	180
100	-12.66	180
133	-12.66	180
150	-12.5	168
300	-12.5	165

TABLA II.3  
VALORES DE LA PENDIENTE AL VARIAR  $C_7$

<sup>10</sup>Motorola, "Thyristor Device Data", Tercera impresión, Motorola Inc., 1989.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

### Características del disparo del SCR

Cuando se dispara un SCR debido a una señal de gate, el tiempo de encendido abarca dos etapas:

- Un tiempo de retardo  $t_d$
- Un tiempo de levantamiento  $t_r$

Estos tiempos son mostrados en la figura 11.21

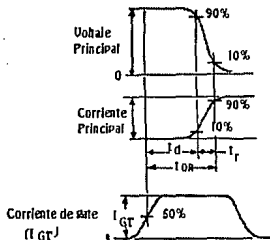


FIG. 11.21  
FORMAS DE ONDA QUE ILUSTRAN EL TIEMPO DE  
ENCENDIDO DEL SCR POR EL GATE  
PARA UNA CARGA RESISTIVA

El tiempo total de encendido del gate ( $t_{GT}$ ), se define como el intervalo de tiempo entre el borde del 50% del voltaje de disparo y el 90% de la corriente principal.

El tiempo de levantamiento ( $t_r$ ), es el intervalo de tiempo requerido para que la corriente principal ascienda del 10% al 90% de su valor máximo (se especifica una carga resistiva). Este intervalo de tiempo muestra la relación entre el voltaje principal y la corriente que fluye por el Tiristor  $\frac{di}{dt}$ . Durante el tiempo de levantamiento la caída de voltaje es de gran magnitud por lo que puede ocasionar daños al dispositivo, por esto es importante que la disipación de potencia en el encendido se encuentre en niveles seguros dentro de las especificaciones del fabricante.

Para el SCR utilizado (TIC 106-D) su tiempo de encendido es de 1.2  $\mu$ seg.

Para el tiempo de apagado el tiempo de recuperación consiste de dos etapas:

- Un tiempo de recuperación en inversa ( $t_{rr}$ ).
- Un tiempo de bloqueo en directa o tiempo de gate ( $t_{gr}$ ).

Estas dos etapas se muestran en la figura II. 22

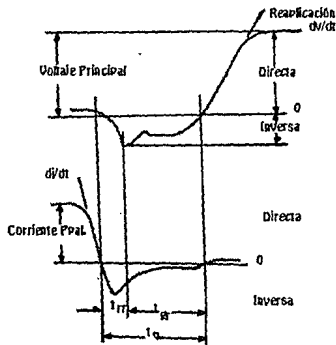


FIG. II.22  
FORMAS DE ONDA QUE ILUSTRAN  
EL TIEMPO DE APAGADO DEL SCR

Cuando la corriente de directa de un SCR se reduce a cero al final del periodo de conducción -aplicando un voltaje en inversa entre el ánodo y el cátodo- se obliga a fluir corriente en inversa en el SCR. De esta manera esta última corriente persiste hasta que se alcanza un nivel de fuga.

El tiempo de recuperación en inversa ( $t_{rr}$ ) se mide desde el punto donde la corriente principal cambia de polaridad a un punto específico en la forma de onda de la corriente en inversa, como se observa en la fig. II.22.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Durante el tiempo de recuperación de gate ( $t_{gr}$ ) debe de transcurrir un intervalo de tiempo para que la carga almacenada en la juntura de "bloqueo directo" pueda recombinarse de manera que el voltaje de cierre en directa pueda aplicarse nuevamente.

El tiempo de recuperación de gate de un SCR es mucho mayor que el tiempo de recuperación en inversa.

El tiempo de apagado ( $t_g$ ) abarca desde el instante en que la corriente de recuperación en inversa comienza a fluir hasta el comienzo del voltaje de cierre en directa.

El tiempo de apagado depende de varias condiciones como son:

- Corriente de encendido antes del proceso de apagado
- El rango de cambio de corriente durante la transición de directa a inversa.
- Voltaje de cierre en inversa.
- Rango de voltaje aplicado nuevamente en directa.
- Polarización del Gate
- Temperatura de juntura.

Incrementando la temperatura de juntura y la corriente de encendido, se aumenta el tiempo de apagado y tiene un significado mayor estos factores que cualquier otro.

Cuando se polariza el gate en forma negativa se reduce el tiempo de apagado.

Para el TIC 106-D, el tiempo de apagado es de 40  $\mu$ s.

### *Encendido de SCR por medio de Pulsos*

Para el encendido del SCR se requiere satisfacer las condiciones de energía en el Gate y existen varias formas de realizar este requisito.

En general, el Gate debe ser manejado con una señal con un valor alto de energía y de una manera rápida para asegurar el encendido del SCR y minimizar los efectos  $\frac{di}{dt}$ .

Usualmente esto significa el uso de una corriente de Gate de al menos tres veces que la requerida para el encendido, con un pico de duración de al menos un microsegundo y un pulso de aproximadamente 10  $\mu$ s.

Algunos de los métodos para encender a un SCR son:

- Manejo directo por transistores o por familias lógicas de transistores
- Por medio de Opto-triacs
- Por medio de Transistores de Unijuntura (UJT) y transistores programables de unijuntura (PUTs).
- Con interruptores bilaterales de Silicio (SBSs)
- Por medio de Sidacs

En el diseño del sistema se utilizó la primera opción.

Para el encendido de dispositivos PNP, se dá la condición de que:

$$\frac{dv}{dt} = 0 \quad (\text{ec. II.46})$$

Donde puede darse el caso de que:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (\text{ec. II.47})$$

donde:

$\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son los factores de amplificación de corriente de los dos "transistores"<sup>11</sup>. Sin embargo, en el caso de un SCR cuyo Gate se encuentra polarizado en inversa, el dispositivo puede cumplir con la ecuación (ec. II.47), por lo que la condición más completa de encendido es:

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1 \quad (\text{ec. II.48})$$

Usando el análisis de dos transistores, la corriente de ánodo ( $I_A$ ) puede ser expresada como una función de la corriente de Gate ( $I_G$ ), como se expresa en la (ec. II.49)

$$I_A = \frac{\alpha_1(I_G) + I_{CS1} + I_{CS2}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} \quad (\text{ec. II.49})$$

Donde:

$I_{CS}$  : Corriente de fuga de colector (Componente de Saturación)

El subíndice indica el transistor de que se trata.

---

<sup>11</sup>Para el análisis matemático del SCR se hace uso del método de los dos transistores.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

Hay que hacer notar que  $I_A \rightarrow \infty$  cuando se cumple la (ec. II.47). Cuando no se hace esta suposición, la condición de encendido se dá por la siguiente ecuación:

$$\frac{I_K}{I_A} = \frac{1 - \alpha_1}{\alpha_2} \quad (\text{ec. II.50})$$

donde:

$I_K$  = Corriente de cátodo

La (ec. II.50) corresponde a la condición de la (ec. II.48)

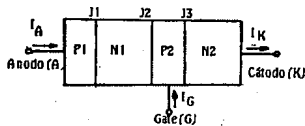


FIG. II.23

ESTRUCTURA ESQUEMATICA DE UN SCR,  
DONDE LAS CORRIENTES POSITIVAS SIGUEN LA  
DIRECCION DE LAS FLECHAS

La corriente de pulso para el disparo del SCR se define como la corriente que se inyecta al Gate para compensar los portadores perdidos debido a la recombinación y así proveer la suficiente corriente y mantener la regeneración en el interior del SCR.

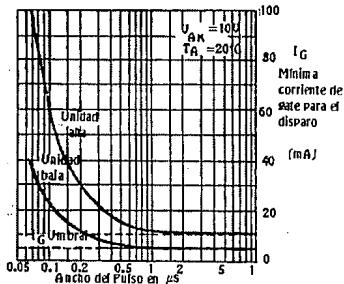


FIG. II.24

VARIACIONES TÍPICAS DE CORRIENTE MÍNIMA  
PARA EL ENCENDIDO POR GATE

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

Si el Gate es disparado con un pulso, hay que tomar en cuenta que pulsos cortos requieren corrientes más altas, como se muestra en la fig. II.24.

La fig. II.24 parece indicar que hay una cantidad constante de carga requerida para disparar al dispositivo cuando  $I_G$  se encuentra arriba del nivel de umbral, pero esto no es del todo cierto, puesto que es variable para ciertas regiones. Cuando la carga requerida para el encendido se grafica contra la corriente del pulso o contra el ancho del pulso, hay un rango óptimo de niveles de corriente o de anchos del pulso en los cuales la carga es mínima, como se muestra en la región A de la fig. II.25 y en la fig. II.26.

La región B muestra un incremento en la carga requerida a medida que es mayor y menor el ancho del pulso.

La región C indica que para niveles menores de corriente (mayor ancho del pulso), se requiere más carga para el disparo del dispositivo.

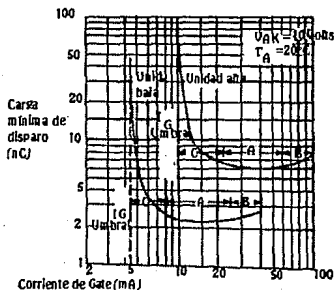


FIG. II.25  
VARIACION DE CARGA CONTRA CORRIENTE DE GATE



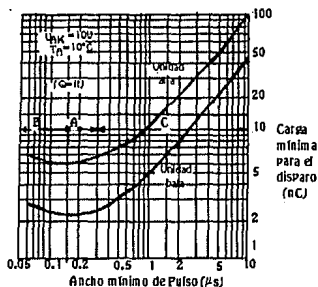


FIG. II.26  
VARIACION DE CARGA CONTRA ANCHO  
MÍNIMO DE PULSO

*Disparo por Carga Capacitiva*

Con la utilización de un circuito disparador de Gate como el mostrado en la fig. II.27, la carga requerida para el encendido se incrementa con el valor de la capacitancia usada (Ver fig. II.28).

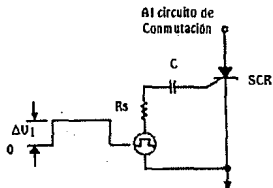


FIG. II.27  
DISPARO DEL GATE DEBIDO A CARGA CAPACITIVA

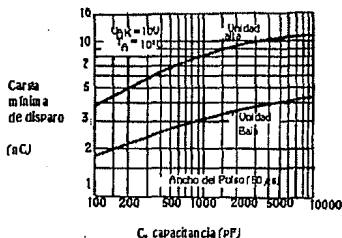


FIG. II.28  
VARIACION DE LA CARGA DE DISPARO CONTRA EL VALOR DEL CAPACITOR UTILIZADO

Existen dos razones principales para el incremento de las características de carga:

- El efecto debido a la corriente de umbral
- El efecto debido a la variación de la resistencia propia del Gate

De la fig. II.28 se observa que para valores grandes de capacitores se requiere un nivel menor de voltaje para el encendido del SCR, debido a que estas dos cantidades son inversamente proporcionales. ( $Q = CV$ )

### II.9 CIRCUITO SINTONIZADO UTILIZANDO EL 2N918

Como se había mencionado, el transductor genera un pulso ultrasónico dentro de la pieza bajo prueba. El eco que se genera, proveniente de la pared posterior del material o debido a una falla es sentido por el transductor y aplicado a la entrada del receptor. El receptor amplifica este eco de regreso y lo convierte en una señal con el nivel lógico necesario para controlar el bloque digital del sistema.

El circuito receptor es un amplificador de alta ganancia, el cual amplifica el eco de regreso proveniente del transductor generando una señal amplificada a la salida del amplificador CA3020.

A continuación se hará mención de las partes que integran el circuito receptor, empezando por el circuito sintonizado.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

El circuito sintonizado está formado por un transistor 2N918, (el cual es utilizado en diversas aplicaciones como amplificador en VHF y UHF, como mezclador y oscilador) y por sus componentes asociados. Esta etapa también incluye un transistor 2N2369 utilizado para suministrar ganancia de corriente al amplificador CA3020.

La señal que proviene del transductor es aplicada a la entrada  $E_I$  donde la resistencia  $R_{13}$  ( $1K\Omega$ ) provee el amortiguamiento necesario para la señal proveniente del transductor. De esta manera, el transistor Q5 funciona como amplificador de bajo ruido, el cual es sintonizado para tener una respuesta con un rango de frecuencias pequeño, establecido por el inductor  $L_3$ , el capacitor  $C_{12}$ , la resistencia  $R_{17}$  y sus componentes asociados.

En la utilización de los circuitos sintonizados, la frecuencia de operación está restringida a un rango pequeño de operación. Por lo común se utiliza un circuito LC sintonizado como carga en el colector o en el drain si fuera el caso de un FET.

Algunas de las ventajas que presenta este circuito son las siguientes:

- a) Alta Ganancia en una etapa: La carga presenta una alta impedancia a la frecuencia de la señal ( $G_v = g_m Z_{carga}$ ), el suministro de corriente se mantiene fijo.
- b) Eliminación de efectos de carga indeseables de capacitancia: Los circuitos LC "sintonizan hacia afuera" cualquier capacitancia, haciéndola parte de la capacitancia del circuito sintonizado.
- c) Simplifica el acoplamiento entre etapas: El circuito LC puede ser acoplado con un transformador (o configurado como un circuito de acoplamiento) para evitar cualquier transformación indeseable en la impedancia.
- d) Eliminación de las señales fuera del ancho de banda especificado y del ruido producido por la selectividad de la frecuencia en estos circuitos.

Los amplificadores sintonizados están diseñados para rechazar todas las frecuencias por debajo de la frecuencia central ( $\omega_1$ ) y todas las frecuencias por arriba de este punto ( $\omega_H$ ).

Para el caso del circuito receptor, la frecuencia a la cual trabaja el transductor es 3.5MHz (Frecuencia de Resonancia) y es la frecuencia a la cual se sintoniza el amplificador y se toma como frecuencia central. La frecuencia central  $\omega_0$  está fijada de tal manera que el circuito reciba señales con resonancia de 3.5 MHz, es decir, a la frecuencia de trabajo del transductor. Las frecuencias  $\omega_H$  y  $\omega_1$  corresponden al ancho de banda requerido para recibir la información de la señal proveniente del transductor sin distorsión ni ruido.

La fórmula utilizada para el desempeño del amplificador sintonizado es:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC} \quad (\text{ec. II.51})$$

La ecuación es cuadrática en  $\omega$  y tiene dos posibles soluciones para  $\omega_1$  y  $\omega_2$ . Pero tomando en cuenta que el propósito del circuito es sintonizarse a la frecuencia de resonancia del transductor, se toma sólo la frecuencia central  $\omega_o$  de 3.5 MHz

De esta manera los cálculos del amplificador sintonizado, tomando en cuenta una bobina de 150  $\mu\text{H}$ , son los siguientes:

De la ecuación:  $\omega_o^2 = \frac{1}{LC}$  se calcula el capacitor del arreglo.

$$\text{Por lo que: } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

y por lo tanto:

$$C = \frac{1}{L(f2\pi)^2} = 1.37851 \times 10^{-11} \text{ F}$$

de esta manera el valor del capacitor  $C_{12}$  dá por resultado:

$$C_{12} = 13.78 \text{ pF}$$

Ajustándolo a un valor comercial para el circuito amplificador, se tiene:

$$C_{12} = 15 \text{ pF}$$

En la etapa del circuito sintonizado se utiliza una etapa de bypass, a fin de mejorar la estabilidad de polarización del emisor común.

En el circuito amplificador sintonizado se escoge una  $R_e$  con un valor aproximado de  $0.1R_c$ , por facilidad de polarización, si  $R_e$  es muy pequeña el voltaje de emisor será mucho más pequeño que la caída en la unión base-emisor, lo que tendría como consecuencia inestabilidad de temperatura en el punto fijo  $V_{BE}$ .

## CAPÍTULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

El capacitor de bypass se escoge de manera que su impedancia sea pequeña comparada con  $r_e$  (no  $R_E$ ) a la menor frecuencia de interés (3.5MHz). Esto es, a la frecuencia de la señal recibida, el capacitor de acoplamiento a la entrada presenta cierta impedancia en paralelo con la impedancia de la base.

En DC la impedancia en la base es mucho mayor ( $h_{FE}$  veces la resistencia del emisor) y es lo que permite una polarización estable en el circuito.

Es de esta forma que se establecen las características del circuito sintonizado.<sup>12</sup>

A continuación se muestra el diagrama del circuito.

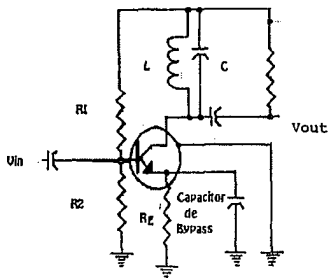


FIG. II.29  
ETAPA DEL AMPLIFICADOR SINTONIZADO

La siguiente etapa, posterior al circuito sintonizado, la forma el transistor  $Q_6$  que es un emisor seguidor, y el cual suministra la ganancia de corriente requerida para el circuito.

---

<sup>12</sup>Paul Horowitz, "The Art of Electronics", Winfield Hill, Cambridge University Press.

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

El emisor seguidor es un circuito con una impedancia de entrada mucho mayor que la impedancia de salida. Esto significa que el circuito requiere menos potencia de la señal fuente para manejar una carga dada, el cual sería el caso si la señal de entrada manejara la carga directamente. De esta manera una señal con una impedancia interna dada puede manejar una carga de igual o incluso menor impedancia sin pérdidas de amplitud. En otras palabras, un emisor seguidor tiene ganancia de corriente, aunque no presenta ganancia de voltaje. (Ver Cap. IV "Acoplamiento de Impedancias")

Quando un emisor-seguidor es manejado desde una etapa anterior, por lo común es conectada su base directamente de la salida de la etapa anterior, como se muestra en la figura II.30:

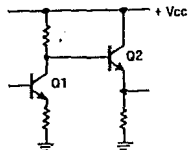


FIG. II.30  
EMISOR SEGUIDOR

Como se observa en la fig. II.30, el colector de  $Q_1$  está siempre conectado al suministro (o  $V_{cc}$ ), por lo que la base de  $Q_2$  estará entre tierra y  $V_{cc}$  y por lo tanto  $Q_2$  se encuentra en la región activa (ni corte, ni saturación). Se tiene entonces la unión base-emisor en conducción y su colector con por lo menos unos pocos décimos de volt más positivo que el emisor.

En ocasiones, no es conveniente conectar la entrada de un emisor seguidor con respecto al voltaje de suministro y entonces se utiliza un acoplamiento capacitivo (o acoplamiento ac) con la salida de la etapa anterior. En este caso, el voltaje promedio de la señal es cero y el acoplamiento directo a un emisor seguidor nos proporcionará una salida como la que se muestra en la siguiente figura (fig. II.31):

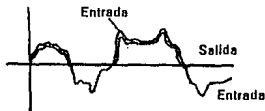


FIG. II.31

**UN TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR ALIMENTADO POSTIVAMENTE  
NO PUEDE GENERAR VOLTAJES NEGATIVOS  
A LA SALIDA DEL TRANSISTOR**

El emisor seguidor se polariza con la resistencia  $R_{17}$ . También se hace necesario polarizar el circuito sintonizado, de manera que fluya corriente en el colector durante todo el swing de la señal. En el caso del circuito sintonizado se utilizó un divisor de voltaje mediante las resistencias  $R_{15}$  y  $R_{16}$  y de esta manera colocar la base a medio camino entre tierra y  $V_{cc}$ .  $R_{15}$  y  $R_{16}$  son aproximadamente iguales.

El proceso de selección del voltaje de operación de un circuito, con la ausencia de señal aplicada, es conocido como - ajuste del punto de operación (o punto fijo Q) -. Para muchos casos el punto de operación es seleccionado para lograr el máximo swing simétrico a la salida de la señal sin mutilar la corriente (cortarla por arriba o por abajo).

Para seleccionar los valores de  $R_{15}$  y  $R_{16}$ , en el diseño del sistema, se hace la impedancia de la fuente de dc de polarización pequeña (la impedancia en el divisor de voltaje en el sistema) comparado con la carga que maneja (la impedancia en la base del seguidor).

En este caso:

$$R_{15} \text{ en paralelo con } R_{16} \ll h_{fe} R_E$$

Esto es equivalente a decir que la corriente de flujo en el divisor de voltaje debería ser mayor comparado con la corriente presente en la base.

De esta forma el emisor seguidor está acoplado con la primera parte de la etapa por medio del capacitor  $C_{13}$  y el divisor de voltaje del amplificador sintonizado por las resistencias  $R_{15}$  y  $R_{16}$ .

## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

El resistor variable  $R_{19}$  varía la amplitud de la entrada al amplificador CA3020<sup>13</sup>, el cual es un amplificador de banda ancha que opera a su máxima ganancia, este amplificador forma la segunda etapa del receptor.

### II.10 AMPLIFICACION DE LA SEÑAL RECIBIDA

Una vez analizada la primera etapa se observa que se requiere otra segunda etapa de ganancia que proporcione señales con niveles lógicos de la familia lógica TTL.

El propósito de generar este tipo de pulsos es de controlar la etapa digital del sistema.

Por todo lo dicho anteriormente se utilizó el circuito integrado CA3020A, el cual es un dispositivo utilizado por su gran ancho de banda, alta ganancia de voltaje y alta potencia a la salida. Junto con estas características y su inherente estabilidad, el circuito representa un amplificador ideal para los niveles lógicos requeridos a la salida.

El diseño del amplificador está en función de proporcionar su máxima ganancia y los valores de sus componentes asociados fueron el resultado de diversas pruebas en el laboratorio tomando como referencia los diagramas de operación propuestos por el fabricante (RCA), como los capacitores  $C_{17}$ ,  $C_{18}$  a fin de evitar ruido en frecuencias bajas que influya en el sistema y las resistencias  $R_{20}$  y  $R_{21}$ , los cuales determinan la ganancia a la salida.

En el análisis de este amplificador se consideró un arreglo de filtrado a la entrada del CA3020A, de tal manera que considerando una impedancia interna de  $1\text{ K}\Omega$  en el amplificador y un filtro paso altas los cálculos son los siguientes:

$$\text{de} \quad \omega = \frac{1}{RC} \quad (\text{ec. II.52})$$

$$C = \frac{1}{2\pi Rf}$$

$$\text{Para } R = 1\text{K}\Omega \text{ y } f = 3.5\text{MHz} \\ C = 4.54959 \times 10^{-11} \text{ F.}$$

---

<sup>13</sup>RCA Solid State, "Databook series", Linear, 1972.



## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Utilizando valores comerciales:

$$C_{17} = 68 \text{ pF}$$

A continuación se proporciona la tabla de ganancia contra frecuencia de todo el circuito receptor, así como su gráfica.

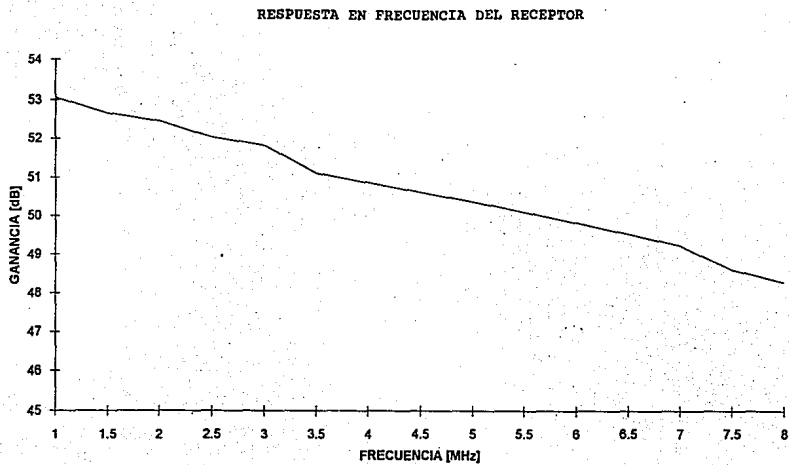
Frecuencia (MHz)	Ganancia (dB)
1	53.06
1.5	52.66
2	52.46
2.5	52.04
3	51.82
3.5	51.12
4	50.88
4.5	50.62
5	50.37
5.5	50.10
6	49.82
6.5	49.54
7	49.24
7.5	48.62
8	48.29

TABLA II.4  
GANANCIA CONTRA FRECUENCIA  
DE LAS DOS ETAPAS DEL CIRCUITO RECEPTOR

Resumiendo, los componentes asociados del amplificador permiten el acoplamiento de la señal amplificada con los niveles lógicos correspondientes.

Hay que hacer notar que se utilizó otra etapa de filtrado entre el emisor seguidor y el filtro a la entrada del amplificador CA3020A.

Esta etapa de filtrado proporciona a la segunda etapa del receptor una señal limpia y bien sintonizada, permitiendo que las señales sensadas en los materiales bajo prueba se encuentren dentro del rango de operación del transductor y sean confiables, eliminando cualquier ruido a frecuencias bajas.



## CAPITULO II: DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

La respuesta de este circuito (filtro paso altas), ignorando cambios de fase, está dada por:

$$V_{out} = \frac{RV_{in}}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} = \frac{2\pi fRCV_{in}}{[1 + (2\pi fRC)^2]^{1/2}} \quad (\text{ec. II.53})$$

que es el voltaje a través de  $R_{22}$  en la figura del filtro paso-altas y es representado en la fig II.32.

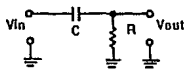


FIG.II.32  
FILTRO PASO ALTAS

Para el fin que se persigue, el punto de quiebre a los -3dB está dado por:

$$\omega = 2\pi f$$

Considerando el filtro a trabajar después de 1.5 MHz y con una resistencia  $R_{22}$  de 110  $\Omega$ , de la (ec. II.52) se tiene que:

$$C_{16} = 1.06 \text{ nF} = 0.001 \text{ } \mu\text{F}.$$

### II.11 VISUALIZACION DE RESULTADOS (BLOQUE DIGITAL)

Una vez obtenida la señal analógica con niveles digitales TTL, se utiliza una etapa digital con el fin de presentar las mediciones obtenidas en unidades decimales a través de un display de cristal líquido. A continuación se muestra un diagrama de bloques representativo del bloque digital, el cual contempla diferentes fases de análisis.

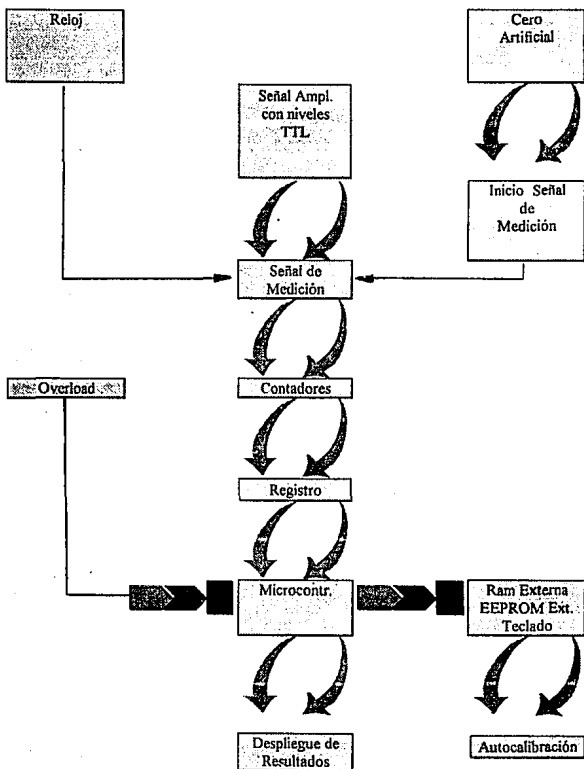


FIG 32  
BLOQUE DIGITAL

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

De acuerdo al diagrama anterior, el propósito general que se persigue es el conteo de bits a partir de una señal de medición, a fin de que esta información sea procesada en el microcontrolador y poder ser desplegada de una manera convencional.

En primer lugar, es necesario convertir el tiempo que tarda en aparecer el primer eco de la señal amplificada en forma binaria, esto se logra mediante la obtención de una señal denominada de *medición*.

La señal de medición se obtiene como el resultado de una compuerta AND, a la cual se le introducen 2 señales :

- Una señal de reloj a determinada frecuencia
- La señal de medición "sin reloj", la cual se genera a partir de un monoestable que es originada después del flanco de bajada del "Cero artificial" (se explicará más adelante su función) y finaliza cuando encuentre el primer rebote de la señal amplificada o cuando llegue a su rango máximo, que para el acero es de aproximadamente 10 cm.

La frecuencia del reloj determina la resolución del instrumento, pues indica el número de cuentas que puede haber durante el tiempo de la señal de medición y lógicamente entre mayor sea el número de cuentas dentro de un determinado tiempo de la señal de medición, se tendrá una mayor resolución.

Para determinar la frecuencia óptima del reloj se hace el siguiente cálculo:

En el material se tiene la siguiente ecuación:

$$2d = vt, \text{ pero } t = nT$$

Por lo que: 
$$d = \frac{vnT}{2}$$

Si se quiere una resolución de 0.1 mm, entonces :

$$\Delta d = \frac{vnT}{2}; \text{ Si } \Delta d = 0.1 \text{ mm y } n = 1$$

$$\text{Entonces : } T = \frac{2(0.1)}{v}$$

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

A "v" le corresponde el valor de un material para el cual la velocidad es alta, el cual es  $6.4 \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}}$ , que es la velocidad del sonido en el Aluminio.

Dando por resultado  $F = 1/T = 32 \text{ MHz}$ .

Para el acero, material en el cual se hicieron las pruebas, se tiene el siguiente dato que se ha tomado como referencia:

5 mm ----- 1.6  $\mu\text{seg}$

Es decir, en 5 mm de espesor, se tiene el primer eco a 1.6  $\mu\text{seg}$ , habiendo ajustado previamente el denominador "Cero Artificial", de aquí se partirá para hacer varios cálculos.

- ♦ Si se utilizara una frecuencia de 20 MHz, se tiene un periodo de cuenta de  $T = 0.05 \mu\text{seg}$ , por lo que la resolución sería de 0.156 mm, suficiente para los objetivos que se persiguen.
- ♦ Si se utiliza un reloj de 30 MHz, se tiene un periodo de ventana de:  $T = 0.033 \mu\text{seg}$ , una resolución de 0.103 mm, que si se compara con el cristal de 20 MHz, no es considerable la diferencia.

Otro razonamiento que es necesario hacer, es que como un transductor no radia el Ultrasonido en forma ideal, sino en forma de cono, se tiene un factor de corrección denominado : *factor de corrección V*, por lo que la velocidad del sonido en el acero es de  $6.12 \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}}$  para espesores menores de 10cm y de  $5.94 \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}}$  para espesores mayores de 10cm, por lo que para facilitar las cuentas, y por ende las instrucciones dentro del programa en el microcontrolador, se estableció que :

" La frecuencia debe ser la mitad de la velocidad "

Por lo que  $f = \frac{6.12}{2} = 30 \text{ MHz}$ .

Habiendo analizado todo lo anterior, se tratará de utilizar un cristal de 30 MHz, pero debido a que es una alta frecuencia, el utilizar un cristal de 20 MHz no lleva a un error grande, además del uso del microcontrolador el cual proporciona capacidad para manejar la resolución deseada.

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Para encontrar el número de bits que se necesitan para realizar esta conversión, se toma el SPAN<sup>14</sup>..

Al dividir este tiempo máximo entre el inverso de la frecuencia a utilizar, se obtiene el número de cuentas necesarias.

Con 10 bits , se tienen 1024 cuentas máximas que son suficientes para medir 10 cm de acero con resolución de décimas de milímetro con 20 y 30 MHz, tomando en cuenta la afirmación de que :

$$5 \text{ mm} \text{ ----- } 1.6 \text{ } \mu\text{seg}$$

El Cero Artificial es un monoestable ajustable. Este cero artificial comprende el tiempo que existe entre la generación del pulso de excitación hasta un punto para el cual la calibración proporcione una respuesta lineal.

Por experimentación, es recomendable entre 10 y 12  $\mu\text{s}$  para el sensor en uso

Una vez obtenida la señal de medición, se procede al conteo de ésta, dicha medición se logra mediante el uso de contadores binarios sincrónicos. Para este uso en particular se utilizó el circuito Integrado 74LS193, un contador síncrono de 4 bits up-down prefijables.

El circuito integrado se dispara por flancos de subida y posee dos entradas de reloj independientes, cuatro entradas de prefijación, cuatro salidas binarias, una entrada asíncrona de borrado, entrada de carga y dos salidas de reabastecimiento. Estas últimas se activan cuando la cuenta es máxima o mínima.

A fin de hacer un conteo de 10 bits, se hace necesario conectar varios contadores en cascada, esto es, los pulsos suministrados por estas líneas de reabastecimiento, como señales de reloj de las entradas CLK UP y CLK DOWN de la etapa siguiente.

El paso siguiente es enviar la información de los contadores al microcontrolador, pero primero se deben de guardar en un registro a fin de que se encuentren disponibles cuando los requiera el microcontrolador.

Los registros de almacenamiento se realizan en la práctica utilizando flips - flops tipo D. Se requiere un flip - flop para cada bit en la palabra. Para almacenar o cargar una palabra en el registro, la palabra descada se programa manualmente mediante interruptores o en este caso proveniente de los contadores.

---

<sup>14</sup> SPAN - Espesor máximo de medición

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

El dispositivo utilizado es el 74HC374. Este dispositivo es un registro de 8 bits con salidas Tri-State y resulta particularmente adecuado para sistemas de microprocesador.

Los 8 flip - flops tipo D del 74HC374 son disparables por flancos de subida. La información presente en las entradas de datos D0 a D7 se transfiere a las salidas Q0 a Q7 en las transiciones positivas de la señal de reloj. Estos datos Q0 - Q7 van directamente a un puerto del microcontrolador para poder realizar conversiones y poder desplegar los resultados en el display.

El microcontrolador a utilizar es el HC11F1, el cual es un microcontrolador de 8 bis y que puede ser utilizado en modo BOOT - STRAP para poder directamente probar programas en un verdadero Hardware y no en un emulador. El programa que conecta a la PC con el microcontrolador es el PCBUG11 de Motorola.

### MICROCONTROLADOR M68HC11F1

El microcontrolador MC68HC11F1 tiene funciones mejoradas con respecto a otros microcontroladores para el funcionamiento de periféricos externos integrados en el mismo circuito integrado. Este microcontrolador de alta velocidad y de bajo consumo de energía tiene un bus no multiplexado con una velocidad nominal de 2 MHz. Su diseño completamente estático permite operaciones a frecuencias muy bajas, inclusive DC.

Sus principales ventajas son:

- Timer expandido de 16 bits con un preescalador programable de cuatro etapas.
- Una interfaz serial de comunicaciones (SCI) con un sistema mejorado de no retorno a cero (NRZ).
- Convertidor analógico - digital de 8 canales y 8 bits.
- Mecanismos de protección y bloqueo para la EEPROM y el registro CONFIG.
- Bus expandido no multiplexado.
- Empaque de 68 pines.
- Modos para el ahorro de energía STOP y WAIT.
- Direcciónamiento de memoria de 64K.
- Intefaz serial periférica (SPI).
- 512 bytes de EEPROM.
- Circuito acumulador de pulsos de 8 bits.
- 1024 bytes de Ram estática.
- Instrucciones para prueba de bits e instrucciones "BRANCH".
- Circuitos interruptores en tiempo real.
- Selección del Chip en cuatro formas programables.
- Sistema watchdog para la operación correcta del microcontrolador (COP).



## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Los cuatro modos de operación del microcontrolador M68HC11F1 son:

- a) Modo "Single Chip".
- b) Modo expandido no multiplexado
- c) Modo Bootstrap especial
- d) Modo de prueba

### PUERTOS DE ENTRADA/SALIDA DEL M68HC11F1

El M68HC11F1 consta de 6 puertos de 8 bits de entrada/salida: (A,B,C,E,F y G) y un puerto de entrada/salida de 6 bits (puerto D). En el modo "Single Chip" y en el bootstrap, los puertos B,C,F y G son configurados como puertos paralelos de entrada/salida.

Los puertos A,D y G pueden ser utilizados como de propósito general (entrada/salida) independientemente del modo de operación.

El puerto E puede ser utilizado como entrada estática de propósito general y como entradas para el convertidor analógico - digital.

Mientras los puertos (entrada/salida) de propósito general se encuentren en operación, los puertos A,C,D y G se encuentran bajo el control de los registros de dirección de datos (DDR) y los registros de datos de puerto (PORT) A,C,D y G respectivamente.

#### *Puerto A*

El puerto A es para propósito general de entrada y salida. Además puede ser configurado para tener funciones de captura (IC), funciones de comparar salidas con timer (OC) y funciones de acumulador de pulsos.

El registro PORTA se encuentra en la dirección \$1000 y el registro DDRA se encuentra en la dirección \$1001.

#### *Puerto B*

En el modo "Single Chip" todos los pines del puerto B son salidas de propósito general (PB7-PB0). El registro PORTB se encuentra en la dirección \$1004.

#### *Puerto C*

El puerto C es de 8 bits, de propósito general y de entrada/salida. En el modo "Single Chip" los pines (PC7-PC0) son de propósito general. El registro PORTC se encuentra en la dirección \$1006 y el DDRC en la dirección \$1007.

### ***Puerto D***

El puerto D es de propósito general de 6 bits, de entrada/salida. En todos los modos de operación los 6 bits del puerto D (D5-D0) pueden ser utilizados con propósitos generales de entrada/salida. El registro PORTD se encuentra en la dirección \$1008 y el DDRD en la dirección \$1009.

### ***Puerto E***

El puerto E se utiliza para entradas estáticas de propósito general (PE7-PE0) como canales para la conversión analógica-digital (AN7-AN0) en todos los modos de operación. Este puerto no debe ser leído como entradas estáticas mientras se esté realizando la conversión analógica-digital. El registro PORTE se encuentra en la dirección \$100A.

### ***Puerto F***

En el modo "Single Chip", todos los pines del puerto F son de propósito general de salida (PF7-PF0). En el modo expandido no multiplexado, todos los pines del puerto F actúan como direcciones de orden bajo (A7-A0) del bus de direcciones, y los accesos al puerto F son tratados como accesos externos.

### ***Puerto G***

Los cuatro bits superiores se utilizan opcionalmente como salidas "Chip select" en el modo expandido; de otra manera son para propósito general. El registro PORTG se encuentra en la dirección \$1002 y el registro DDRG en la dirección \$1003.

## **M68HC11 MODO BOOTSTRAP**

Los microcontroladores M68HC11 tienen un modo bootstrap, el cual permite grabar un programa del usuario en la RAM del microcontrolador por medio de una interfaz serial de comunicaciones (SCI); posteriormente, el M68HC11 ejecuta este programa previamente cargado. Este programa puede hacer lo mismo que haría un programa de fábrica, puesto que los bits de control (protegidos) pueden ser accedidos en el modo bootstrap.

A pesar de que el modo bootstrap es un modo "Single Chip" de operación, se puede tener acceso a recursos del modo expandido, puesto que pueden ser cambiados los bits del modo de control mientras se está operando en el modo bootstrap.

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Cuando se inicia un microcontrolador en el modo bootstrap, se busca el vector de reset en la ROM, denominada la ROM bootstrap o bootROM. El programa de fábrica en esta bootROM, controla el programa de inicio del modo bootstrap.

Primero se inicializa la interfaz serial de comunicaciones. El primer carácter recibido (SFF) determina las dos posibles velocidades de transmisión en bauds para las operaciones subsiguientes. Instantes después se recibe un programa binario por la interfaz serial de comunicaciones y guardado en la Ram del microcontrolador. Finalmente, se ejecuta una instrucción de salto para transferir el control del programa de fábrica al programa del usuario. El modo bootstrap es útil a nivel de componente y después de que se ha diseñado un sistema final.

Motorola utiliza el modo bootstrap para programar dispositivos de salida en el módulo de evaluación M68HC11EVM.

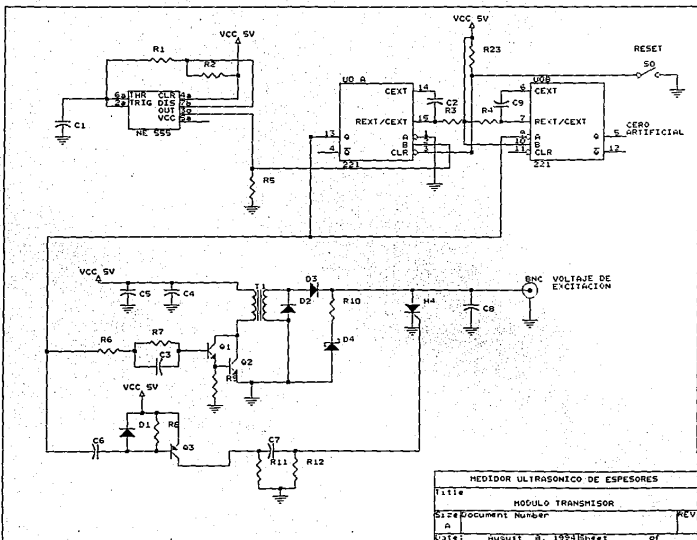
Los beneficios más grandes del modo bootstrap se obtienen después del diseño final del sistema, de manera que el modo bootstrap puede ser utilizado después del ensamble final. El diseño final no tiene que ser necesariamente en modo "Single Chip", para que sea útil para el modo bootstrap, debido a que el bus de expansión puede ser habilitado después de que se inicializa el microcontrolador en modo bootstrap. Este modo de bootstrap no necesita hardware adicional.

El modo bootstrap permite cargar programas de una manera fácil en memorias no volátiles como la EEPROM con tablas de calibración o para modificar el programa de fábrica en el microcontrolador programable sólo una vez (OTP) después del ensamble final.

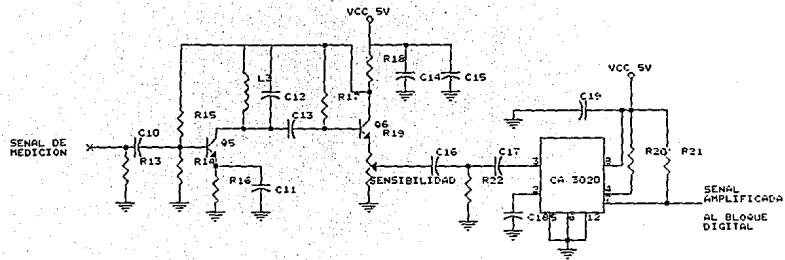
Otro uso verdaderamente poderoso del modo bootstrap es que se pueden cargar programas al microcontrolador para chequear partes del sistema, incluyendo componentes y circuitos externos. Si aparecen problemas durante el desarrollo del producto, se pueden cargar en el microcontrolador programas de análisis para la búsqueda de fallas, y cargar rutinas corregidas que pueden ser cargadas y chequeadas antes de anexar éstas al programa principal de aplicación.

El modo bootstrap puede ser también utilizado para calibrar sensores analógicos de una manera interactiva. Puesto que esta calibración es hecha en el sistema final, haciendo compensaciones de errores en circuitos de interfaz y en el acoplamiento entre el sensor y las entradas analógicas del microcontrolador.

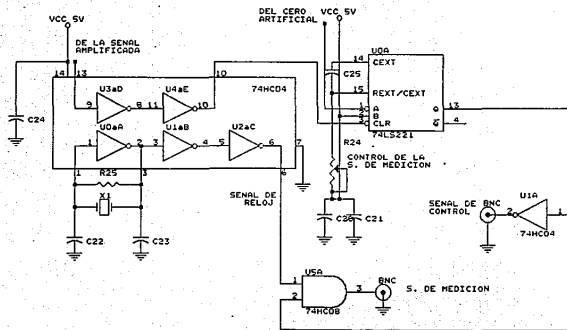
El programa utilizado se encuentra en el Apéndice D.



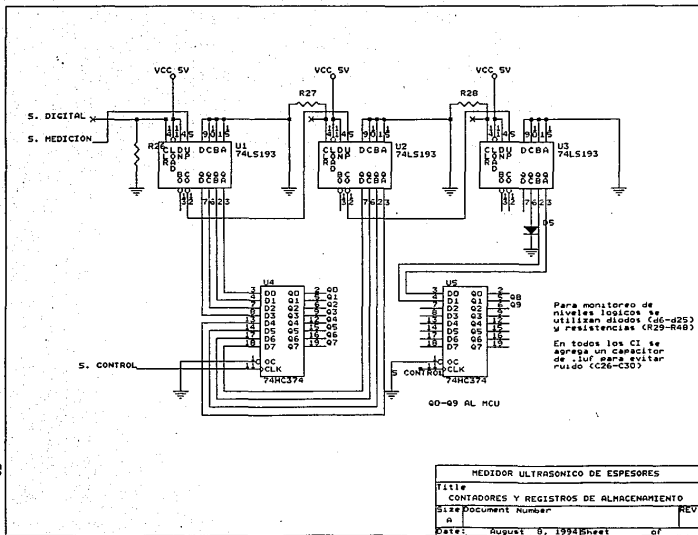
MEDIDOR ULTRASONICO DE ESPESORES	
Title	MODULO TRANSMISOR
Size Document Number	REV
A	
DATE	AGUSTO 9, 1993

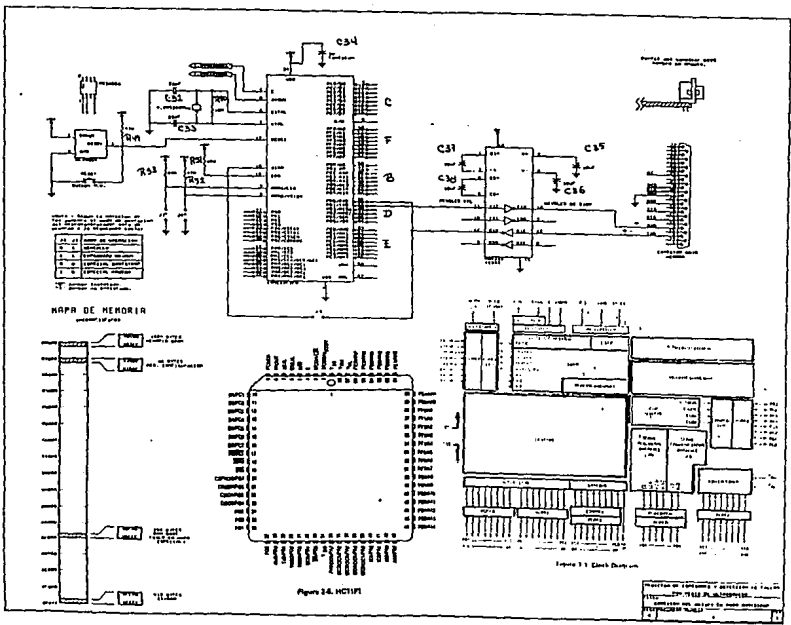


MEDIDOR ULTRASONICO DE ESPESORES	
Title	MODULO RECEPTOR
Size	Document Number
A	REV
Date:	August 8, 1993 Sheet 1 of

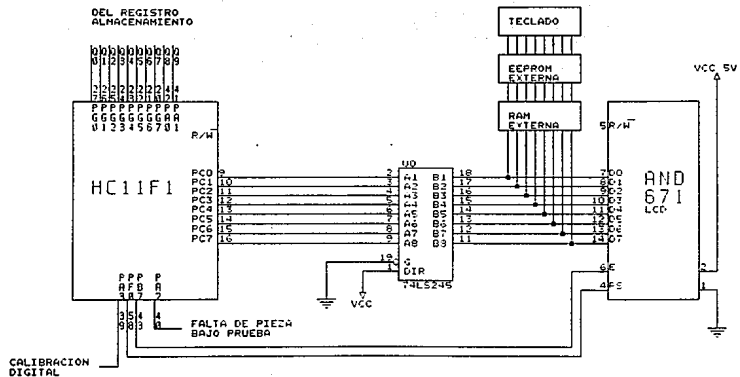


MEDIDOR ULTRASONICO DE ESPESORES		
Titulo	SENAL DE MEDICION	
Size	Document Number	REV
A		
Extra	August 8, 1993	Sheet 01









MEDIDOR ULTRASONICO DE ESPESORES	
Title	
CONEXION DE DISPLAY DE CRISTAL LIQUIDO	
Size	Document Number
A	REV
Date:	July 19, 1994 Sheet 01

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

### LISTA DEL EQUIPO

Resistencias (Todas a 1/4 de Watt)

R1	5 K $\Omega$
R2	2.2 K $\Omega$
R3	Pot. 10 K $\Omega$
R4	Pot. 10 K $\Omega$
R5	1 K $\Omega$
R6	2.2 K $\Omega$
R7	100 K $\Omega$
R8	1 K $\Omega$
R9	100 $\Omega$
R10	1.5 K $\Omega$
R11	1 K $\Omega$
R12	220 $\Omega$
R13	1 K $\Omega$
R14	22 K $\Omega$
R15	22 K $\Omega$
R16	1.5 K $\Omega$
R17	1.5 K $\Omega$
R18	15 $\Omega$
R19	Pot. 5 K $\Omega$
R20	420 $\Omega$
R21	420 $\Omega$
R22	110 $\Omega$
R23	1 K $\Omega$
R24	POT. 500K $\Omega$
R25	330 K $\Omega$
R26	1 K $\Omega$
R27	1 K $\Omega$
R28	1 K $\Omega$
R29 - R48	240 $\Omega$
R49	47 K $\Omega$
R50	10 M $\Omega$
R51 - R53	47 K $\Omega$

## CAPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

Capacitores ( Los cerámicos por lo menos a 100V y los electrolíticos a 50V )

C1	0.1 $\mu$ F
C2	0.001 $\mu$ F
C3	1000 pF
C4	47 $\mu$ F
C5	47 $\mu$ F
C6	1000 pF
C7	33 nF
C8	100 pF @ 200 Volts
C9	0.001 $\mu$ F
C10	0.01 $\mu$ F
C11	0.01 $\mu$ F
C12	15 pF
C13	0.05 $\mu$ F
C14	0.01 $\mu$ F
C15	0.01 $\mu$ F
C16	0.001 $\mu$ F
C17	68 pF
C18	0.01 $\mu$ F
C19	0.1 $\mu$ F
C20	0.1 $\mu$ F
C21	0.1 $\mu$ F
C22	18 pF
C23	22 pF
C24	47 $\mu$ F
C25	0.001 $\mu$ F
C26 - C30	0.1 $\mu$ F
C32	22 pF

## CÁPITULO II : DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL SISTEMA

---

### Inductancias

L<sub>1</sub> y L<sub>2</sub> Corresponden a los devanados del transformador (Ver diseño del Transformador).

L3	150 $\mu$ H
----	-------------

### Transistores

Q1	2N2222
Q2	2N2222
Q3	2N2907
Q5	2N918
Q6	2N2369

### Tiristores

h4	TIC 106D (400V, 8A)
----	---------------------

### Diodos

D0	Led
D1	1N4148
D2	1N4005
D3	1N4148
D4	Zener (200V, 5 Watts)
D5 - D25	Leds

### Cristales

X1	20 MHz
X2	7.995392 MHz

V<sub>cc</sub> = 5 Volts

# CAPITULO III:

## TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

### CAPITULO III TRANSDUCTORES

El transductor es un componente principal en la producción y la recepción del ultrasonido. Permite producir y "escuchar" el ultrasonido, el transductor actúa como una interfaz entre el material que está siendo analizado y el sistema electrónico que provee resultados.

El transductor es un sonógrafo que cambia de un tipo de energía a otro tipo de energía. Del lado de los materiales hay eventos relacionados con el ultrasonido como una onda mecánica: propagación, refracción, reflexión, atenuación. Del lado del sistema hay señales electrónicas que regulan los eventos necesarios para convertir la información ultrasónica en resultados que pueden ser fácilmente interpretados: amplificación, filtrado, detección, almacenamiento y despliegue de resultados.

El objetivo de diseñar un sistema ultrasónico es obtener resultados con la mayor exactitud posible. El transductor y sus características son el primer paso en este proceso.

Se le llama *sensibilidad* de un transductor a la razón de la amplitud de la velocidad de la partícula en el material bajo prueba entre el voltaje aplicado al transductor, la sensibilidad es característica de las propiedades del material transductor.

Un transductor cuando tiene una carga en un medio sólido operará con una banda ancha de frecuencias de acuerdo a la ( ec. III.1)

$$d = \frac{c}{2f} \quad (\text{ec. III.1})$$

donde d es el espesor del elemento sensor.

La Q de un sistema es la medida de amortiguamiento que el transductor tenga. Sistemas con una Q baja tienen mayor amortiguación que los de Q alta.

La Q de un transductor puede ser medida en términos de su ancho de banda :

$$Q = \frac{f_r}{f_2 - f_1} \quad (\text{ec. III.2})$$

donde:

$f_1$  : Frecuencia por debajo de  $f_r$ , en la cual la amplitud del sonido radiado se reduce a  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  de la amplitud de  $f_r$ .

### CAPITULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

---

- $f_2$  : Frecuencia por arriba de  $f_r$ , en la cual la amplitud del sonido radiado se reduce a  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  de la amplitud de  $f_r$
- $f_2 - f_1$  : Ancho de banda del transductor.

Los transductores utilizados en pruebas no destructivas tienen por lo regular Q's dentro del rango de 1 a 10. Por ejemplo si un cristal de 5 MHz con una Q de 2, tiene por lo tanto un ancho de banda de 2.5 MHz y el equipo electrónico para este transductor tendrá un ancho de banda similar

La *potencia de reflexión* debido a una falla depende del tamaño de la falla con respecto a la longitud de la onda ultrasónica incidente. Como ya se había mencionado anteriormente mientras más pequeña sea la longitud de onda con respecto a la falla, habrá una mayor eficiencia en la reflexión que llega al transductor.

La *potencia de resolución* de un transductor se refiere a su habilidad de separar los ecos originados por fallas que se encuentran separadas a una distancia muy corta, es decir, una detrás de la otra. Bajos valores de Q de un transductor incrementará la potencia de resolución debido a que hay una menor tendencia del transductor de vibrar por sí mismo, por ejemplo " el resonar de un transductor después de haber sido excitado por un pulso". Cualquier resonancia que interfiera con un eco tenderá a ocultar el eco que llega inmediatamente después del primero.

#### *Efecto Piezoeléctrico*

Ciertos materiales cambian sus dimensiones cuando se les aplica un campo eléctrico a través de ellos y reciprocamente, cuando se deforman desarrollan cargas eléctricas en su superficie. Tales materiales son llamados piezoeléctricos y el efecto que producen se le denomina piezoeléctrico. Ejemplos de estos materiales son el Cuarzo y el Sulfato de Litio.

Para explicar este efecto se toman como ejemplo electrodos mecánicos depositados en una lámina delgada de material piezoeléctrico. Se puede observar de acuerdo a la figura III.1 que la lámina ha sido cortada de tal forma que las moléculas del material piezoeléctrico se encuentran en una cierta dirección con respecto al corte de la lámina.

Si la lámina es comprimida se presentará una diferencia de potencial a través de los electrodos y si la lámina es expandida se observa la misma diferencia de potencial pero de signo contrario.

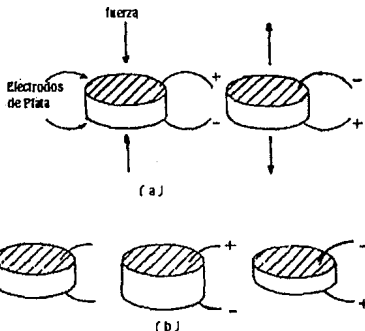


FIG. III.1  
 MATERIAL PIEZOELECTRICO CON ELECTRODOS USADO COMO:  
 a) RECEPTOR  
 b) TRANSMISOR  
 DE ONDAS COMPRIMIDAS

De esta manera, el efecto contempla que si un voltaje es aplicado a través de los electrodos con una polaridad dada, la lámina se hará más gruesa y si la polaridad se invierte entonces la lámina se hará más delgada.

Existen dos clases de materiales piezoeléctricos : Aquellos que por su naturaleza lo son y aquellos que son piezoeléctricos por medios artificiales.

Ejemplo de los materiales piezoeléctricos naturales son los cristales de cuarzo, cristales artificiales de amonio-fosfato, sales de Rochelle, cristales de Litio y de Niobato de Plomo.

La otra clase de materiales son aquellos que poseen un efecto electrostrictivo mejorado y presentan propiedades piezoeléctricas. Ejemplos de estos son el Titanato de Bario y el Zirconato de Titanio.

La principal ventaja del cuarzo es su esfuerzo mecánico y su baja fricción interna. Los materiales cerámicos tienen una mayor eficiencia para la conversión de energía eléctrica a mecánica, su costo es menor, su procesamiento puede ser muy sencillo para formas grandes o complejas y requieren muy poco voltaje de entrada.



### *Diferencia entre Sensor y Transductor.*

A diferencia de los transductores existen los sensores, los cuales pueden llegar a confundirse con los transductores o viceversa. Un sensor es un dispositivo que mide o detecta una cantidad física y su salida puede ser eléctrica. Un transductor es un dispositivo que convierte energía de una forma a otra. Dicho lo anterior, la diferencia entre transductores y sensores es por lo general muy pequeña, un sensor desarrolla la acción de un transductor y el transductor necesariamente debe sensar alguna cantidad física, por lo que la ligera diferencia consiste en la eficiencia de conversión de energía.

El propósito de un sensor es detectar y medir, y si su eficiencia es de 5% ó de 0.1% no presenta mucha importancia, por el contrario un transductor está designado a convertir energía y su eficiencia es importante, aunque para algunos casos puede no ser alta, sin dejar de ser importante.

La linealidad de respuesta es importante para un sensor y puede llegar a ser menos trascendental para el transductor. Sin embargo los principios básicos que se aplican a uno se aplican a otro.

### *III.1 Funcionamiento del Transductor*

Esta parte se refiere al tipo de transductores de materiales cerámicos con Q alta. Estos transductores mediante su estimulación eléctrica son convencionalmente utilizados para señales de tipo continuas senoidales, sintonizadas a la frecuencias central del transductor.

El objeto de utilizar el transductor, es obtener de él un pulso acústico corto, dicha señal debe contener potencia suficiente en su ancho de banda para excitar todo el espectro de frecuencias del dispositivo. Típicamente el pulso alcanza tiempo tan bajos como 10 ns con amplitudes pico de decenas de milivolt. Es importante que el borde de salida de este pulso no contenga amortiguamientos u oscilaciones.

La generación de ultrasonido se lleva a cabo generalmente por los medios de estimulación eléctrica de un resonador piezoeléctrico, el cual transforma energía eléctrica en mecánica y viceversa.

Para lograr una simulación precisa del desarrollo de los transductores de ultrasonido es necesario conocer sus constantes físicas utilizadas en su construcción, las cuales son: constantes piezoeléctricas y elásticas del materiales ferroeléctricos.

*Constantes usadas para describir las características de materiales piezoeléctricos*

*Coefficiente electromecánico de acoplamiento, k*

Esta constante mide la habilidad que tiene un cristal o material cerámico para convertir energía de una forma a otra, cabe hacer notar que no es la eficiencia de un elemento sensor como transductor ya que la eficiencia relaciona la entrada y salida de potencia sin importar la forma del elemento sensor y sólo depende de las pérdidas en el sistema.

Para entender mejor el significado de k, considere el elemento sensor piezoeléctrico mostrado en la figura III.2

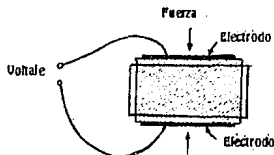


FIG. III.2  
FUERZA APLICADA A UN CUARZO CON UN CORTE EN X,  
LA CUAL PRODUCE UN ESFUERZO CAUSANDO UN  
VOLTAJE A TRAVES DE LOS ELECTRODOS

Si el elemento sensor es comprimido realiza la función de un resorte. Cuando los electrodos colocados en los lados opuestos del elemento sensor no están conectados a un circuito, la energía utilizada para comprimir el cristal es recuperada cuando la fuerza cesa, sin embargo, durante la compresión parte de la energía pudo haberse dirigido a los electrodos, por lo que el elemento sensor resulta equivalente para ambos casos: resorte comprimido y capacitor cargado.

Cuando la fuerza es liberada, el elemento sensor regresa a su tamaño original y la carga almacenada en el elemento sensor se hace cero.

La siguiente relación toma en cuenta los parámetros:

$$k^2 = \frac{\text{energía mecánica convertida a carga eléctrica}}{\text{energía eléctrica almacenada en el cristal}}$$

El efecto inverso es también válido si se agrega un voltaje de DC a los electrodos, de esta manera el elemento sensor se contraerá o se expandirá dependiendo de la polaridad del voltaje. El mismo tipo de relación es válida y el coeficiente de acoplamiento es numéricamente idéntico a lo establecido anteriormente, esto es:

$$k^2 = \frac{\text{energía eléctrica convertida a energía mecánica}}{\text{energía eléctrica almacenada en el cristal}}$$

### *Constante Dieléctrica K*

Esta constante mide la cantidad de carga que un material piezoeléctrico puede almacenar, la cual pudiese estar almacenada al mismo voltaje por electrodos idénticos separados a una misma distancia por aire o vacío.

### *III.2 Transductores en pruebas Ultrasónicas*

Estos transductores son casi, totalmente reversibles. Los que se utilizan para mandar o recibir señales ultrasónicas a través de sólidos o líquidos pueden operar en ambas direcciones si se requiere, pero para señales ultrasónicas mandadas a través del aire (u otros gases) los transductores se usan con diafragmas y con otro tipo de elementos característicos para aplicaciones más especializadas, de manera que una unidad transmisora o receptora tiene que utilizarse con un fin específico.

Los transductores ultrasónicos de mayor importancia son piezoeléctricos o magnetostrictivos debido a que estos tipos de transductores hacen uso de la vibración en la masa del material.

La Magnetostricción es el cambio de dimensiones de un material magnético al ser magnetizado y desmagnetizado.

Un transductor magnetostrictivo está formado por un metal enrollado. La forma de onda eléctrica se aplica a la bobina de inductancia alta, de manera que se obliga a la utilización de frecuencias bajas. Para un suministro de corriente el elemento magnetostrictivo causará una vibración, y ésta aumentará si el tamaño del elemento es tal que se origine la resonancia mecánica.

### CAPÍTULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

El principal uso de transductores magnetostrictivos son los baños de limpieza ultrasónica usadas por la industria electrónica.

Los transductores piezoeléctricos tienen un rango mucho más grande de aplicaciones, a pesar de que la potencia de salida no puede acercarse a la de una unidad magnetostrictiva.

A pesar de que los transductores piezoeléctricos se utilizan en limpiadores ultrasónicos, sus principales aplicaciones son en dispositivos de seguridad y procesamiento de señales.

#### III.3 Resonancia de Transductores en Pruebas Ultrasonías

Si se aplica un voltaje senoidal a través de un transductor como se muestra en la figura III.3, se emiten ondas continuas de ultrasonido a partir de ambas superficies del disco o elemento sensor con la misma frecuencia de la señal eléctrica suministrada, por lo que la amplitud de vibración de las superficies del transductor aumenta a ciertas frecuencias.

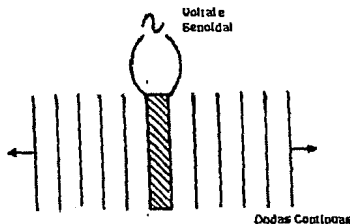


FIG. III.3  
ONDAS CONTINUAS EMITIDAS A PARTIR DE LA SUPERFICIE  
FRONTAL Y POSTERIOR DE UN TRANSDUCTOR

Considérese la situación ilustrada de la figura III.4, en donde el desplazamiento senoidal de la superficie  $S_1$  origina la transmisión del desplazamiento de la onda  $w_1$  (fig. III.4b). Este movimiento de superficie también origina una onda transmitida dentro del transductor mismo la cual es parcialmente reflejada en la superficie  $S_2$  y forma una onda  $w_2$  (fig. III.4c) sobre la superficie  $S_1$ .

Si el espesor del transductor ( $d$ ) es seleccionado para que el tiempo de transito ( $t$ ) de la onda -este es desde  $S_1$  a  $S_2$  y de regreso (distancia =  $2d$ ) - sea igual al período de oscilación, entonces las ondas  $w_1$  y  $w_2$  estarán en fase e interferirán entre sí, de este modo el desplazamiento neto de la onda es el que se muestra en la fig.III.4d. Evidentemente se presentan otras reflexiones cuando el transductor continua transmitiendo, pero estas reflexiones sólo son reflejadas de la superficie  $S_2$ .

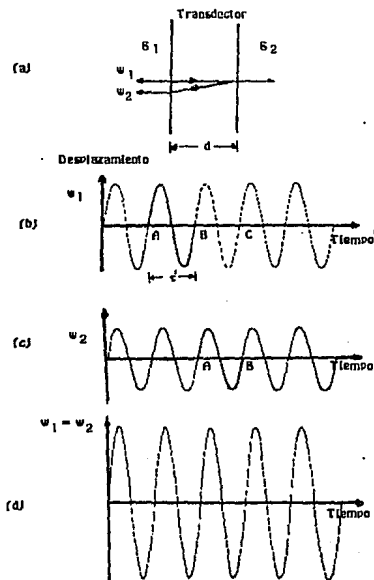


FIG. III.4  
RESONANCIA EN UN TRANSDUCTOR

### CAPITULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

---

Tomando en cuenta la siguiente relación en donde en un periodo de onda hay una longitud de onda, se puede escribir:

$$2d = \lambda, \quad (\text{ec. III.3})$$

La frecuencia a la cual esto ocurre se define como frecuencia de resonancia y está dada por la siguiente ecuación:

$$f_r = \frac{c_t}{\lambda_t} = \frac{c_t}{2d} \quad (\text{ec. III.4})$$

Si la frecuencia cambia, entonces las ondas  $w_1$  y  $w_2$  ya no estarán más en fase y la amplitud de la onda transmitida se reducirá, por lo que se dice que el transductor empieza a resonar a la frecuencia de resonancia  $f_r$ .

Resumiendo: De acuerdo a la fig. III.4, tenemos: a) al transductor y a su onda geométrica, b) el desplazamiento de la superficie  $S_1$  resultado del desplazamiento inicial  $w_1$ , c) la onda reflejada  $w_2$  y d) el desplazamiento total.

El ciclo AB en  $w_1$  aparece con la onda reflejada  $w_2$  después del tiempo  $t$ , si este tiempo de retraso es igual al periodo de la onda ultrasónica entonces AB en  $w_2$  coincide con el siguiente ciclo BC en el desplazamiento original  $w_1$  y entonces las ondas estarán interfiriendo constructivamente, dando por resultado un desplazamiento total  $w_1 + w_2$ .

Esta condición de resonancia en las ondas  $w_1$  y  $w_2$  será satisfecha sólo si la onda reflejada es retardada por un número grande de longitudes de onda. Un transductor presentará por lo tanto otras resonancias con armónicas de  $f_r$ .

Para frecuencias altas se incrementan las pérdidas en el transductor y éste resulta menos eficiente, esto es, que proporciona menos potencia mecánica a la salida dada una potencia eléctrica de entrada.

Esta descripción de resonancia es igualmente válida para una vibración inducida mecánica o eléctricamente de la superficie del transductor, por lo que el transductor resonará a la misma frecuencia cuando se usa como transmisor o emisor de ultrasonido.

*Operación del pulso*

Para propósitos de pruebas es de interés generar pulsos cortos de ultrasonido, lo que se logra aplicando pulsos muy cortos a través del transductor, como se muestra en la figura III.5.

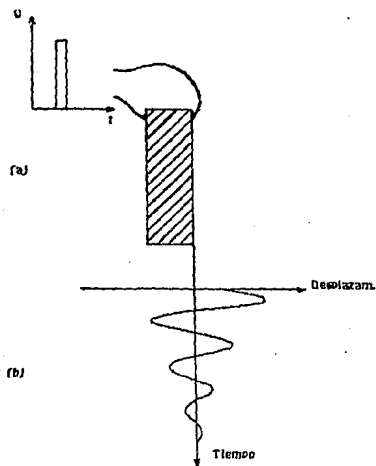


FIG. III.5  
RESPUESTA DE UN TRANSDUCTOR AL APLICAR  
UN PULSO DE EXCITACION.  
a) CONEXIÓN ELÉCTRICA Y PULSO ELECTRICO  
b) DESPLAZAMIENTO DE ONDA SUPERFICIAL

### CAPITULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

Esto causa que el material empiece a resonar a su frecuencia central y el consiguiente desplazamiento de una de sus caras (una onda seno amortiguada). Cabe mencionar que el movimiento de la superficie es una fracción muy pequeña del espesor del transductor.

El tiempo que tarda en dejar de resonar (longitud del pulso) está determinado por la energía perdida durante cada medio ciclo de oscilación, esta energía perdida se determina por la atenuación en el material del transductor y por la transmisión de energía en el medio de contacto con las caras frontal y posterior del transductor.

#### III.4 Transductores con uno o dos elementos sensores.

Estrictamente hablando, la palabra transductor se refiere al disco piezoelectrico o elemento sensor dentro de un probador ultrasónico o unidad de búsqueda, pero es común en la práctica la utilización indistinta de estas palabras en equipos de detección de fallas.

##### *Transductor con un solo elemento sensor*

Los componentes principales de un transductor ultrasónico son:

- Un elemento piezoelectrico para la generación de las ondas.
- Un material amortiguador en contacto con la parte posterior del cristal para su amortiguamiento y para mantener al cristal vibrando más tiempo después de aplicada la señal.
- Un metal envolvente que dé una protección eléctrica y mecánica al transductor; así como el fácil manejo del mismo.

La figura III.6 muestra un corte de una unidad de búsqueda típica. El elemento sensor piezoelectrico debe tener electrodos en contacto con las superficies frontal y posterior.

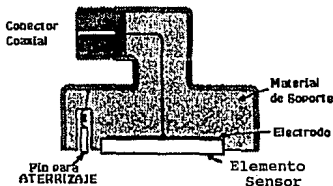


FIG. III.6  
UNIDAD TIPICA DE BUSQUEDA



### CAPITULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

---

La pieza que está siendo examinada puede ser uno de los electrodos si es un conductor. Sin embargo, es más común tener una capa de plástico o de metal en la parte frontal del elemento sensor como protección, lo cual puede observarse en la fig. III.7.

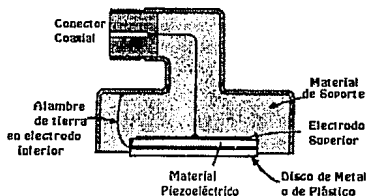


FIG. III.7  
UNIDAD TÍPICA DE BÚSQUEDA POR CONTACTO CON  
UNA PLACA PROTECTORA

Si se utiliza plástico, es necesario conectar un electrodo en la superficie del elemento sensor y conectar éste a la tierra de la instrumentación.

#### *Transductores con dos elementos sensores*

Algunas pruebas de ultrasonido utilizan dos elementos sensores, uno para transmitir y el otro para recibir. Un ejemplo de la unidad de búsqueda que combina dos elementos sensores en una sola unidad, se muestra en la figura III.8.

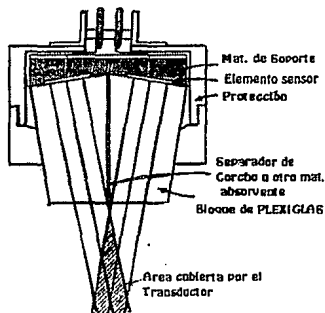


FIG. III.8  
UNIDAD CON DOS ELEMENTOS SENSORES.

La técnica que utiliza dos elementos sensores tiene una ventaja sobre la operación con un sólo elemento sensor debido a que la señal eléctrica usada para generar el pulso inicial no va directamente al amplificador de recepción y crea la Zona Muerta inmediatamente después de la unidad de búsqueda, lo cual es conveniente.

Otra ventaja es que se puede obtener una gran sensibilidad utilizando materiales piezoeléctricos diseñados especialmente para cierta aplicación. El elemento sensor de transmisión debe tener un alto coeficiente de conversión eléctrica-mecánica y el elemento sensor de recepción a su vez debe tener una alta eficiencia de conversión mecánica-eléctrica.

La cerámica PZT-4 presenta buenas características para la transmisión y el Sulfato de Litio constituye un buen receptor.

Hay que hacer notar que cuando se tienen dos transductores separados puede haber un incremento de sensibilidad en una región de la pieza como se muestra en la figura III.9.

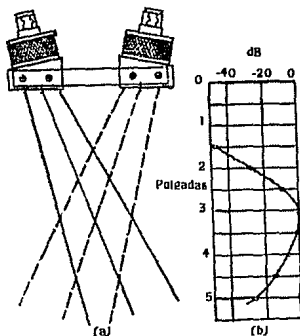


FIG. III.9  
INCREMENTO DE SENSIBILIDAD

### CAPITULO III : TRANSDUCTORES ULTRASONICOS PIEZOELECTRICOS

#### III.5 Frecuencias utilizadas comúnmente en la detección de fallas en diversos materiales.

Concreto, vigas de madera, rocas y materiales de estructura burda.	25 KHz - 100 KHz
Piezas fundidas tales como hierro gris, materiales de estructura común: cobre y acero inoxidable	200 KHz - 1 MHz
Acero, aluminio, bronce y otros materiales con gránulos finos.	400 KHz - 1 MHz
Plásticos	200 KHz - 2.25 MHz
Productos laminados: hojas metálicas, placas, barras y lingotes.	1 MHz - 5 MHz
Productos troquelados, barras, tubos ferrosos y no ferrosos.	2.25 MHz - 10 MHz
Piezas forjadas ferrosas y no ferrosas	1 MHz - 10 MHz
Vidrio y cerámicas	2.25 MHz - 10 MHz
Soldadura Ferrosa y no Ferrosa	1 MHz - 2.25 MHz
Inspección de mantenimiento , especialmente para pruebas debido a fatiga.	1 MHz - 10 MHz

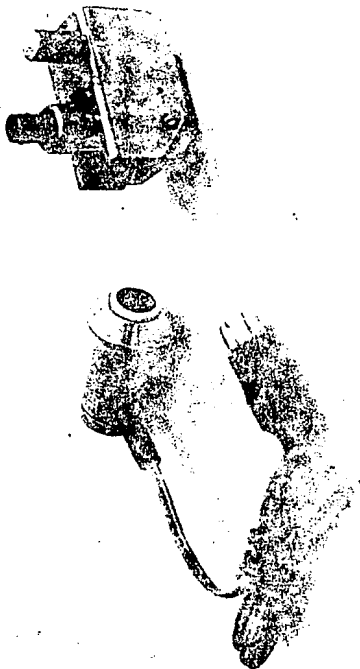


FIG. III.10  
TRANSDUCTOR ULTRASONICO ENSAMBLADO  
EN EL LABORATORIO

CAPITULO IV:  
ACOPLAMIENTO  
DE  
IMPEDANCIAS

**CAPITULO IV**

**ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS**

Para que haya una correcta transferencia de energía debe de haber un buen acoplamiento entre elementos que intercambien cualquier tipo de energía.

Los tipos de energía con los que se está trabajando son: energía eléctrica y energía acústica, por lo que se va a dividir este capítulo en dos temas principales:

- Acoplamiento Acústico
- Acoplamiento Eléctrico

***IV.1 ACOPLAMIENTO ACUSTICO***

Cuando se coloca un transductor ultrasónico sobre la superficie del material bajo prueba, el transductor descansará prácticamente en una capa de aire, aun cuando se piensa que la superficie del transductor y la superficie del material se encuentran libres de rugosidades.

Debido a que la impedancia acústica de un medio sólido es aproximadamente 100,000 veces mayor que la del aire, ocurre casi una reflexión total en el límite entre el transductor y el aire, por lo que las ondas sónicas no penetran en la pieza bajo prueba.

Debido a este fenómeno, se utiliza un fluido como agua, aceite, gel ultrasónico para acoplar el transductor a la pieza bajo prueba (El fluido tiene comúnmente una impedancia acústica de solamente 20 ó 30 veces menor que la de un sólido). El fluido se extiende sobre la superficie del material y cuando el transductor se presiona suavemente sobre la pieza, se forma una capa uniforme que realizará la función de *acoplador acústico*.

Este acoplador acústico se puede realizar con agua mezclada con algún tipo de detergentes. Sin embargo debido a sus propiedades adhesivas pobres, el agua no permanece en superficies curvas. También se utilizan aceites de varios grados de viscosidad. También se han obtenido prácticamente buenos resultados en acoplamientos acústicos con la utilización de glicerina en una mezcla de una parte de glicerina con dos partes de agua. Además se utilizan pastas especiales, principalmente las que tienen una base celulosa, como el polycell mezclado con agua.

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

---

También es de gran importancia para un buen acoplamiento acústico que tan lisa sea la superficie del material bajo prueba, puesto que entre menos rugosidades tenga el material, habrá una mayor transmisión de ondas. Una situación excepcional y desafortunada puede ocurrir cuando la rugosidad de la superficie es comparable con la longitud de onda, puesto que debe ocurrir que la longitud de onda sea menor que las dimensiones de la falla.

Es conveniente señalar que las rugosidades en un material dado afectan el tiempo de declinamiento de las oscilaciones del transductor y esto afecta el ancho del pulso en el material. Para obtener condiciones independientes de cambios de ancho de pulso durante la examinación de piezas con superficies rugosas (para las cuales hay una variación en la calidad de acoplamiento en diferentes partes) se recubre el transductor con un material altamente absorbente con una impedancia característica muy cercana a la del transductor.

Mucha de la energía proveniente del transductor se absorbe por el material envolvente, lo cual causa una reducción en el ancho de pulso ultrasónico muy cercano al ancho de pulso eléctrico.

Después del uso periódico del transductor, éste se volverá más delgado debido a la fricción constante entre la superficie del transductor y el material bajo prueba. Debido a esto se utiliza una cubierta de resina sintética en la superficie del transductor. Sin embargo esta resina tiene el efecto de disminuir la amplitud de las ondas que pasan al material. También puede provocar un ensanchamiento del pulso acústico debido a las múltiples reflexiones en el material de recubrimiento.

En muchas aplicaciones ultrasónicas el transductor opera en una condición de resonancia con una  $Q$  que varía entre 10 y 300.

Si se analizara una pieza que fuera puramente resistiva con un valor suficientemente pequeño y se acoplara de una manera correcta al transductor, la mayor parte de la energía vibracional del transductor se transmitiría a la pieza y la amplitud de las ondas ultrasónicas que salen del transductor caería a un centésimo de la amplitud que existía antes de que se analizara la pieza. Esto reduce la cantidad de energía proveniente del transductor. Teóricamente esto se puede evitar si colocáramos una varilla con un gran espesor, del mismo material y de idéntica sección de corte al igual que el transductor con un perfecto acoplamiento entre ambos.

Si se probara con el transductor una pieza con una alta resistencia, el problema anteriormente mencionado de la excesiva disminución de las ondas se resolvería parcialmente reduciendo la fracción del ciclo que la pieza se encuentra en contacto con el transductor o limitando el número de ciclos que la pieza está en contacto con el transductor.



## TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

---

Una solución para un buen acoplamiento acústico involucra una operación con *pulsos* (una de las razones por la cual se propuso una excitación del transductor por medio de pulso). Por medio de los pulsos se mantiene en contacto el transductor con la pieza bajo prueba, lapso en que se remueve solamente una fracción de la energía almacenada en el transductor.

Instantes después se evita el intercambio de energía entre el transductor y la pieza para que en este momento llegue al transductor a una amplitud mayor de operación antes de que se repita otro ciclo de trabajo del transductor en la pieza. El ciclo de trabajo varía con el tipo de piezas que se están analizando y el grado de acoplamiento. En la práctica se utiliza una frecuencia de operación de 1 KHz.

En aplicaciones en la que se extrae energía del transductor con pulsos de excitación, es de gran ventaja medir piezas con gran cantidad de masa y rigidez en su estructura, lo cual puede ser llevado a cabo utilizando materiales densos con un alto módulo de elasticidad.

### *Acoplamiento a piezas con una alta temperatura*

En algunas aplicaciones de ultrasonido es necesario transmitir la energía ultrasónica en una pieza que se encuentra a una temperatura de cientos de grados Centígrados o inclusive alrededor de los 537 °C.

Se tienen dos dificultades principales. Una es que es necesario mantener la temperatura del transductor lo más baja que sea posible para obtener una mayor eficiencia del mismo. Esto se puede realizar aislando el transductor de la pieza a analizar con un elemento acoplador sintonizado en múltiplos de media longitud de onda como se muestra en la fig. IV.1

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

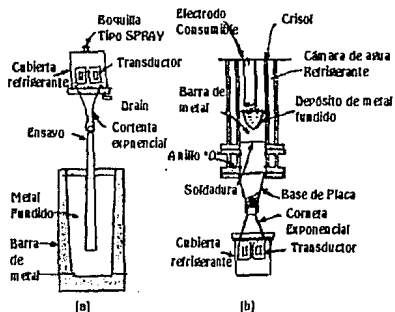


FIG. IV.1  
ACOPLADORES PARA LA TRANSMISIÓN DE ENERGÍA EN  
METALES CON UNA ALTA TEMPERATURA

- a) TÉCNICA DE INMERSIÓN  
b) TÉCNICA DE PLACA DE BASE

Se presenta un segundo problema debido a que un cambio de temperatura en estos elementos acopladores origina un cambio en sus frecuencias de resonancia, por lo que es necesario la utilización de técnicas de sintonización.

#### IV.2 ACOPLAMIENTO ELECTRICO

Siempre que se utilicen dispositivos electrónicos es importante ver si están perfectamente acoplados para que haya una buena transferencia de energía de un dispositivo a otro. También en este inciso se hará referencia al acoplamiento de Impedancias a través de un Emisor-Seguidor (Colector común), pues este acoplamiento fue utilizado en la implementación del sistema descrito en el Capítulo II.

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

En circuitos electrónicos siempre se está tratando de "enganchar" la salida de un dispositivo a la entrada de otro dispositivo, como se muestra en la fig. IV.2

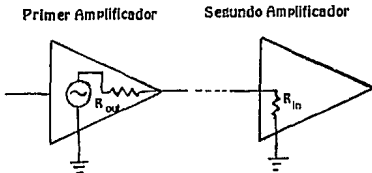


FIG. IV.2  
CIRCUITO "CARGA", ACTUANDO COMO  
DIVISOR DE VOLTAJE

La señal de la fuente puede ser la salida de una etapa de amplificación (con su impedancia equivalente de Thevenin  $Z_{out}$ ) que maneja la siguiente etapa o quizá una carga (o algo con una impedancia de entrada  $Z_{in}$ ).

En general, el efecto de carga de las etapas subsiguientes de un circuito causa una reducción de la señal, pues actúa como divisor de voltaje. Debido a lo anterior, usualmente se mantiene que:

$$Z_{out} \ll Z_{in} \quad (\text{ec. IV.1})$$

(es recomendable un factor de 10)

En algunas situaciones es correcto olvidar esta anterior aseveración (ec. IV.1). En particular, si la carga está siempre conectada y si presenta una  $Z_{in}$  conocida, no es demasiado serio si se "carga" a la fuente. Sin embargo conviene que el nivel de señal no cambie cuando una carga es conectada.

Con  $Z_{out} \ll Z_{in}$  y  $Z_{in}$  varia con el nivel de señal, se asegura la linealidad, pues de otra manera el divisor de voltaje dependiente causaría una distorsión de la señal.

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

Hay dos situaciones en la actualidad donde  $Z_{out} \ll Z_{in}$  no es lo más importante :

- En circuitos de radio - frecuencia, usualmente se igualan estas impedancias.
- Si la señal que se está acoplado es corriente y no voltaje y se pretende que  $Z_{out} \gg Z_{in}$  (Donde  $Z_{out}$  es infinita para una fuente de corriente).

##### *Impedancia de entrada y salida de un emisor seguidor (Colector Común)*

En la práctica, para el acoplamiento de impedancias en un circuito, algunos componentes no pueden ser siempre fácilmente acoplados a fin de alcanzar máxima transferencia de potencia. Para evitar esta dificultad, se coloca algún dispositivo entre la fuente y la carga para obtener el acoplamiento apropiado.

Durante este trabajo se utilizó un emisor seguidor para cambiar impedancias de señales o cargas, este tipo de circuito presenta una alta impedancia de entrada y una baja impedancia a la salida.

El funcionamiento del emisor-seguidor es como sigue:

De acuerdo a la figura (fig. IV.3) el colector se encuentra conectado a la alimentación, la señal de salida cruza el emisor a través de  $R_k$  (figura IV.3) y la corriente en el colector presenta una dirección como la mostrada en la figura (iniciado por la señal de entrada). Como puede notarse, el voltaje efectivo de entrada entra a través de la base y en el colector se presenta la diferencia de la señal de entrada  $e_{in}$  y la señal que cruza por el emisor  $e_k$ . La señal de voltaje efectiva a la entrada presente entre la base y el emisor es el vector suma de la señal de entrada más la señal de salida. Esta alimentación de la señal de salida regresando a la entrada es conocida como retroalimentación.

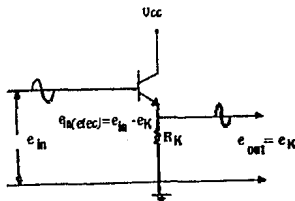


FIG. IV.3  
CIRCUITO EMISOR SEGUIDOR

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

---

El voltaje a través de  $R_k$  está en fase con  $e_{in}$ , esto es, que no hay cambio de fase (como ocurre en muchos amplificadores). Sin embargo, además de esta condición, cuando la base empieza a polarizarse en la dirección positiva (debido a la acción  $e_{in}$ ),  $e_k$  también se polariza en directa. Este efecto reduce el voltaje de la señal efectiva entre la base y el emisor.

A este tipo de realimentación, se le llama retroalimentación negativa. La retroalimentación negativa en este y en otros sistemas sirve para disminuir la ganancia (o incrementar las pérdidas) del sistema, así como disminuir la cantidad de distorsión contribuida a la señal por el dispositivo.

La impedancia de salida es por lo regular controlada por el valor de  $R_k$ . A continuación se da la descripción del circuito:

El circuito debe de ser conectado a través de una vía de DC para proveer continuidad en el arreglo. La ganancia de voltaje del circuito es siempre menor que uno ya que el circuito recibe no solamente la señal de entrada, sino también un voltaje de  $180^\circ$  fuera de fase de la  $R_k$  del emisor. La resistencia  $R_k$  usualmente tiene un valor que proporciona la máxima ganancia del circuito, alrededor de 0.9, resultando un voltaje a la salida el cual es siempre menor que el voltaje de entrada.

Debido a que estos dos voltajes están fuera de fase, no se presentara corriente en la base hasta que el voltaje de entrada exceda el voltaje de polarización. Fuera de fase también causa que la impedancia de entrada sea bastante grande y la impedancia de salida baja. Está es la razón por la que el circuito está pensado como un dispositivo de acoplamiento.

A bajas frecuencias, la ganancia se puede expresar como:

$$G(\text{Malla abierta}) = \frac{\mu R_k}{R_k + r_p} \quad (\text{ec. IV.2})$$

donde  $r_p$  es la resistencia interna del emisor.

En esta ecuación, malla abierta significa la aplicación de un voltaje de entrada directamente a la unión base-emisor. La porción de voltaje de salida que es retroalimentado a la entrada es llamado *el coeficiente de transferencia o factor de realimentación*. En este caso el voltaje de salida es retroalimentado a la entrada la cual está fuera y se designa como  $b$ , y está de fase con un valor de  $-1$ , por lo que ahora se tiene:

$$G(\text{Malla cerrada}) = \frac{G}{1 - bG} = \frac{G}{1 + G} \quad (\text{ec. IV.3})$$

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

Combinando las ecuaciones anteriores (ec. IV.2 y ec. IV.3) :

$$G(\text{Malla cerrada}) = \frac{\mu R_t}{(\mu + 1)R_t + r_p} \quad (\text{ec. IV.4})$$

Como  $g_m$  es  $\mu/r_p$  entonces se tiene:

$$G(\text{Malla cerrada}) = \frac{R_t}{\frac{(\mu + 1)R_t}{\mu} + \frac{1}{g_m}}$$

donde  $g_m$  es la transconductancia.

Reduciendo la fórmula (para una  $\mu$  grande) :

$$G(\text{Malla cerrada}) = \frac{g_m R_t}{1 + g_m R_t} \quad (\text{ec. IV.5})$$

Para cálculos del circuito, el emisor seguidor debe ser representado como el circuito equivalente de la figura IV.4.



FIG. IV.4  
CIRCUITO EQUIVALENTE DEL  
EMISOR SEGUIDOR

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

---

En el cual la impedancia de la fuente  $\frac{r_p}{1+\mu}$

en serie con un generador de voltaje de  $\frac{\mu}{1+\mu}e_m$

se encuentran en paralelo con  $R_k$  del emisor.

Si  $\mu$  es grande comparado a 1, entonces la impedancia de la fuente es aproximadamente:

$$\frac{r_p}{\mu} = \frac{1}{g_m}$$

La impedancia de salida se puede calcular colocando  $C_{in}$  igual a cero y agregando dos resistencias en paralelo. La fórmula que analiza esta condición es:

$$R(\text{Salida}) = \frac{R_k r_p}{(\mu+1)R_k + r_p} \quad (\text{ec. IV.6})$$

Asumiendo que  $r_p$  es muy grande comparada con  $R_k$  entonces:

$$R(\text{salida}) = \frac{R_k}{1+g_m R_k} \quad (\text{ec. IV.7})$$

El emisor seguidor es algunas veces arreglado con la resistencia del emisor seguidor por un capacitor acoplado y otro resistor, o un transformador, usado para acoplar la salida.

#### *Impedancia de entrada y salida de un emisor seguidor*

A continuación se calculará la impedancia de entrada y de salida de un emisor seguidor. En este análisis se considera a  $R$  como la carga (en la práctica  $R$  es la carga, o si no  $R$  se encuentra en paralelo con la carga, pero  $R$  domina la resistencia en paralelo de cualquier forma).

Haciendo un cambio de voltaje  $\Delta V_B$  en la base, en el emisor tendremos un incremento de voltaje:

$$\Delta V_E = \Delta V_B$$

#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

---

Por lo que el cambio en la corriente del emisor es :

$$\Delta I_E = \frac{\Delta V_B}{R} \quad (\text{ec. IV.8})$$

pero  $I_E = \beta I_B$

de manera que :

$$\Delta I_B = \frac{1}{h_{fe} + 1} \Delta I_E = \frac{\Delta V_B}{R(h_{fe} + 1)} \quad (\text{ec. IV.9})$$

y si utilizamos que  $I_E = I_C + I_B$

Además de que la resistencia de entrada es:

$$r_{in} = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B}$$

Por lo que :

$$r_{in} = (h_{fe} + 1)R \quad (\text{ec. IV.10})$$

La  $\beta$  del transistor ( $h_{fe}$  es típicamente 100) es relativamente alta, de manera que una carga con una impedancia baja parece una impedancia de mayor tamaño en la base, la cual es más fácil de manejar.

De la ecuación (ec. IV.10), se infiere que :

$$Z_{in} = (h_{fe} + 1) Z_{CARGA} \quad (\text{ec. IV.11})$$

Se pueden realizar cálculos similares para encontrar la impedancia de salida de un emisor seguidor manejado por una fuente con una impedancia interna.

$$Z_{out} = \frac{Z_{FUENTE}}{h_{fe} + 1} \quad (\text{ec. IV.12})$$



#### TEMA IV: ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

---

Estrictamente hablando, la impedancia del circuito emisor - seguidor debe de incluir el paralelo de la resistencia de R, pero en la práctica  $Z_{out}$  domina.

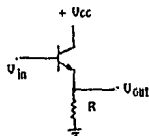


FIG. IV.5  
EMISOR SEGUIDOR

**CAPITULO V:**

**PRUEBAS  
DE  
LABORATORIO**

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

### CAPITULO V PRUEBAS DE LABORATORIO

En este capítulo se muestran las pruebas hechas al sistema en su construcción y en su etapa de verificación de funcionamiento. Estas pruebas fueron hechas en el laboratorio del Departamento de Electrónica y Automatización del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y Sistemas de la Universidad Nacional Autónoma de México.

Estas pruebas involucran toda una serie de mediciones y comprobaciones de señales como el tiempo de duración, amplificación, filtrado, adquisición de señales con el microcontrolador y procesamiento de la información.

Al principio del capítulo se exhiben diversas figuras que muestran :

- Los tipos de señales obtenidas con el osciloscopio.
- Transductor utilizado con el sistema.
- Tiempos de duración entre una señal y otra.
- Vista general del sistema.
- Patrones de acero para calibrar el instrumento.
- Pieza para la detección de fallas en materiales.

Posteriormente se da una explicación de los resultados de las pruebas hechas, estos resultados se pueden dividir en tres secciones principales:

- Resultados obtenidos con el osciloscopio.
- Resultados almacenados en los registros de almacenamiento.
- Resultados obtenidos por el microcontrolador.

*V.I. Figuras de señales, material y equipo utilizado en las pruebas de laboratorio*

CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

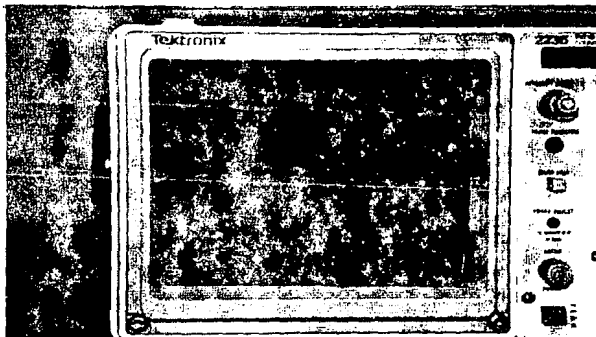


FIG. V.1  
SEÑAL DE EXCITACION APLICADA AL TRANSDUCTOR

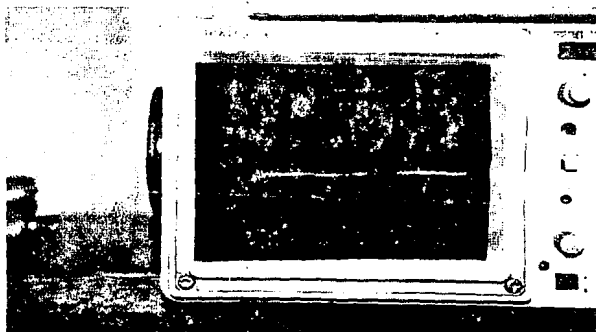


FIG. V.2  
SEÑAL ULTRASONICA PROVENIENTE DEL TRANSDUCTOR

CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO



FIG. V.3  
TRANSDUCTOR UTILIZADO EN PRUEBAS DE LABORATORIO

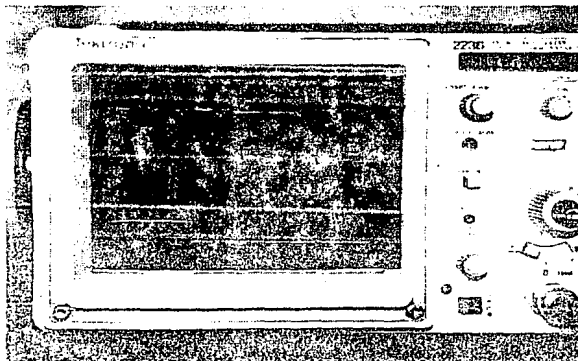


FIG. V.4  
A) ECOS DEBIDO AL FONDO DEL MATERIAL  
B) CERO ARTIFICIAL

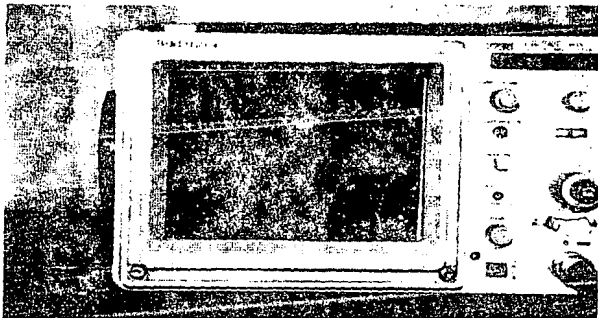


FIG. V.5  
A) SEÑAL DE MEDICION  
B) CERO ARTIFICIAL

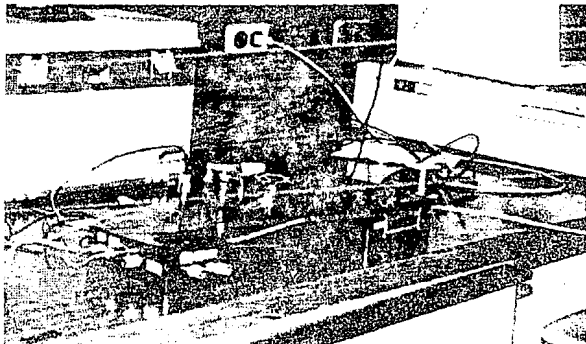


FIG. V.6  
VISTA GENERAL DEL SISTEMA

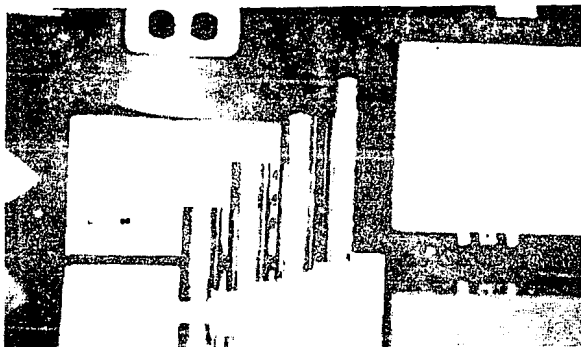


FIG. V.7  
PATRONES DE ACERO PARA REALIZAR PRUEBAS EN LABORATORIO

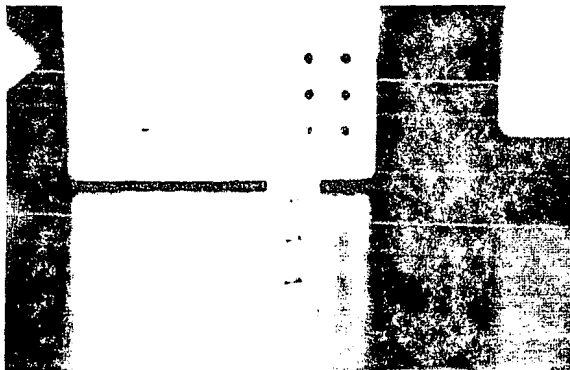


FIG. V.8  
PIEZA PARA DETECTAR FALLAS EN MATERIALES

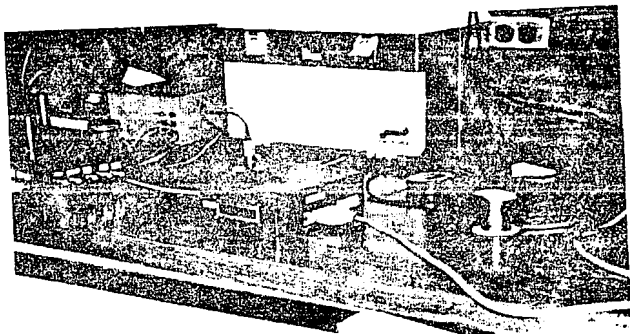


FIG. V.9  
PUERTO PARA CONECTAR AL SISTEMA CON UNA PC.

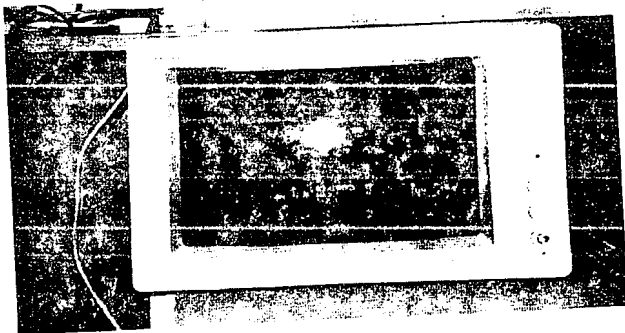


FIG. V.10  
PC PARA PROGRAMAR AL MICROCONTROLADOR DEL SISTEMA



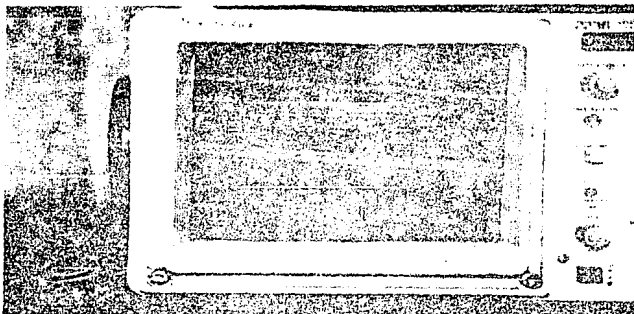


FIG. V.11

A) SEÑAL DE MEDICION MAXIMA

B) CERO ARTIFICIAL

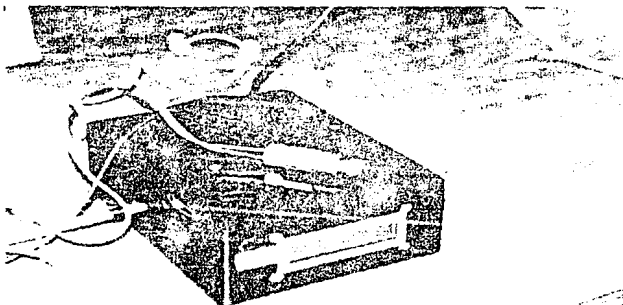


FIG. V.12

TRANSDUCTOR UTILIZADO Y DISPLAY PARA DESPLIEGUE DE RESULTADOS

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

### V.11 Resultados de pruebas hechas en el laboratorio.

Para la realización de las pruebas en el laboratorio se utilizaron tres tipos de piezas:

A) Una escalera de acero, en la cual cada uno de sus escalones se tomó como patrón de medición y de tal forma poder comprobar el funcionamiento del sistema. Al contar con un patrón de medición es factible determinar el rango de error del sistema.

B) Barras de acero con diversos espesores.

C) Barra con fallas conocidas.

Estos patrones de medición fueron cuidadosamente medidos con un vernier y con un micrómetro a fin de que estos valores fueran veraces y no partir de un patrón erronco.

Para realizar los cálculos se utilizó como velocidad del sonido en el acero de  $6.12 \frac{mm}{\mu s}$  puesto que es la propuesta para mediciones menores de 10 cm, y para mediciones mayores de 10 cm se utiliza el valor de  $5.94 \frac{mm}{\mu s}$ <sup>1</sup>.

Este cambio de valor se debe al factor de corrección V, como se explicó en el capítulo II, de este trabajo.

Para el análisis de resultados, se dividieron éstos en 3 partes:

- Resultados obtenidos con el osciloscopio (Tiempo entre el final del Cero Artificial y el primer rebote).
- Resultados en los contadores
- Resultados después de procesar la información con el microcontrolador.

1) Patrón con un espesor de 0.5 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 1.6  $\mu s$ .

$$Espesor_{med} = \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} (t_{osciloscopio} [\mu s]) = \frac{6.12}{2} (1.6) = 4.9 \text{ mm} = 0.49 \text{ cm}$$

Error = 2 %

---

<sup>1</sup> Krautkramer, : "Ultrasonic Methods of Testing Materials".

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

- Resultado en los contadores :  $100010_b = 34_d$

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}_d) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (34)(5 \cdot 10^{-1})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 5.2 \text{ mm} = 0.52 \text{ cm}$$

Error = 4 %

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 0.51 cm

Error = 2 %

II) Patrón con un espesor de 0.99 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 3.2  $\mu\text{s}$ .

$$Espesor_{mm} = \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu\text{s}]) = \frac{6.12}{2} (3.2) = 9.8 \text{ mm} = 0.98 \text{ cm}$$

Error = 1 %

- Resultado en los contadores :  $1000010_b = 66_d$

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}_d) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (66)(5 \cdot 10^{-1})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 10.1 \text{ mm} = 1.01 \text{ cm}$$

Error = 2 %

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 0.97 cm

Error = 2 %

III) Patrón con un espesor de 1.50 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 4.8  $\mu$ s.

$$Espesor_{mm} = \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu s]) = \frac{6.12}{2} (4.8) = 14.7 \text{ mm} = 1.47 \text{ cm}$$

Error = 2 %

- Resultado en los contadores : 1100100<sub>b</sub> = 100<sub>d</sub>

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}_d) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (100)(5 \cdot 10^{-1})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 15.3 \text{ mm} = 1.53 \text{ cm}$$

Error = 2 %

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 1.49 cm

Error = 0.6 %

IV) Patrón con un espesor de 1.99 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 6.5  $\mu$ s.

$$Espesor_{mm} = \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu s]) = \frac{6.12}{2} (6.5) = 19.9 \text{ mm} = 1.99 \text{ cm}$$

Error = 0 %

**CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO**

---

- Resultado en los contadores:  $10000100_b = 132_d$

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}_d) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (132)(5 \cdot 10^{-8})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 20.2 \text{ mm} = 2.02 \text{ cm}$$

Error = 1.5 %

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 1.96 cm

Error = 1.5 %

V) Patrón con un espesor de 2.47 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 8.25  $\mu\text{s}$ .

$$Espesor_{mm} = \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu\text{s}]) = \frac{6.12}{2} (8.25) = 25.2 \text{ mm} = 2.52 \text{ cm}$$

Error = 2 %

- Resultado en los contadores:  $10100110_b = 166_d$

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}_d) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (166)(5 \cdot 10^{-8})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 25.4 \text{ mm} = 2.54 \text{ cm}$$

Error = 2.8 %

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 2.44 cm

Error = 1.21 %

VI) Patrón con un espesor de 2.98 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 10  $\mu$ s.

$$Espesor_{mm} = \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu s]) = \frac{6.12}{2} (10) = 30.6 \text{ mm} = 3.06 \text{ cm}$$

Error = 2.68 %

- Resultado en los contadores : 11001000 b = 200 d

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}_b) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (200)(5 \cdot 10^{-8})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 30.6 \text{ mm} = 3.06 \text{ cm}$$

Error = 2.68 %

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 2.96 cm

Error = 0.67 %

VII) Patrón con un espesor de 4.99 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 16.75  $\mu$ s.

$$Espesor_{mm} = \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{mm}{\mu s} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu s]) = \frac{6.12}{2} (16.75) = 51.2 \text{ mm} = 5.12 \text{ cm}$$

Error = 2.6 %

**CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO**

---

- Resultado en los contadores : 101010000<sub>b</sub> = 336 d

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (336)(5 \cdot 10^{-1})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 51.4 \text{ mm} = 5.14 \text{ cm}$$

Error = 3 %

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 4.94 cm

Error = 1 %

VIII) Patrón con un espesor de 7.43 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 25 μs.

$$Espesor_{mm} = \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} (t_{\text{osciloscopio}} [\mu\text{s}]) = \frac{6.12}{2} (25) = 76.5 \text{ mm} = 7.65 \text{ cm}$$

Error = 2.96 %

- Resultado en los contadores : 111110110<sub>b</sub> = 502 d

$$Espesor_{mm} = (\text{Res. en contadores}) \left( \frac{1}{f_{\text{Resolución}} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V_{\text{sonido en material}} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{mm} = (502)(5 \cdot 10^{-1})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 76.8 \text{ mm} = 7.68 \text{ cm}$$

Error = 3.36 %

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 7.4 cm

Error = 0.4 %

IX) Patrón con un espesor de 10.0 cm.

- Resultado obtenido con el osciloscopio : 33.2  $\mu$ s.

$$Espesor_{osc} = \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} (t_{osciloscopio} [\mu\text{s}]) = \frac{6.12}{2} (33.2) = 101.6 \text{ mm} = 10.16 \text{ cm}$$

Error = 1.6 %

- Resultado en los contadores : 1010011100 b = 668 d

$$Espesor_{con} = (\text{Res. en contadores}) \left( \frac{1}{f_{Resolución} [\text{MHz}]} \right) (1 \cdot 10^6) \left( \frac{V. \text{sonido en material} \left[ \frac{\text{mm}}{\mu\text{s}} \right]}{2} \right)$$

$$Espesor_{con} = (668)(5 \cdot 10^{-8})(1 \cdot 10^6)(3.06) = 102.2 \text{ mm} = 10.22 \text{ cm}$$

Error = 2.2 %

- Resultado después de procesar la información con el microcontrolador : 10.06 cm

Error = 0.6 %

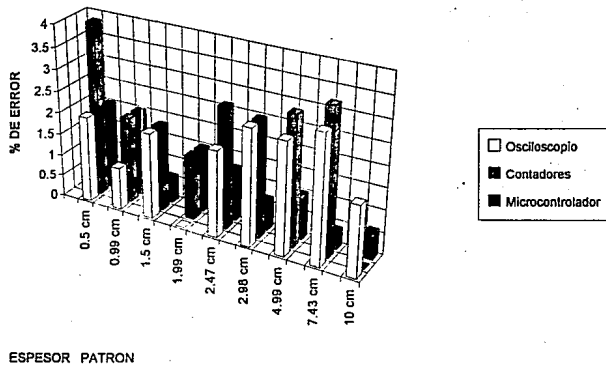


**TABLA DE PORCENTAJE DE ERROR EN LAS MEDICIONES**

ESPESESOR PATRON	% DE ERROR		
	Osciloscopio	Contadores	Microcontrolador
0.5 cm	2	4	2
0.99 cm	1	2	2
1.5 cm	2	2	0.6
1.99 cm	0	1.5	1.5
2.47 cm	2	2.8	1.21
2.98 cm	2.68	2.68	0.67
4.99 cm	2.6	3	1
7.43 cm	2.96	3.36	0.4
10 cm	1.6	2.2	0.6

**TABLA V.1**  
**TANTO POR CIENTO DE ERROR EN LAS MEDICIONES**

% DE ERROR EN LAS MEDICIONES



**DETECCION DE FALLAS EN MATERIALES**

Para la detección de fallas en materiales se maquinó una barra de acero (Ver. Fig. V.8) con las siguientes dimensiones:

- Largo = 4.3 cm
- Ancho = 1.5 cm (espesor)
- Altura = 1.5 cm

Se le hicieron a esta pieza tres barrenos a la mitad de su espesor (0.75 cm) con los siguientes diámetros:

- diámetro 1 = 0.6 cm
- diámetro 2 = 0.5 cm
- diámetro 3 = 0.3 cm

Todos estos barrenos cumplen con el requisito mencionado en el capítulo I de que la longitud de onda debe ser menor que el ancho de la falla (en este caso el diámetro del barreno), puesto que en la ecuación:

$$c = \lambda f$$

Para una velocidad de onda de  $6120 \text{ m/seg}$  y una frecuencia del transductor de 3.5 MHz, se tiene una longitud de onda de 1.7 mm.

Estas fallas en el material fueron localizadas a distintas alturas del espesor de la pieza, puesto que entre mayor sea el diámetro de la falla, más rápido encuentra la onda ultrasonica el cambio de impedancia en el material. Para esta prueba se obtuvieron los siguientes resultados (datos tomados a partir de la superficie en donde se colocó el transductor):

- diámetro de 0.6 cm ---- falla de 0.5 cm
- diámetro de 0.5 cm ---- falla de 0.6 cm
- diámetro de 0.3 cm ---- falla de 0.8 cm

Estos resultados son desplegados en la pantalla del display, ya que son tomados como si fueran espesores, puesto que se detecta un cambio de impedancia en el material, pero en el osciloscopio se pudieron observar los dos tipos de ecos:

- 1) Eco debido al fondo del material
- 2) Eco falla

## CAPITULO V: PRUEBAS DE LABORATORIO

---

### *Barrido del contorno de la pieza*

Con respecto al barrido que se le hizo a la barra de acero con el transductor se observaron los siguientes aspectos:

- )Se hizo un barrido lento de la pieza para ver el efecto de las fallas de distintos diámetros en la pieza.
- )Se observó en el osciloscopio el patrón de comportamiento del haz ultrasónico al encontrar la falla, puesto que el eco debido a la falla se iba desplazando en la pantalla conforme llegaba al arco formado por la mitad del diámetro de la falla, como era de esperarse se hizo máximo el cambio cuando se barrió el punto máximo del mayor diámetro.
- ) En el display se observó el cambio de espesor entre la pared donde se colocó el transductor y la aparición de la falla. En la falla de menor diámetro no fue tan fácil observar su comportamiento en el display.
- ) Como se esperaba, cuando se llegó al punto donde no hubiera falla alguna se midió el espesor de la pieza (1.5 cm)

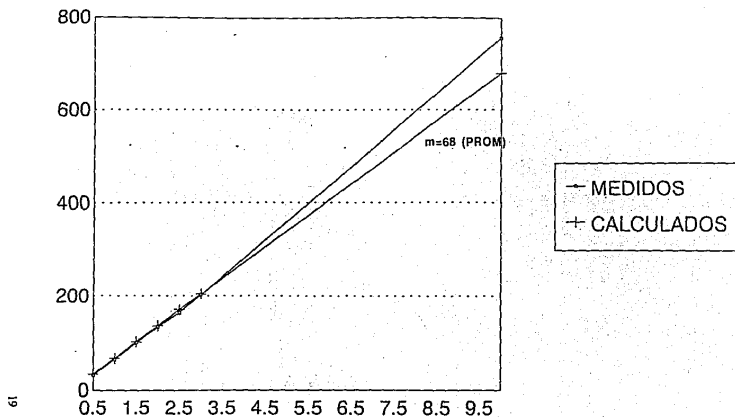
En base a las pruebas de laboratorio, se establecen los siguientes **DATOS TECNICOS GENERALES** del sistema:

- Intervalo de mediciones : 3.0 mm a 100.0 mm
- Resolución de resultados de 0.1 mm
- Capacidad de conectarse a un osciloscopio para la visualización de fallas en materiales (Defectoscopio) y para el cálculo de espesores.
- Calibración con el Cero artificial del instrumento de medición y una capacidad futura de autocalibración por medio del microcontrolador incluido.
- Implementación de nuevas funciones por medio de su puerto de comunicaciones a través de una computadora personal (PC) para el uso de nuevos programas en su microcontrolador interno de acuerdo a necesidades particulares.

A continuación se muestra la gráfica donde se observa el espesor obtenido con los contadores para la implementación del programa para el microcontrolador.

# MEDIDOR ULTRASONICO DE ESPESORES

TABLA COMPARATIVA ESPESOR Vs RESPUESTA EN ACERO



IIMAS - UNAM

CAPITULO VI:  
ANALISIS DE  
RESULTADOS  
Y  
CONCLUSIONES

## CAPITULO VI: ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

---

### CAPITULO VI

#### ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

##### *ANÁLISIS DE RESULTADOS*

En general, las señales obtenidas utilizando el sistema descrito en este trabajo guardan bastante similitud con las mostradas en los libros de referencia en cuanto a medición de espesores y detección de fallas en materiales con Ultrasonido. Para la obtención de resultados se aplicaron toda una serie de conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera, además de bases para la experimentación con toda una serie de dispositivos electrónicos.

Con respecto a los resultados se obtuvo un error promedio del 1.87 % en las mediciones hechas con el osciloscopio, este valor es relativamente alto, pero hay que tomar en cuenta que existe un error de paralaje. También existe cierto error en esta medición puesto que se pierde resolución al cambiar de una escala de medición a otra en el osciloscopio.

En los resultados obtenidos en los contadores de la señal de medición se obtuvo un error promedio del 2.61 %, este error es el más alto, pero hay que tomar en cuenta que para realizar esta medición se hicieron los siguientes pasos:

- ) Por medio de leds se obtuvo el número binario.
- ) Se presentaba el caso de que hubiera una o dos cuentas más en la señal de medición durante cada período de muestreo.
- ) Hubo ocasiones en que fue necesario medir el voltaje en los contadores y registros para determinar si se trataba de un uno ó un cero lógico, o si se encontraba dentro de la región de umbral; además es necesario tomar en cuenta la impedancia propia del multímetro o de las puntas de prueba del osciloscopio.

Con respecto a los resultados obtenidos después de procesar la información por parte del microcontrolador y que son los más importantes, puesto que son los que va a leer el usuario del sistema (el usuario no necesariamente debe tener conocimientos sobre electrónica, basta con que esté capacitado para operar el instrumento), se tiene tan sólo un error del 1.17 %.

## CAPITULO VI: ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

---

Con referencia a la búsqueda de fallas en materiales se comprobó que el conjunto de pulsos observados en el osciloscopio describen la geometría de la falla. También se comprobó que la longitud de onda producida por el transductor debe ser menor que el tamaño de la falla, todo esto da las herramientas necesarias para el entendimiento de la función del Defectoscopio.

### *CONCLUSIONES*

-El estudio del Ultrasonido ayuda al desarrollo de nuevas tecnologías. Su fusión con la electrónica permite generar nuevos sistemas de medición e investigación de fenómenos, por lo que es importante el estudio de estas dos ciencias.

-El Ultrasonido es una herramienta efectiva para la detección de fallas y en la determinación de espesores de distintos materiales aplicando diversos métodos para la generación de éste, como es el caso del método del Eco - Pulso.

-El riesgo del uso del Ultrasonido es mínimo para la el material bajo prueba ya que se utiliza el principio de las pruebas no destructivas.

-Se logró la construcción de un equipo de bajo costo con circuitería convencional y disponible en el mercado nacional, con un relativo bajo consumo de corriente de 300 mA a 5 Volts.

-Se desarrolló un sistema que mide el espesor de placas o paredes de tuberías a las que sólo se tiene acceso por una de sus caras. Un microcontrolador integrado le permite gran versatilidad en sus funciones y amplias posibilidades para el usuario.

-De acuerdo a las expectativas del proyecto y a sus objetivos, el equipo de medición cubre las necesidades establecidas con prioridad. Su funcionamiento y confiabilidad para realizar las pruebas han sido comprobados en sus diversas etapas, éstas son, la señal registrada en el osciloscopio (Despliegue A Scan), en los contadores y a través de un proceso digital en el microcontrolador.

-La aplicación del Método del Eco-Pulso resultó bastante confiable para la generación y recepción del Ultrasonido. Sus aplicaciones y métodos fueron llevados a cabo a fin de garantizar resultados satisfactorios en el sistema.



## **CAPITULO VI: ANALISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES**

---

-Es conveniente señalar que este trabajo es parte del desarrollo del proyecto "Interfaz para la captura de imágenes ultrasónicas" del Departamento de Electrónica y Automatización del IIMAS, UNAM.

-El sistema diseñado y construido podría ser aplicado en:

- El control de calidad para la producción de laminados y tuberías.
- La determinación del estado interno de tuberías, calderas, cascos de embarcaciones, etc.
- Refinerías, plantas químicas, centrales azucareras, centrales nucleares, termoelectricas, astilleros, plantas de producción mecánica, talleres mecánicos, etc.

Como conclusión final se puede afirmar que se cumplieron con todos los objetivos propuestos al principio de este trabajo, tal y como lo demuestran los resultados obtenidos.

**APENDICE A:**

**GENERALIDADES**

## APENDICE A : GENERALIDADES

---

### APENDICE A GENERALIDADES

#### *A.1. El Campo Ultrasónico y otros parámetros importantes*

La región en la cual las ondas de ultrasonido son propagadas es llamado el campo ultrasónico, el cual puede ser graficado en términos del desplazamiento, de la velocidad de la partícula y de la presión acústica (o del esfuerzo).

El desplazamiento de la partícula ( $u$ ) para una onda plana en algún punto a lo largo del eje de las abscisas a un tiempo  $t$  puede ser expresado como :

$$u = u_0 \text{ sen } ( \omega ( t - x/c ) ) \quad (\text{ec. A.1})$$

en donde :

$u_0$  - representa la amplitud del desplazamiento.

La expresión en paréntesis cuadrados es llamada ángulo de fase.

Para una onda plana viajando en una dirección dada, la relación entre presión acústica  $p$  y la velocidad de la partícula  $v$  está dada por la expresión :

$$p / v = \rho c \quad (\text{ec. A.2})$$

donde el producto  $\rho c$  depende de las propiedades del medio.

#### *Intensidad de onda*

Una onda no estacionaria transmite la energía generada por su propia fuente a lo largo de la dirección del flujo. A la razón de flujo de energía, es decir, la potencia  $W$  entre el área  $S$  a los ángulos correctos en la dirección de propagación de la onda, se le denomina Intensidad de la onda. (  $I$  ).

$$I = W/S \quad (\text{ec. A.3})$$

Las Unidades de la Intensidad o Intensidad acústica son los Watts/  $\text{cm}^2$  o los dB (  $\text{dB} = 10 \log I/I_0$ , donde  $I$  es la Intensidad de onda a ser especificada e  $I_0$  es la Intensidad de referencia).

## APENDICE A : GENERALIDADES

Se tienen varias ecuaciones para obtener la Intensidad acústica :

$$I = (\rho c v_{\max}) / 2 \quad (\text{ec. A. 4})$$

$$I = (\rho_{\max}) / 2\rho c \quad (\text{ec. A.5})$$

$$I = (\rho c \omega^2 c_{\max}^2) / 2 \quad (\text{ec. A.6})$$

Las ecuaciones (A.4), (A.5) y (A.6) son válidas para ondas planas viajando en la dirección de las x. Es evidente que la Intensidad total en un punto es la suma algebraica de las Intensidades de las ondas que atraviesan una unidad de área en ese punto. A continuación se muestra la tabla A.1 donde se muestran los valores de distintas Intensidades acústicas en varios medios correspondientes a una amplitud de vibración de  $10^{-6}$  cm.

Frecuencia	Medio	Intensidad (watts/cm <sup>2</sup> )
1 MHz	Agua	0.293
20 KHz	Agua	0.000117
1 MHz	Acero	7.70
20 KHz	Acero	0.00308
1 MHz	Aire	$8.45 \cdot 10^{-5}$
20 KHz	Aire	$3.36 \cdot 10^{-8}$

TABLA A.1  
VALORES DE INTENSIDADES ACUSTICAS EN  
VARIOS MEDIOS

Para una onda plana senoidal en movimiento la intensidad puede ser expresada como :

$$I = \rho_0 v_0 / 2 \quad (\text{ec. A.7})$$

De la ecuación (A.2)  $v = p/\rho c \Rightarrow v_0 = p_0/\rho c$

substituyendo en la (ec. A.7)  $I = v_0^2 \rho c / 2$  (ec. A.8)  
de esta manera tenemos:

$$I = [\text{erg}/\text{segcm}^2] = [10^{-7} \text{w}/\text{cm}^2]$$

que es la llamada intensidad de onda

## APENDICE A : GENERALIDADES

---

Hay que hacer notar que para ondas planas la intensidad es independiente de la distancia  $x$ , pero esto no es válido para las ondas esféricas que son originadas a partir de una fuente puntual, el frente de una onda esférica es una superficie del mismo tipo en donde todos los puntos están en fase uno con otro y no son aplicables las ecuaciones (ec. A.1), (ec. A.2), (ec. A.7) y (ec. A.8).

### *Potencia*

La energía eléctrica (medida en joules) es usada para manejar un transductor y es convertida en energía mecánica. Esta energía mecánica cuando es absorbida por el metal, puede generar calor. El rango de generación o paso de energía es llamado potencia de la fuente emisora o haz y es medida en joules/seg o watts. La potencia está limitada a diferentes áreas seccionadas dependiendo del ancho del haz de ultrasonido. El concepto de intensidad nos permite cuantificar este efecto. "La intensidad del ultrasonido es la potencia que pasa a través de una área perpendicular a la dirección de propagación".

La intensidad no es uniforme en todo el haz de ultrasonido, pero generalmente se forma un pico de intensidad en el centro del haz, y a los lados del haz se reduce la intensidad, por lo que se toma un promedio del 10% del pico de intensidad del haz ultrasónico y se conoce como promedio de espacio.

### *A.2 Impedancia Acústica*

La Impedancia acústica del medio en el cual la onda sónica está viajando se encuentra definida como la razón de la presión del sonido actuando en un medio entre una cantidad denominada velocidad de volumen.

$$Z_{ac} = (\text{Presión del sonido}) / (\text{Velocidad de volumen})$$

La velocidad de volumen es la velocidad dada a una partícula del medio por la onda sónica multiplicada por un área en donde se considera que está actuando la presión.

Existen tres tipos de expresiones para calcular la Impedancia acústica, las cuales son usadas en la solución de problemas donde reciben distintos nombres.

$$Z_{sp} = (\text{Presión del sonido}) / (\text{Velocidad de la partícula}) \quad \text{Impedancia Acústica específica}$$

$$Z_r = (\text{Fuerza}) / (\text{velocidad de volumen}) \quad \text{Impedancia de radiación}$$

$$Z = \rho c \quad \text{Impedancia acústica}$$

## APENDICE A : GENERALIDADES

---

$Z_{sp}$  y  $Z_r$  están relacionadas por el área seccional  $S$  en donde la onda sónica se considera que se está propagando.

$$Z_{ac} = \frac{Z_{sp}}{S} = \frac{Z_r}{S^2}$$

Cabe señalar que la Impedancia acústica total  $Z_{ac}$  es una cantidad compleja del tipo:

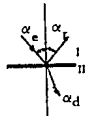
$$Z_{ac} = Z + jX$$

donde  $Z$  es la impedancia acústica o resistencia acústica, la cual está asociada a la disipación de energía. El término reactivo  $jX$  se debe a la inercia y rigidez del medio.

### A.3. Reflexión y refracción de Ondas Ultrasonóicas

#### *Ley de Refracción*

Si una onda sónica plana incide en la superficie de separación de un plano oblicuamente con un ángulo de incidencia  $\alpha_e$  con respecto a la perpendicular, se forman ondas reflejadas y transmitidas como las menciona la óptica.



**FIG. A.1**  
**REFLEXION Y REFRACCION DE UNA ONDA PLANA EN UNA SUPERFICIE DE SEPARACION ENTRE DOS MATERIALES CON UNA INCIDENCIA OBLICUA.**

Las ondas transmitidas son también llamadas ondas refractadas ya que su dirección cambia relativamente a la dirección de incidencia. Los ángulos  $\alpha_r$  y  $\alpha_d$  dependen del ángulo de incidencia y de las velocidades acústicas de los materiales. En contraste con la óptica, un nuevo fenómeno se produce en el Ultrasonido, en el cual una onda puede ser transformada en otra, esto es, ondas longitudinales en ondas transversales y viceversa.

**FALTA PAGINA**

**No. 5 a la 6**

## APENDICE A : GENERALIDADES

De la tabla A.2 puede verse que el coeficiente de reflexión es grande para ondas que pasan de un medio sólido o líquido a un gas o viceversa. Esto explica el porque las ondas ultrasónicas propagadas en sólidos y en líquidos no penetran en el aire que se encuentra alrededor de ellos.

Si definimos  $\alpha_r$  y  $\alpha_t$  en términos de presiones acústicas relativas:

$$\alpha_r = \frac{\rho_2 c_2 - \rho_1 c_1}{\rho_2 c_2 + \rho_1 c_1} \quad (\text{ec. A.12})$$

$$\alpha_t = \frac{2\rho_2 c_2}{\rho_2 c_2 + \rho_1 c_1} \quad (\text{ec. A.13})$$

### A.4 Transmisión de Ondas Ultrasónicas a través de diversas capas en un material

Se ha tomado en consideración que los fenómenos de reflexión y transmisión en los límites entre dos medios abarca medios con distancias semi-infinitas tomadas a partir del límite entre los dos medios por lo que el estudio se complica cuando uno o ambos medios tienen dimensiones finitas.

En la figura A.3, se muestran dos estratos paralelos de un medio con un ancho  $d$  y una impedancia acústica  $pc$

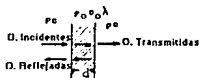


FIG. A.3  
EFECTO ENTRE DOS ESTRATOS PARALELOS RODEADOS POR DOS MEDIOS DIFERENTES

Una onda que incide en forma perpendicular al estrato es parcialmente reflejada y la otra parte es transmitida a la primera superficie del límite. La onda transmitida es entonces dirigida con los ángulos correctos a la superficie del segundo límite del estrato donde ocurren nuevamente la reflexión parcial y la transmisión parcial. Las ondas son reflejadas hacia adelante y hacia atrás dentro del estrato en sus dos superficies, sus intensidades disminuyen en cada reflexión hasta que finalmente desaparecen.



## APENDICE A : GENERALIDADES

---

Mientras esto ocurre, un estado estable se presenta en el estrato formándose un sistema de ondas con una cierta duración, esto es debido a que el movimiento de la onda es continuo y estable. Las características de estas ondas son dependientes de las características de impedancia, la longitud de onda y el espesor del estrato.

Para condiciones estables, el coeficiente de reflexión y el de transmisión para el estrato está dado por :

$$\alpha_r = \frac{I_r}{I_i} = \frac{(r^2 - 1)^2}{4r^2 \cot^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) + (r^2 + 1)^2} \quad (\text{ec. A.13})$$

$$\alpha_t = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4r^2}{4r^2 \cos^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) + (r^2 + 1)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)} \quad (\text{ec. A.14})$$

donde:

$$r = \rho c / \rho_0 c_0$$

$\rho_0$  - Densidad entre los 2 estratos paralelos

$c_0$  - Velocidad del sonido entre los 2 estratos paralelos

d - Espesor del estrato

Cuando la impedancia acústica del estrato o capa difiere en forma amplia del medio que lo rodea, ocurre entonces, casi la reflexión completa, aún para estratos muy delgados.

De la ecuación (ec. A.14) se ve que una reducción del espesor de un estrato de aire ( $10^{-6}$  mm) y el espesor de un estrato de líquido ( $10^{-2}$  mm.) sería necesario para que ocurra cualquier cantidad apreciable de onda transmitida para ondas ultrasónicas.

Se tienen complicaciones significativas cuando las ondas inciden al estrato con un cierto ángulo. Para un estrato sólido se transmiten diferentes tipos de ondas incluyendo las longitudinales, transversales y de superficie a varios ángulos y velocidades.

## APENDICE A : GENERALIDADES

### A.5 Difracción de Ondas Ultrasónicas. Principio de Huygens

En un medio sin capas límites las ondas de ultrasonido viajan en línea recta. Sin embargo si se encuentran con un obstáculo puede ocurrir un cambio en su dirección de movimiento; por ejemplo si se topa con una falla en un material dado. (Esto se explica también como el tope del haz sónico con una impedancia acústica diferente).

Este fenómeno es llamado difracción y es característico de todos los tipos de movimiento de onda, en otras palabras la *difracción* es el nombre dado a la habilidad que tiene el sonido para efectuar un cambio en su dirección durante su encuentro con obstáculos a lo largo de su recorrido. La difracción se ilustra más fácilmente aplicando el *Principio de Huygens*, el cual establece : "cada punto a lo largo de un frente de onda viajera puede ser considerado como una nueva fuente emisora de sonido".

Las ondas esféricas pueden ser consideradas como si fueran fuentes y un nuevo frente de onda puede ser localizado uniendo estos puntos que están en fase uno con otro.

Se necesitan tener en cuenta tres efectos cuando utilizamos el Principio de Huygens durante el estudio de los efectos de la difracción :

- 1) Las nuevas fuentes de Sonido que se postulan solamente producen un efecto a lo largo de su frente de onda y no en la región a su alrededor.
- 2) No hay sonido propagado hacia atrás a partir de estas fuentes
- 3) Se asume que la longitud de Onda sónica debe ser corta comparada con la longitud del obstáculo o las superficies involucradas.

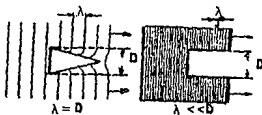


FIG. A.4  
DIFRACCIÓN DE ONDAS DEBIDO A UN OBSTÁCULO

## APENDICE A : GENERALIDADES

---

### A.6. Atenuación de las Ondas de Ultrasonido en Sólidos

#### *Absorción y Dispersión*

Como se sabe la Intensidad de una onda ultrasónica decrece a medida que la distancia con respecto a la fuente se incrementa (excepto en el campo cercano de un transductor). La causa de este decremento puede ser dividida en dos categorías generales :

- 1)Factores geométricos
- 2)Absorción de energía o mecanismos de dispersión.

El máximo rango de decremento en intensidad debido a factores geométricos es de 6 dB por cada incremento doble de longitud.

Para muchos materiales se considera que la presión acústica, se produce en virtud del esparcimiento de la onda, por lo tanto, para una onda plana no se presenta ninguna atenuación, cualquiera que sea la presión sónica a través del recorrido de la onda y para una onda esférica o haz de sonido en una prueba (para campo lejano) la atenuación se presentará inversamente con la distancia de la fuente al final de la onda .

Sin embargo, existen otros materiales naturales, que producen de alguna manera, un efecto pronunciado, el cual a lo largo de la prueba debilita la onda de sonido, esto es debido por dos causas principales: *dispersión* y *absorción*, las cuales pueden ser consideradas dentro del concepto de atenuación, algunas veces llamado también extinción.

La *dispersión* es el resultado del hecho de que el material no es estrictamente homogéneo, es decir, que contiene linderos (bordes), en los cuales la impedancia acústica cambia abruptamente ya que dos materiales de diferente densidad o velocidad de sonido se encuentran en estas interfaces. Además de los bordes, el material también puede contener partículas no metálicas como en el caso de una pieza forjada , granulada o porosa.

Estas fallas pueden ser defectos genuinos del material, defectos naturales o intencionales, tales como incrustaciones. Para materiales demasiado granulados, la dispersión de la longitud de onda puede ser visualizada geométricamente, esto es, en un borde oblicuo, la onda es dividida en diversas ondas reflejadas y transmitidas. Este proceso se repite por sí mismo para cada onda, en los siguientes bordes del material. Por lo tanto, el haz de sonido original es constantemente separado en ondas parciales, las cuales a lo largo de su larga y compleja vía son gradualmente convertidos en calor.

## APENDICE A : GENERALIDADES

---

Como segunda causa de atenuación en materiales, se encuentra la *absorción*, la cual es una conversión directa de energía sónica en calor.

La absorción puede ser representada de alguna manera como una especie de efecto cortante en las oscilaciones de las partículas, de aquí que, una oscilación rápida pierde más energía que una oscilación lenta. Además la absorción se incrementa con la frecuencia, en un rango mucho más lento que la dispersión.

Ambas pérdidas dan limitantes a la prueba de materiales en formas ligeramente diferentes. La absorción pura debilita la energía transmitida o el eco proveniente de la falla. Para contrastar este efecto, el voltaje de transmisión y la amplificación deben ser incrementados.

Hasta ahora, el medio de propagación ha sido considerado perfectamente elástico. En este tipo de medio la energía potencial elástica cambia a energía cinética de las partículas vibrando y viceversa sin pérdidas. Sin embargo, debido a factores como : fricción interna, conducción de calor , etc. algunas pérdidas de energía siempre ocurrirán durante estos cambios, dando por resultado que la intensidad de la onda disminuya con la distancia (absorción). Para ciertas condiciones, en un medio dado, la absorción se mide en términos del coeficiente de absorción  $\gamma$  , el cual se define como el cambio logarítmico de intensidad por unidad de longitud.

La intensidad  $I$  puede ser expresada como una función de la distancia  $t$  en la forma :

$$I = I_0 \exp(-\gamma t) \quad (\text{ec. A.15})$$

$I_0$  = intensidad para  $t = 0$

Cuando la presión acústica (o el esfuerzo) , y el desplazamiento de las partículas o velocidad de la partícula son consideradas, se utiliza la relación :

$$p = p_0 e^{-at} \quad (\text{ec. A.16})$$

donde :

$p$  y  $p_0$  - son la presión acústica a una distancia  $t$  y 0 respectivamente.

Se define el coeficiente de atenuación como :  $a = \gamma/2$

Debido a medios matemáticos, la fórmula de atenuación, es la siguiente:

$$a t = 20 \log (P_0/p) \quad (\text{dB}) \quad (\text{ec. A.17})$$

llamada Total de Atenuación sobre la distancia  $t$  .

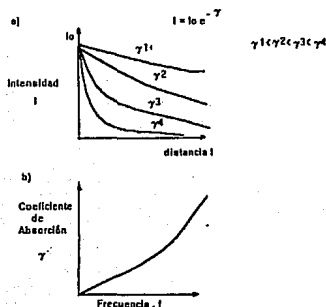


FIG. A.5

- a) DECREMENTO DE LA INTENSIDAD CON LA DISTANCIA Y PERDIDA DE ENERGÍA EN UN MEDIO  
 b) RELACIÓN ENTRE EL COEFICIENTE DE ABSORCIÓN Y LA FRECUENCIA PARA UN MEDIO SÓLIDO TÍPICO

El coeficiente de absorción es una cantidad que depende de la naturaleza del medio y de la frecuencia. A frecuencias menores existe una variación lineal entre estas cantidades, la absorción se produce principalmente por pérdidas por fricción interna. A frecuencias para las cuales la longitud de onda alcanza un gran tamaño el fenómeno de dispersión ocurre.

Para cada fragmento de medio hay una reflexión parcial de las ondas, y debido a las formas irregulares de las secciones hay reflexión en todas direcciones.

A causa de esto hay pérdida de energía en las ondas y por lo tanto hay una reducción en la Intensidad con la distancia a partir de la fuente de donde parte la energía.

Una expresión para la absorción del sonido es el coeficiente de absorción  $\beta$  para un periodo completo de vibración de una longitud de onda. De manera que :

$$\beta = \alpha l = \alpha c / f \quad (\text{ec. A.18})$$

La absorción relativa  $D$  de energía por longitud de onda está relacionada con  $\beta$  de la siguiente manera :

$$D = \frac{I_0 - I}{I_0} = 1 - e^{(-2\beta)} \quad (\text{ec. A.19})$$

Esta relación entre D y  $\beta$  está expresada en la figura A.6

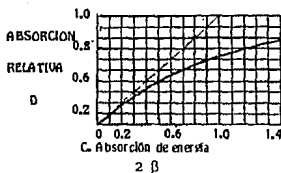


FIG. A.6  
RELACION ENTRE LA ABSORCIÓN RELATIVA D POR LONGITUD DE ONDA  
Y EL COEFICIENTE DE ABSORCIÓN DE ENERGÍA  $2\beta$

#### A.7 Pulsos. Formas de pulsos

Las ondas senoidales como las presentadas en la figura A.7a. son conocidas como ondas continuas y en la detección de fallas en metales por Ultrasonido se utilizan frecuentemente los pulsos como los mostrados en la Fig. A.7b.

Los pulsos se caracterizan por el ancho de pulso denominado  $\tau$  y su periodo de repetición  $T_p$ . La frecuencia del pulso  $f_p$  se expresa como :

$$f_p = 1 / T_p \quad (\text{ec. A.20})$$

## APENDICE A : GENERALIDADES

---

Estas últimas cantidades son independientes de los valores de la frecuencia de la onda ( $f$ ) y su recíproco el período  $T$ .

Otra cantidad relacionada con los pulsos es la amplitud del pulso ( $A$ ). Los pulsos pueden ser de forma rectangulares o exponenciales. Los pulsos exponenciales son los de mayor uso en la detección de fallas por ultrasonido. La envolvente de un pulso tiene la forma de una curva exponencial definida por la (ec. A.21)

$$a = A e^{-(D\Delta)t} \quad (\text{ec. A.21})$$

Debido a que es difícil definir el ancho exacto de un pulso exponencial se considera que el ancho es hasta cuando se tiene un valor de  $1/10$  del valor máximo.

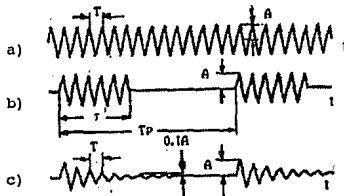


FIGURA A.7

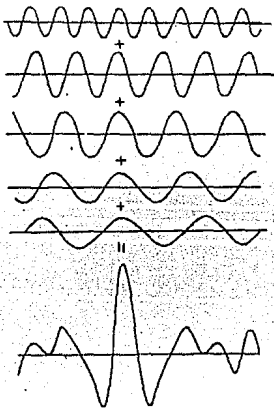
## APENDICE A : GENERALIDADES

Alterando el número de las formas de ondas, su rango de frecuencias, la amplitud de varios componentes y su relación de tiempo altera la forma de la onda.

Cualquier onda puede ser sintetizada de esta forma. Inversamente es posible considerar cualquier onda como el equivalente de un conjunto de ondas senoidales de diferentes frecuencias.

Las componentes frecuenciales que comprimen la onda de la Fig. A.8 se muestran en la Fig. A.9a, del lado derecho. El eje horizontal nos dá la frecuencia de las componentes y la altura de las espigas representa la amplitud de estas componentes.

El ancho del espectro de frecuencia es conocido como ancho de banda del pulso y este ancho de banda se incrementa a medida que la longitud del pulso decrece, es decir, son inversamente proporcionales. La frecuencia nominal del pulso es usualmente medida como "La frecuencia cruzando por cero" que es la frecuencia de la onda seno la cual tiene el mismo número de cruces en el eje del tiempo por unidad de tiempo al igual que el pulso.



**FIG. A.8**  
**SINTESIS DE UN PULSO, RESULTADO DE LA ADICION**  
**DE ONDAS SENOIDALES DE DIF. FRECUENCIAS,**  
**AMPLITUDES Y FASES**



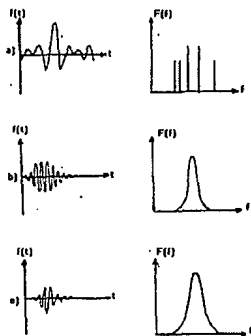


FIG. A.9  
ESPECTRO DE FRECUENCIAS DE PULSOS

*A.9 Ondas Laminares Sónicas en las fallas de los Materiales.*

El análisis de una onda en un material infinitamente extendido es posible teóricamente ya que en la práctica todo material contiene fallas y en ese lugar la propagación de la onda es interrumpida o alterada. Si la orilla o borde del material se encuentra en un espacio vacío la onda no puede ir más allá del límite ya que la transmisión de una onda dada requiere la presencia de partículas del material y entonces en un borde despejado la onda regresará en una u otra forma, por lo que las irregularidades de las fallas pueden ser medidas en términos de la longitud de onda.

Si otro material se encuentra al lado del borde de un material dado entonces la onda puede ser transmitida y propagada en el segundo material, aunque generalmente la onda cambia de dirección, intensidad y fase. Para este caso de un material junto a otro las ecuaciones de presión acústica requieren otro tipo de cálculo en los cuales se requiere la impedancia acústica de cada material.

APENDICE A : GENERALIDADES

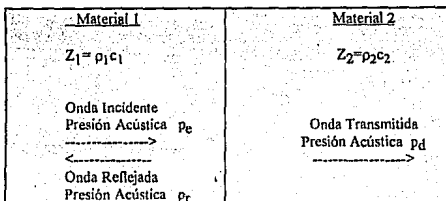


FIG. A.10

ONDA PLANA INCIENDO EN ÁNGULO RECTO EN UN LÍDERO PLANO Y LISO

En la fig. A.11 se puede notar que sólo las ondas planas pueden propagarse en ángulos rectos debido a los límites del material.

De acuerdo a este efecto, se asigna las presiones sónicas de las ondas reflejadas y transmitidas a la presión de la onda incidente y se forman los siguientes ecuaciones :

$$p_r/p_e = \alpha_r \quad (\text{ec. A.22})$$

$$p_d/p_e = \alpha_t \quad (\text{ec. A.23})$$

Para los cálculos, en algunas ocasiones, tenemos un signo negativo en el coeficiente de reflexión, esto significa la inversión de una fase respecto a la onda incidente: si en un instante dado la onda incidente ha alcanzado el máximo positivo de la presión acústica, la onda reflejada tiene al mismo instante su máximo negativo de la presión acústica en el borde.

Cuando  $Z_2 > Z_1$  la presión acústica de la onda reflejada tiene el mismo signo que la presión acústica de la onda incidente en el límite entre ambos medios. Si  $Z_2 < Z_1$  ocurre un desfaseamiento de  $180^\circ$  y una presión sónica positiva se refleja como una presión ultrasónica negativa. En la fig. A.11 se muestra la reflexión y transmisión del sonido entre el agua y el acero.

APENDICE A : GENERALIDADES

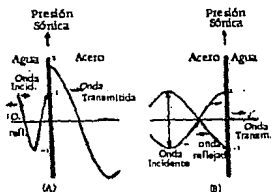


FIG A.11

UNA ONDA SONICA QUE INCIDE NORMALMENTE EN DOS MEDIOS DIFERENTES (PARTE ES TRANSMITIDA Y PARTE ES REFLEJADA)

A) LA AMPLITUD DE LA PRESION ACUSTICA SE INCREMENTA A MEDIDA QUE LA ONDA SONICA PASA DEL AGUA AL ACERO

B) LA ONDA QUE SE TRANSMITE DEL ACERO AL AGUA SE REDUCE CONSIDERABLEMENTE

En amplitudes ultrasónicas ( de intensidad y de presión) las relaciones son medidas en decibeles (dB). Para amplitudes de presión acústica  $p$  o intensidades  $I$ , se aplica la siguiente definición:

$$\text{razón en decibeles} = 20 \log \frac{p_1}{p_2} \quad \text{dB} \quad (\text{ec. A.24})$$

$$\text{razón en decibeles} = 10 \log \frac{I_1}{I_2} \quad \text{dB} \quad (\text{ec. A.25})$$

APENDICE B:

HOJAS PARA  
DISEÑO DE  
TRANSFORMADORES  
LAMINADOS

AREA DEL MAGNETO		RESISTENCIA	AREA		DIAMETRO		VUELTAS POR		AWG
Ver nota A)	CIR - MIL	Ver nota B)	Ver nota A)	CIR - MIL	cm	Pulgada	cm <sup>2</sup>	Pulgada <sup>2</sup>	TAMAÑO MAGNETO
52.61	10284	32.7	55.9	11046	0.267	0.1051	10.73	69.2	10
41.68	8226	41.37	44.5	8798	0.238	0.0938	13.48	89.95	11
33.08	8529	52.09	35.64	7022	0.213	0.0836	16.81	108.4	12
26.26	5184	65.64	28.36	5610	0.19	0.0749	21.15	136.4	13
20.82	4109	82.8	22.95	4550	0.171	0.0675	26.14	168.6	14
16.51	3260	104.3	18.37	3624	0.153	0.0602	32.68	210.6	15
13.07	2581	131.6	14.73	2905	0.137	0.0539	40.73	262.7	16
10.39	2052	165.8	11.68	2323	0.122	0.0482	51.36	331.2	17
8.228	1624	209.5	9.326	1857	0.109	0.0431	64.33	414.9	18
6.531	1289	263.9	7.539	1493	0.098	0.0388	79.85	515	19
5.188	1024	332.3	6.085	1197	0.0979	0.0346	98.93	638.1	20
4.116	812.3	418.9	4.837	954.8	0.0785	0.0309	124	799.8	21
3.254	640.1	531.4	3.857	761.7	0.0701	0.0278	155.5	1003	22
2.588	510.8	665	3.135	620	0.0632	0.0247	191.3	1234	23
2.047	404	842.1	2.514	497.1	0.0566	0.0223	238.6	1539	24
1.623	320.4	1062	2.002	390	0.0505	0.0198	299.7	1953	25
1.28	252.8	1345	1.603	318.8	0.0452	0.0178	374.2	2414	26
1.021	201.6	1687.6	1.313	259.2	0.0409	0.0161	456.9	2947	27
0.9046	158.8	2142.7	1.0515	207.3	0.0366	0.0144	570.6	3680	28
0.647	127.7	2664.3	0.8548	169	0.033	0.013	701.9	4527	29
0.5067	100	3402.2	0.6785	134.5	0.0294	0.0116	884.3	5703	30
0.4013	79.21	4294.6	0.5596	110.2	0.0267	0.0105	1072	6914	31
0.3242	64	5314.9	0.4559	90.25	0.0241	0.0095	1316	8488	32
0.2554	50.41	6748.6	0.3662	72.25	0.0216	0.0085	1638	10565	33
0.2011	39.69	8572.8	0.2863	56.25	0.0191	0.0075	2093	13532	34
0.1589	31.36	10949	0.2268	44.89	0.017	0.0067	2643	17060	35
0.1286	25	13608	0.1813	36	0.0152	0.006	3309	21343	36
0.1026	20.25	16801	0.1538	30.25	0.014	0.0055	3901	25161	37
0.08107	16	21256	0.1207	24.01	0.0124	0.0049	4971	32062	38
0.06207	12.25	27775	0.0932	18.49	0.0109	0.0043	6457	41518	39
0.04869	9.81	35400	0.0723	14.44	0.0098	0.0038	8298	53522	40
0.03872	7.64	43405	0.0584	11.56	0.00863	0.0034	10273	66260	41
0.03166	6.25	54429	0.04559	9	0.00762	0.003	13163	84901	42
0.02452	4.84	70308	0.03683	7.29	0.00685	0.0027	16291	105076	43
0.0202	4	85072	0.03165	6.25	0.00635	0.0025	19857	122272	44

 A) cm<sup>2</sup> X 0.001

B) 0.000001 Ohm/cm @ 20°C

NUCLEO	At cm <sup>2</sup>	Ap cm <sup>2</sup>	MLT cm	N - AWG	PESO		Volumen	
					fe	Cu	cm cúbicos	Ac cm <sup>3</sup>
EE-3031	4.07	0.0088	1.72	90 - 30	1.02	1.02	0.651	0.0502
EE-2829	6.53	0.0228	2.33	147 - 30	2.19	1.59	1.35	0.0907
EI-167	14.2	0.108	3.2	314 - 30	7.09	3.08	4.14	0.264
EE-2425	23.3	0.293	5.08	498 - 30	15.5	9.06	9.22	0.363
EE-2627	38.5	0.906	5.79	245 - 25	45.8	15.5	19.1	0.816
EI-375	46.2	1.23	6.3	350 - 25	49.7	24.7	25.3	0.876
EI-50	53.2	1.75	7.04	263 - 25	90.6	31.7	36.8	1.45
EI-21	62.1	2.36	7.57	372 - 25	99.3	41	39.2	1.45
EI-625	83.2	4.29	8.84	501 - 25	179	44.4	60	2.27
EI-75	120	8.89	10.6	219 - 20	312	105	104	3.27
EI-87	163	16.5	12.3	296 - 20	481	135	164	4.45
EI-100	213	28.1	14.5	380 - 20	712	241	246	5.81
EI-112	270	44.9	16	492 - 20	1029	342	350	7.34
EI-125	333	68.7	17.7	429 - 20	1414	480	481	9.07
EI-131	403	107	19.5	740 - 20	1880	680	629	11.6
EI-150	473	143	21.2	893 - 20	2457	906	829	15.1
EI-175	742	263	24.7	1090 - 20	3906	1273	1312	17.8
EI-36	649	324	28.5	1701 - 20	3575	2355	1654	15.3
EI-19	1069	601	31.7	2886 - 20	4889	3805	2875	17.8

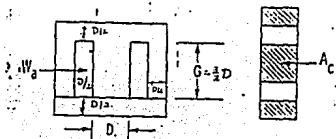


Fig. 2-2. EI lamination

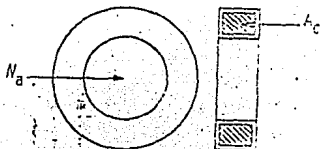


Fig. 2-4. Tape-wound toroidal core

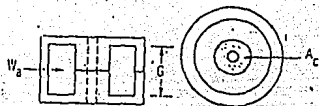


Fig. 2-3. Pot core

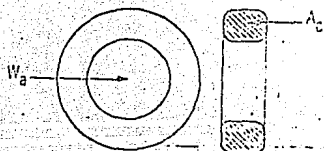


Fig. 2-5. Powder core

APENDICE C:

TABLAS  
TEORICAS  
PARA  
PRUEBAS EN  
LABORATORIO



## APENDICE C: TABLAS TEORICAS PARA PRUEBAS EN LABORATORIO

---

### APENDICE C

#### TABLAS TEORICAS PARA PRUEBAS EN LABORATORIO

En este apéndice se pueden observar tablas teóricas que tienen que ver con los resultados que se obtuvieron en las pruebas de laboratorio. Estas tablas son :

- Tablas de las Propiedades de los Materiales
- Tabla de penetración aproximada de las Ondas Ultrasónicas en diversos materiales

Las tablas siguientes de las Propiedades de los Materiales se anexan para el mejor entendimiento de esta tesis. Se utilizan las abreviaturas siguientes para tener un formato más compacto, estas abreviaturas son explicadas a continuación:

$\rho$  : Densidad en  $\frac{g}{cm^3}$

$\sigma$  : Relación de Poisson

$V_L$  : Velocidad de onda acústica longitudinal en  $\frac{mm}{\mu s}$

$V_S$  : Velocidad de onda acústica por deslizamiento debido a esfuerzo cortante  $\frac{mm}{\mu s}$

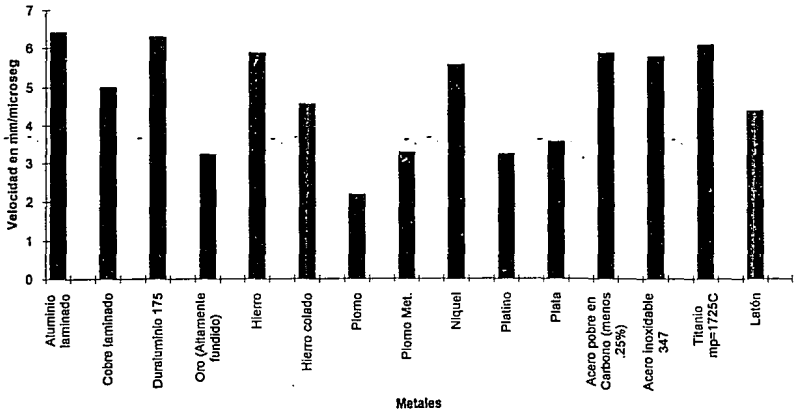
$Z_L$  : Impedancia acústica en  $\frac{kg}{(s m^2)} \cdot 10^4$

APENDICE C: TABLAS TEORICAS PARA PRUEBAS EN LABORATORIO

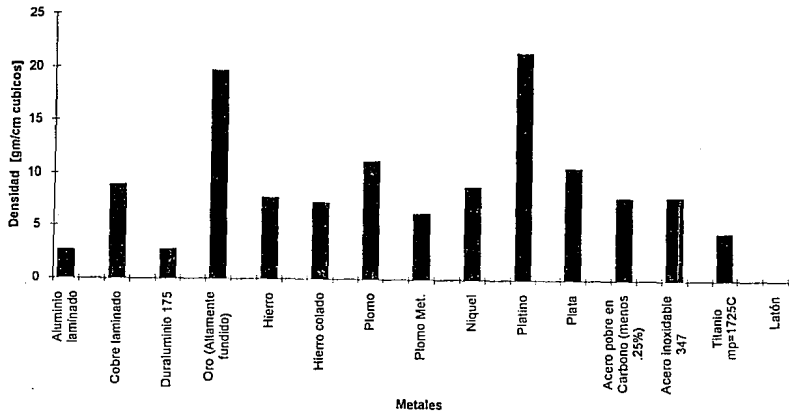
PROPIEDADES DE LOS METALES

Material	V <sub>L</sub>	V <sub>s</sub>	p	Z <sub>L</sub>	σ
Aluminio laminado	6.42	3.04	2.7	17.33	0.355
Cobre laminado	5.01	2.27	8.93	44.6	0.37
Duraluminio 175	6.32	3.13	2.79	17.63	0.34
Oro (Altamente fundido)	3.24	1.2	19.7	63.8	0.42
Hierro	5.9	3.2	7.69	46.4	0.29
Hierro colado	4.6	2.6	7.22	33.2	0.27
Plomo	2.2	0.7	11.2	24.6	0.44
Plomo Met.	3.3	-	6.2	20.5	-
Niquel	5.6	3	8.84	49.5	0.3
Platino	3.26	1.73	21.4	69.8	0.32
Plata	3.6	1.6	10.6	38	0.38
Acero pobre en Carbono (menos .25%)	6.9	3.2	7.8		
Acero inoxidable 347	5.79	3.1	7.89	45.7	0.3
Titanio mp=1725C	6.1	3.1	4.48	27.3	0.32
Latón	4.4	2.12	-	-	-

### Velocidad del Sonido en Metales



DENSIDAD DE LOS METALES



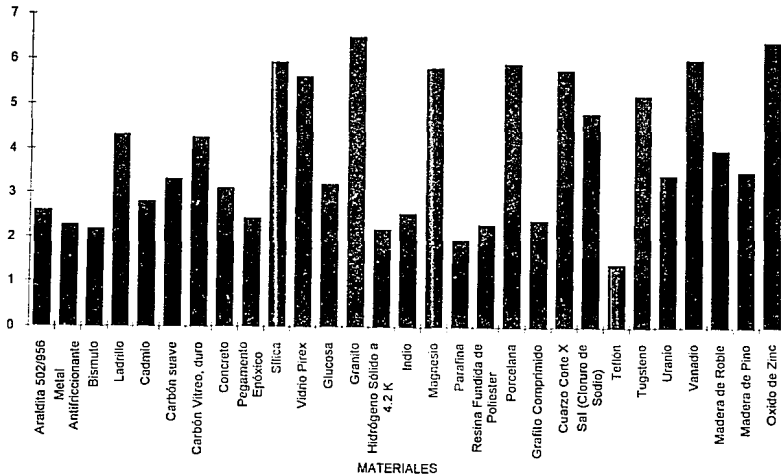
APENDICE C: TABLAS TEORICAS PARA PRUEBAS EN LABORATORIO en mm/microseg

PROPIEDADES DE OTROS MATERIALES

Material	V <sub>L</sub>	V <sub>s</sub>	ρ	Z <sub>L</sub>	σ
Araldita 502/956	2.62	--	1.16	3.04	--
Metal Antifricciónante	2.3	--	10.1	23.2	--
Bismuto	2.2	1.1	9.8	21.5	0.33
Ladrillo	4.3	--	1.7	7.4	--
Cadmio	2.8	1.5	8.6	24	0.3
Carbón suave	3.31	--	2.21	7.31	--
Carbón Vitreo; duro	4.26	2.68	1.47	6.26	0.17
Concreto	3.1	--	2.6	8	--
Pegamento Epóxico	2.44	--	1.1	2.68	--
Silica	5.96	3.76	2.2	13.1	0.17
Vidrio Pyrex	5.64	3.28	2.24	13.1	0.24
Glucosa	3.2	--	1.56	5	--
Granito	8.5	--	4.1	26.8	--
Hidrógeno Sólido a 4.2 K	2.19	--	0.089	0.19	--
Indio	2.56	--	7.3	18.7	--
Magnesio	5.8	3	1.738	10	0.32
Parafina	1.94	--	0.91	1.76	--
Resina Fundida de Poliester	2.29	--	1.07	2.86	--
Porcelana	5.9	--	2.3	13.5	--
Grafito Comprimido	2.4	--	1.8	4.1	--
Cuarzo Corte X	5.75	2.2	2.65	15.3	0.42
Sal (Cloruro de Sodio)	4.78	--	2.17	10.37	--
Teflón	1.39	--	2.14	2.97	--
Tungsteno	5.2	2.9	19.4	101	0.27
Uranio	3.4	2	18.5	63	0.24
Vanadio	6	2.78	6.03	36.2	0.36
Madera de Roble	4	--	0.72	2.9	--
Madera de Pino	3.5	--	0.45	1.57	--
Oxido de Zinc	6.4	2.95	5.68	36.4	0.37

Velocidad en mm/micoseg

VELOCIDAD DEL SONIDO EN DIVERSOS MATERIALES



APENDICE C: TABLAS TEORICAS PARA PRUEBAS EN LABORATORIO

**PENETRACION APROXIMADA DE LAS ONDAS ULTRASONICAS  
PROFUNDIDAD EN METROS**

Materiales	0.5 MHz	1 MHz	2.25 MHz	5 MHz
<b>Acero</b>				
Lingotes	1.2 - 1.8	0.6 - 1.2	0.3 - 0.6	0.3
Desbastes	1.5 - 3.6	1.8 - 2.4	0.9 - 1.2	0.3 - 0.6
Laminado	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5	3.0 - 7.5	1.5 - 2.4
Estirado en frio	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5	4.8 - 6.0	2.1 - 3.0
<b>Fundición</b>				
Gris	0.3 - 0.6	0.1 - 0.3	0.1 - 0.2	
Maleable	2.1 - 3.0	2.1 - 3.0	0.9 - 1.5	0.1 - 0.3
Hierro forjado	2.1 - 3.0	2.1 - 3.0	0.9 - 1.5	0.1 - 0.3
<b>Aluminio</b>				
Moldeado	3.6 - 4.5	3.6 - 4.5	2.5 - 3.0	2.5 - 3.0
Elaborado	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5
<b>Magnesio</b>				
Moldeado	3.6 - 4.5	3.6 - 4.5	2.5 - 3.0	2.5 - 3.0
Elaborado	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5	6.6 - 7.5
<b>Cobre, latón y Bronce</b>				
Moldeado	0.0 - 0.5	0.0 - 0.5		
Elaborado	0.3 - 1.5	0.3 - 0.9		

APENDICE D:

PROGRAMA  
PARA EL  
MICROCONTROLADOR  
HC11FI  
DE  
MOTOROLA



\*\*\*\*\*  
 \* PROGRAMA PARA LEER 10 BITS DE LOS CONTADORES Y \*  
 \* DESPLEGARLO EN EL DISPLAY (LCD) \*  
 \*\*\*\*\*

```
START EQU $0200
DDRA EQU $1001
DDRC EQU $1007
DDRG EQU $1003
PORTA EQU $1000
PORTB EQU $1004
PORTC EQU $1006
PORTF EQU $1005
PORTG EQU $1002
SCDR EQU $102F
SCSR2 EQU $102E
```

```
ORG START
```

```
MAIN JSR INIT ; INICIALIZAR PUERTOS
* JSR INITLCD ; INICIALIZAR DISPLAY
REPEAT JSR READC ; LEER 10 BITS DEL CONTADOR
JSR CONV10 ; CONVERTIR 10 BITS A DECIMAL
JSR BINBCD ; CONVERTIR DE BINARIO A BCD
JSR BCDASC ; CONVERTIR DE BCD A ASCII
JSR SENDASC ; ENVIAR CARACTERES ASCII A DISPLAY
JMP REPEAT
RTS
```

\* NUMERO EN CODIGO ASCII ALMACENADO POR BCDASC  
 \* Y UTILIZADO POR SENDASC  
 \* ASCNUM DIGITO MAS SIGNIFICATIVO  
 \* ASCNUM+3 DIGITO MENOS SIGNIFICATIVO  
 ASCNUM RMB 4

\*\*\*

\* INICIALIZAR PUERTOS

\*\*\*

```
INIT LDAA #$00
STAA DDRA ; PUERTO A COMO ENTRADA
STAA DDRG ; PUERTO G COMO ENTRADA
LDAA #$FF
STAA DDRC ; PUERTO C COMO SALIDA
LDAA #$01
STAA PORTF ; INICIAR RS EN UNO
LDAA #$00
STAA PORTB ; INICIAR E EN CERO
STAA PORTC ; PONER EL PUERTO C EN CEROS
RTS
```

\*\*\*

\* LEER 10 BITS DE LOS CONTADORES Y PONER RESULTADO EN ACM D

\*\*\*

```

READC  LDAB  PORTG
        LDAA  PORTA
        ANDA  #%00000011
        RTS

```

```

***
* CONVERSION DE 10 BITS A DECIMAS DE MILIMETRO (BINARIO)
* ENTRADA:
* ACM D - DEBE DE CONTENER EL NUMERO DE 10 BITS
* SALIDA:
* ACM D - RESULTADO
***

```

```

M      EQU    68      ; PENDIENTE m
FACT  EQU    100     ; FACTOR PARA RECORRER DOS POSICIONES DECIMALES HACIA LA

```

```

CONV10 LDX    #M
        IDIV
        STX   STORINT      ; ALMACENAR PARTE ENTERA
        STD   STORREM      ; ALMACENAR RESIDUO
        XGDX  #FACT        ; INTERCAMBIA ACUM D CON REG X
        LDAA  #FACT        ; CARGAR ACUM A CON 100
        MUL  STD           ; MULTIPLICA EL ACUM A POR B
        STD   STORRES      ; ALMACENA RESULTADO DEL ACUMULADOR D
        LDB  STORREM+1     ; CARGAR EN ACUM B EL BYTE DE MENOR ORDEN DEL RE
        LDX  #TABFRAC
        ABX
        LDAB  0,X
        CLRA
        ADDD  STORRES
        RTS

```

```

STORINT RMB 2      ; ALMACENAR COCIENTE
STORREM RMB 2      ; ALMACENAR RESIDUO
STORRES RMB 2      ; ALMACENAR RESULTADO DE LA CONVERSION

```

```

TABFRAC FCB 00,01,03,04,06,07,09,10,12,13 ; TABLA DE FRACCIONES
FCB 15,16,18,19,21,22,24,25,26,28
FCB 29,31,32,34,35,37,38,40,41,43
FCB 44,46,47,49,50,51,53,54,56,57
FCB 59,60,62,63,65,66,68,69,71,72
FCB 74,75,76,78,79,81,82,84,85,87
FCB 88,90,91,93,94,96,97,99

```

```

***
* CONVERSION DE BINARIO A BCD
* ENTRADA:
* ACM D - DEBE DE CONTENER EL NUMERO DE 10 BITS
* SALIDA:
* ACM D - RESULTADO EN 4 NIBLES
***

```

```

BINBCD STD   STRBIN
        LDD   #0
        STD   STRBCD
LOOP   SEC

```

```

LDD    STRBIN
BEQ    END
SUBD   #1
STD    STRBIN
CLC
CLAA   STRBCD+1
ADCA   #1
DAA
STAA   STRBCD+1
LDAA   STRBCD
ADCA   #0
DAA
STAA   STRBCD
BRA    LOOP
LDD    STRBCD
END    RTS

```

```

STRBIN RMB    2      ; ALMACENAR ACM D
STRBCD RMB    2      ; RESULTADO EN BCD DE 4 NIBLES

```

```

***
* CONVERTIR NUMERO BCD DE 4 NIBLES A 4 BYTES EN ASCII
* ENTRADA:
* ACM D - NUMERO BCD DE 4 NIBLES
* SALIDA:
* ASCNUM - CUATRO DIGITOS ASCII
***

```

```

BCDASC STD    BCDNUM
        JSR    BINASCB
        STAA   ASCNUM
        STAB   ASCNUM+1
        LDAA   BCDNUM+1
        JSR    BINASCB
        STAA   ASCNUM+2
        STAB   ASCNUM+3
        RTS

```

```

BCDNUM RMB    2      ; NUMERO BCD DE 4 NIBLES ACUM D

```

```

***
* CONVERTIR BYTE EN BCD (2 NIBLES) A DOS DIGITOS ASCII (2 BYTES)
* ENTRADA:
* ACM A - BYTE A CONVERTIR EN BCD (2 NIBLES)
* SALIDA:
* ACM A - DIGITO MAS SIGNIFICATIVO ASCII
* ACM B - DIGITO MENOS SIGNIFICATIVO ASCII
***

```

```

BINASCB PSHA
        PULB   ; ACUMULADORES A Y B CON LOS MISMOS VALORES
        ANDB   #%00001111
        ORB    #%00110000
        CLC
        RORA
        ASRA
        ASRA

```

ASRA ; DESPLAZAR HACIA LA DERECHA EL NIBLE MAS SIGNIFICATIVO  
ORA #%00110000  
RTS

\*\*\*

\* ENVIAR 4 BYTES ASCII Y EL PUNTO DECIMAL A TRAVES DEL PUERTO SCI

\*\*\*

SENDASC LDAA ASCNUM  
JSR TXSCI  
LDAA ASCNUM+1  
JSR TXSCI  
LDAA #'.'  
JSR TXSCI  
LDAA ASCNUM+2  
JSR TXSCI  
LDAA ASCNUM+3  
JSR TXSCI  
LDAA #' '  
JSR TXSCI  
LDAA #'c'  
JSR TXSCI  
LDAA #'m'  
JSR TXSCI  
STAA PORTC  
LDAA #13  
JSR TXSCI  
RTS

\*\*\*

\* ENVIAR CARACTER POR PUERTO SCI

\* ENTRADA:

\* ACM A - VALOR A TRANSMITIR

\*\*\*

TXSCI LDAB SCSR2  
ANDB #%01000000  
BEQ TXSCI  
STAA SCDR  
RTS

\*\*\*

\* ENVIAR COMANDO EN ACUMULADOR

\*\*\*

SENDCOM BCLR PORTF,%00000001 ; PONER RS EN 0 (COMANDO)  
BSET PORTB,%10000000 ; PONER E EN 1  
STAA PORTC ; ENVIAR DATOS (COMANDO)  
BCLR PORTB,%10000000 ; PONER E EN 0  
BSET PORTF,%00000001 ; REGRESAR RS A 1  
RTS

\*\*\*

\* ESPERAR 5 mseg (RELOJ E A 2 MHz)

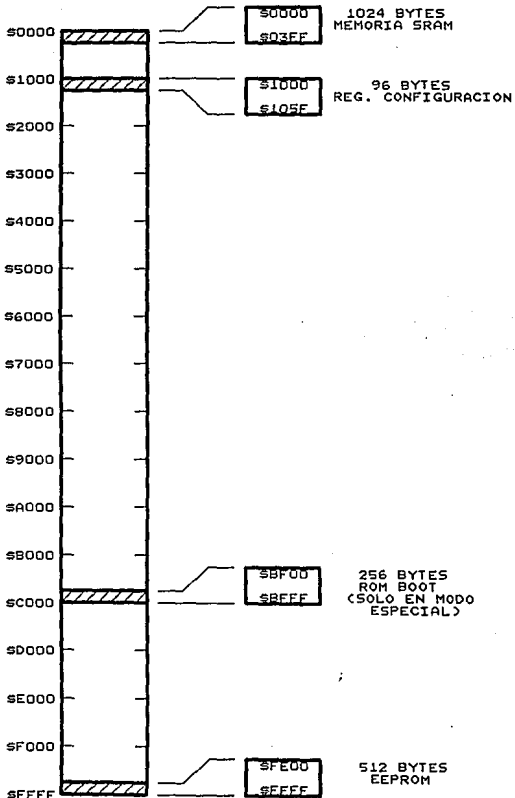
\*\*\*

WAIT5 PSBA  
PSHB  
LDAA #256

```
LOOPA LDAB #20 ; 2 CICLOS
LOOPB NOP ; 2 CICLOS
      DECB ; 3 CICLOS
      BNE LOOPB ; 2 CICLOS
      DECA ; 3 CICLOS
      BNE LOOPA ; 3 CICLOS
      PULB
      PULA
      RTS
```

# MAPA DE MEMORIA

(MC68HC11F1FN)



# BIBLIOGRAFIA

## BIBLIOGRAFIA

---

### BIBLIOGRAFIA

- 1) J. Krautkramer, H. Krautkramer, "Ultrasonic Testing of Materials", Springer-Verlog, Berlin-Heidelberg-Nueva York, Tercera edición revisada.
- 2) Leczek Filipczynsky, "Ultrasonic Methods of Testing Materials", Butterworths, Londres 1966.
- 3) Paul Horowitz, "The Art of Electronics", Winfield Hill, Cambridge University Press, Segunda edición.
- 4) Ion R. Sinclair, "Sensors and Transducers", Guía para técnicos, Newness.
- 5) Robert Boylestad, Louis Nashelsky, "Electrónica. Teoría de Circuitos", Prentice Hall, Cuarta edición
- 6) William A. Stanton, "Pulse Technology", John Wiley and Sons, Nueva York.
- 7) IEEE, "Transactions Sonics and Ultrasonics", VOL. Su-32 No. 3, Mayo 1985.
- 8) Goldman Richard, "Ultrasonics Technology".
- 9) José Ma. Lasheras Esteban, "Tecnología del Acero", Ediciones Jose O. Avila Montoso, Tercera edición
- 10) Motorola Semiconductor Data Book, "The Semiconductor Data Book", Cuarta Edición
- 11) NTE 1990-1991, "Technical Guide & Cross Reference", Semiconductors and components for industrial entertainment, commercial and MRO A.
- 12) George C. Chryssis, "High Frequency Switching Power Supplies (Theory and Design)", Mc. Graw Hill, Segunda edición.
- 13) RCA Solid State, "Databook Series", Linear, 1972.
- 14) Pedro Jesús Acevedo Contla, Tesis Doctoral, "On the Nature of Polymeric and Ceramic Sensors", School of Electronic Engineering Science, University of Wales, Junio 1992.



## BIBLIOGRAFIA

---

- 15) David A. Bell, "Solid State Pulse Circuits", Lambton College of Applied Arts and Technology, Sarnia, Ontario, Canada, Prentice Hall, Cuarta Edición.
- 16) Motorola, "Thyristor Device Data", Tercera Impresión, Motorola Inc., 1989, Impreso en U.S.A.
- 17) Jose Soberano, Martín Fuentes Cruz, "Teoría sobre el Diseño e Implementación del Explorador EXP. 01", IIMAS, UNAM, Serie Naranja : Investigaciones, 1986.
- 18) José Soberano, Martín Fuentes, Arturo Haro. "Convertidor de Voltaje de 24 V. a 500V de Corriente Directa para el Flash de la Cámara Submarina Benthos Modelo 371", IIMAS, UNAM, Serie Amarilla : Desarrollo, 1987.
- 19) Motorola, "M68HC11", Reference Manual, 1991, Impreso en Estados Unidos.
- 20) Motorola, "Manual for de Microcontroller M68HC11-F1", Reference Manual, 1991, Impreso en Estados Unidos.
- 21) Motorola, "PCBUG11", Reference Manual, 1991, Impreso en Estados Unidos.
- 22) Raymond L. Powis, Ph. D., Wendy J. Powis, D.M.U., "A Thinker's Guide to Ultrasonic Imaging", Urban & Schwarzenberg, Baltimore - Munich 1984
- 23) P.J. Fisch, "Sim 68 User manual version 2.21", Motorola M68HC11 microcontroller simulator, Copyright 1992.
- 24) Sibigroth Jim, Rhoades Mike, Longan John, "M68HC11 Bootstrap Mode", Motorola semiconductor application note, 1990.
- 25) National Semiconductor Corporation, "LS / S / TTL Logic Databook", USA, 1987.
- 26) Motorola, "Fast and LS TTL Data", Motorola Inc., Cuarta edición.
- 27) Edward Balls, "Applied Assembling Language on the BBC Microcomputer", Prentice Hall International, Personal computer book, 1984.

# PUBLICACIONES

## **PUBLICACIONES**

---

Publicaciones asociadas con este trabajo:

**1) *Equipo ultrasónico para detección de fallas***

Artículo aprobado para presentarse en el :

SOMI IX CONGRESO DE INSTRUMENTACION a celebrarse en el CENTRO DE CONVENCIONES DE CANCUN, en la ciudad de CANCUN QUINTANA ROO, MEXICO, del 27 al 30 de Septiembre de 1994.

**2) *Medidor ultrasonico de espesores.***

Artículo aprobado para presentarse en el :

XVI CONGRESO ACADEMICO NACIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA a celebrarse en el INSTITUTO TECNOLOGICO DE CHIHUAHUA, ELECTRO 94, en la ciudad de CHIHUAHUA, CHIH., MEXICO, del 24 al 28 de Octubre de 1994.

Esta tesis fue hecha con ayuda del siguiente software:

Windows 3.1 de Microsoft

Word 2.0 para Windows de Microsoft

Excel 4.0 para Windows de Microsoft

Paintbrush para Windows

Draw para aplicaciones Windows

Orcad

CorelDRAW para Windows Ver. 3.0

Foto Styler de Aldus

Software de Captura para el Scanjet IIP de Hewlett Packard

Presentación con Word Perfect Presentations Ver. 2.0 para Windows