

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE  
MÉXICO**

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES.**

**CAMPUS ARAGÓN**

**“DESARROLLO DE UNA ARQUITECTURA PARA  
CONTROL DE ENFOQUE ELECTRÓNICO EN  
TRANSDUCTORES DE TIPO ARREGLO”.**

06

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO EN COMPUTACIÓN**

**P R E S E N T A:**

**ISRAEL FAJARDO RIVERA**

**DIRECTOR:**

**DR. FABÍAN GARCÍA NOCETTI.**

**CODIRECTOR:**

**DR. EDUARDO MORENO HERNÁNDEZ.**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

“Porque de tal manera amó Dios al mundo, que ha dado a su Hijo unigénito, para que todo aquel que en él cree, no se pierda, mas tenga vida eterna.”

Juan 3:16

## **AGRADECIMIENTOS :**

**A MI MAMÁ LUCY  
MI PAPÁ CARLOS**

QUIERO DEDICARLES ESTA PRIMER HOJA PORQUE USTEDES ESCRIBIERON LA PRIMER PÁGINA DE MI VIDA, ESTE LIBRO ES APÉNAS EL COMIENZO DEL FRUTO DE LA SEMILLA QUE USTEDES SEMBRARON. GRACIAS POR SU PACIENCIA, SU AMOR, SU ESFUERZO Y POR LLEVARME SIEMPRE EN EL BUEN CAMINO QUE ES EN NUESTRO DIOS.

**A MI HERMANO DANIEL  
MI HERMANO JUAN CARLOS (EL QUITOSH)**

A USTEDES PORQUE FUERON PARTE FUNDAMENTAL EN TODO MI DESARROLLO PROFESIONAL Y SE QUE ALGUN DIA USTEDES TAMBIEN LLEGARAN MUY ALTO SIEMPRE Y CUANDO ENTREGUEN Y CONFIEEN SU VIDA A DIOS.

**A ROXY**

POR TODO TU APOYO Y COMPRENSIÓN QUE FUERON IMPORTANTES PARA LLEGAR A LA ÚLTIMA PÁGINA DE ESTE LIBRO. TU EJEMPLO HA SERVIDO EN LA CONSTRUCCIÓN DE MI VIDA.

AGRADEZCO A LOS SIGUIENTES PROGRAMAS:

**CONACYT (27982-A), CONACYT-REDII (7350-858), Y UNAM (PAPIIT IN117999), POR LA INFRAESTRUCTURA Y FACILIDADES TÉCNICAS UTILIZADAS EN EL DESARROLLO DE ESTE TRABAJO.**

AGRADEZCO A MIS ASESORES:

**DR. FABIÁN GARCÍA POR SU ENTREGA Y APORTACIÓN AL PROYECTO Y POR DARME LA OPORTUNIDAD DE TRABAJAR EN EL D.I.S.C.A. - I.I.M.A.S. - U.N.A.M.**

**DR. EDUARDO MORENO POR TODA SU ENTREGA, SU APORTACIÓN A ESTE PROYECTO Y SU GRAN AMISTAD INCONDICIONAL QUE ME BRINDÓ.**

## TABLA DE CONTENIDO

### CAPÍTULO 1 "INTRODUCCIÓN"

1.1. INTRODUCCIÓN	2
1.2. OBJETIVOS	3
1.2.1. OBJETIVO GENERAL	3
1.2.2. OBJETIVOS PARTICULARES	3
1.3. CONTENIDO DE LA TESIS	3

### CAPÍTULO 2 "GENERALIDADES FÍSICAS DEL ULTRASONIDO"

2.1. PRINCIPIOS BÁSICOS	7
2.1.1. ONDAS CONTINUAS (PERIODO, FRECUENCIA Y LONGITUD DE ONDA)	7
2.1.2. VELOCIDAD DEL ULTRASONIDO	11
2.1.3. IMPEDANCIA ACÚSTICA	12
2.1.4. DOSIFICACIÓN E INTENSIDAD ACÚSTICA	13
2.2. EFECTO DEL MEDIO BIOLÓGICO SOBRE EL ULTRASONIDO	14
2.2.1. DISTORSIÓN	14
2.2.2. ATENUACIÓN	14
2.2.3. REFLEXIÓN	16
2.2.4. REFRACCIÓN	18
2.3. FORMAS DE ONDAS ULTRASÓNICAS	18
2.3.1. FASE	18
2.3.2. INTERFERENCIA	19
2.3.3. PRINCIPIO DE HUYGEN'S	20
2.4. GENERACIÓN DE ONDAS ULTRASÓNICAS	20
2.4.1. MATERIAL PIEZOELECTRICO	20
2.4.2. TRANSDUCTORES	22
2.4.2.1. SENSIBILIDAD DEL TRANSDUCTOR	23
2.4.2.2. RESOLUCIÓN	24
2.4.3. PRINCIPIOS DE RADIACIÓN	26
2.4.3.1. CAMPOS DE RADIACIÓN DE LOS TRANSDUCTORES ULTRASÓNICOS	26
2.4.3.2. CAMPOS DE ONDA CONTINUA DE LOS TRANSDUCTORES	26
2.4.3.3. TEORÍA DE UN RADIADOR DE PISTÓN PLANO	27
2.4.3.4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN	30
2.4.3.5. TRANSFORMACIONES Y OPERADORES DE SEÑALES ULTRASÓNICAS	31
2.4.3.5.1. DOMINIOS DE REPRESENTACIÓN DE SEÑALES ULTRASÓNICAS	31
2.4.3.5.2. OTROS OPERADORES FRECUENTES EN EL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES ULTRASÓNICAS	33
2.4.3.5.2.1. CONVOLUCIÓN	33
2.4.3.5.2.2. CORRELACIÓN	34
2.4.3.6. RADIACIÓN EN RÉGIMEN DE PULSO	34

### **CAPÍTULO 3 "ENFOQUE ELECTRÓNICO"**

3.1. TÉCNICAS DE PULSO - ECO	39
3.1.1. PRINCIPIOS BÁSICOS	39
3.2. MODOS DEL ULTRASONIDO	43
3.3. LENTES ACÚSTICAS	45
3.3.1. LENTE ESFÉRICA CONVERGENTE	45
3.3.2. LENTE CÓNICA	46
3.4. TRANSDUCTORES DE TIPO ARREGLO	46
3.4.1. FOCALIZACIÓN	50
3.5. ENFOQUE	53
3.6. ENFOQUE EN TRANSMISIÓN	55
3.7. ENFOQUE EN RECEPCIÓN	56
3.8. CIRCUITOS PARA ENFOQUE ELECTRÓNICO	57
3.8.1. ENFOQUE EN TRANSMISIÓN	57
3.8.2. ENFOQUE EN RECEPCIÓN	57
3.9. ENFOQUE EN ZONA MÚLTIPLE	58
3.10. ENFOQUE DINÁMICO	59

### **CAPÍTULO 4 "PROPUESTA DE LA ARQUITECTURA DE ENFOQUE ELECTRÓNICO"**

4.1. INTRODUCCIÓN A LA PROPUESTA	63
4.2. ESQUEMA GENERAL DEL SISTEMA	63
4.2.1. BUS DE DATOS DE LA PC	64
4.2.2. TARJETA DE CONTROL	71
4.2.3. RETARDOS PROGRAMABLES	75
4.3. FUNCIONAMIENTO GENERAL DEL SISTEMA	78

### **CAPÍTULO 5 "PRUEBAS Y RESULTADOS"**

5.1. PLATAFORMA DE PRUEBAS	82
5.2. SINTONIZACIÓN DEL SISTEMA	83
5.3. PRUEBAS DEL SISTEMA	89
5.4. RESULTADOS DEL SISTEMA	90

### **CAPÍTULO 6 "CONCLUSIONES"**

6.1. CONCLUSIONES GENERALES	94
6.2. TRABAJO FUTURO	94

**APÉNDICE A "ESPECIFICACIONES TÉCNICAS ELECTRÓNICAS"**

ESPECIFICACIONES DE LAS LÍNEAS DE RETARDO DS1045-5	96
ESPECIFICACIONES DEL REGISTRO 74LS374	113

**APÉNDICE B "CÓDIGO FUENTE DE LOS PROGRAMAS DE CONTROL"**

CÓDIGO FUENTE DEL CONTROL DE LA PROGRAMACIÓN DE LAS LÍNEAS DE RETARDO	125
---	-----

**APÉNDICE C "DIAGRAMAS DE CIRCUITOS"**

DIAGRAMA DE LA TARJETA DE CONTROL PCL-50	140
DIAGRAMA DEL SISTEMA DE RETARDOS PARA ENFOQUE ELECTRÓNICO	143

# CAPÍTULO

# I

## “INTRODUCCIÓN”

---

## 1. INTRODUCCIÓN

### 1.1 Introducción

El desarrollo que ha experimentado el diagnóstico clínico en los últimos años se debe, en gran parte, a la aparición de numerosos equipos de visualización de imágenes del cuerpo humano. El diagnóstico basado en técnicas ultrasónicas es una metodología muy bien establecida y ampliamente utilizada en diversas áreas de la medicina. El desarrollo de los equipos de diagnóstico por ultrasonido ha estado en constante expansión desde su creación, abriendo nuevas posibilidades y reemplazando otros métodos fuertemente establecidos<sup>1</sup>. Entre las ventajas más apreciables se pueden citar: su capacidad de visualizar todo tipo de tejidos blandos al contrario de los sistemas de rayos X, más adecuados para la visualización del tejido óseo; la inocuidad del sistema frente a otros métodos de diagnóstico por imagen basados en radiaciones; por último, la comodidad de manejo y poco volumen además de la constante mejora de la relación calidad / precio.

En el Departamento de Ingeniería en Sistemas Computacionales y Automatización (DISCA) del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y Sistemas (IIMAS) de la UNAM se realizan actividades de investigación en el área de procesamiento paralelo de señales e imágenes ultrasónicas, las cuales están orientadas al desarrollo de la tecnología necesaria para la integración de un sistema de imagenología ultrasónica que permita obtener imágenes ultrasónicas en tiempo real<sup>2</sup>. Este sistema está basado en una plataforma que utiliza tecnología de focalización ultrasónica para la adquisición y formación de la imagen, tecnología DSP-Digital Signal Processing para el procesamiento en paralelo de la imagen, así como los recursos de una computadora PC, como interfaz gráfica de usuario, para el control del sistema y el despliegue de la imagen. Estas actividades se realizan de manera conjunta con grupos de investigación de siete países iberoamericanos (España, Portugal, Cuba, Brasil, Chile, Argentina y Uruguay), en el marco de la Red Iberoamericana de Tecnologías Ultrasónicas (RITUL) del Programa de Ciencia y Tecnología para el Desarrollo (CYTED).

El presente trabajo se centra en el desarrollo de tecnologías de focalización orientadas a mejorar la calidad de las imágenes ultrasónicas, en particular, en el diseño y desarrollo de una arquitectura experimental basada en circuitos de líneas de retardo, que permita realizar enfoque electrónico en transmisión para el proceso de

adquisición de imágenes ultrasónicas. El trabajo desarrollado se plantea como una alternativa a los sistemas de enfoque electrónico controlados por software y como una respuesta a la problemática que este tipo de sistemas presenta para lograr tiempos de retardo menores a los 100 ns debido a límites físicos que imponen los relojes de los sistemas de cómputo convencionales. En diversas aplicaciones actuales y futuras de imagenología ultrasónica, se requiere de rangos dinámicos de enfoque que solamente pueden ser logrados con arquitecturas basadas en líneas de retardos programables. Siendo esta tecnología la base para el desarrollo de la tesis presentada.

## **1.2. Objetivos**

### **1.2.1. Objetivo general**

Diseñar y desarrollar una arquitectura experimental que permita realizar enfoque electrónico en la transmisión de un haz ultrasónico generado por un arreglo de transductores, para aplicaciones de imagenología ultrasónica.

### **1.2.2. Objetivos particulares**

- a) Desarrollar la arquitectura de enfoque electrónico, basado en un módulo de líneas de retardo programables.
- b) Integrar un sistema controlado por una computadora personal, que permita programar el módulo de líneas de retardos en un rango variable de tiempo.
- c) Realizar pruebas a la arquitectura de enfoque electrónico, acoplando ésta a un arreglo de transductores ultrasónicos.

## **1.3. Contenido de la Tesis**

La tesis está estructurada en seis capítulos. El primer capítulo presenta una introducción general al trabajo de tesis, los objetivos general y particulares, así como la descripción por capítulos de la misma. En el capítulo segundo se describen las generalidades y principios físicos del ultrasonido necesarios para abordar el tema central del trabajo, la focalización electrónica, descrito en el capítulo tercero. En el

capítulo cuarto se presenta la arquitectura de enfoque electrónico propuesta, se hace una descripción funcional de los módulos que la integran, así como de su funcionamiento general. El quinto capítulo, describe las pruebas realizadas al sistema, así como los resultados obtenidos. Finalmente, en el capítulo sexto se integran las conclusiones de la tesis y se describen recomendaciones para trabajo futuro.

---

## REFERENCIAS

---

<sup>1</sup> WELLS, P.N.T. **State-of-the-art of ultrasonic imaging.** 22<sup>nd</sup> International Symposium on Acoustical Imaging. Firenze, Italy. September, 1995.

<sup>2</sup> GARCÍA NOCETTI D.F., SOLANO J., MORENO E., SOTOMAYOR A. **An Open High Performance System for Real-time Ultrasonic Imaging.** *Microprocessors and Microsystems* (Elsevier) Vol. 23, Number 6, 357-363, 1999.

# CAPÍTULO

# II

## “GENERALIDADES FISICAS DEL ULTRASONIDO”

## 2. GENERALIDADES FÍSICAS DEL ULTRASONIDO

### 2.1. Principios básicos

El sonido de frecuencias superiores a las audibles por el oído humano se denomina ultrasonido (frecuencias mayores a 20 KHz.). El sonido es una vibración mecánica de la materia, y se propaga gracias a la elasticidad de los materiales, lo que permite que las partículas de los mismos vibren alrededor de su punto de reposo, no teniendo lugar un desplazamiento neto de dichas partículas.<sup>1</sup>

De las ondas que se propagan nos fijaremos en dos tipos: las longitudinales y las transversales. Las transversales son aquellas en que la vibración de las partículas es perpendicular a la dirección de propagación de la onda; por ejemplo: una cuerda sostenida por ambos lados y a la que imprimimos un movimiento brusco en un lado. Las longitudinales son aquellas en las que la vibración de partículas se realiza en la dirección de propagación. En medios líquidos y tejidos se propagan bien las ondas longitudinales, en cambio, las transversales son rápidamente amortiguadas.<sup>2</sup>

#### 2.1.1 Ondas Continuas (Periodo, frecuencia y longitud de onda)

La gráfica de una onda continua ultrasónica es de forma sinusoidal como se muestra en la figura 2.1

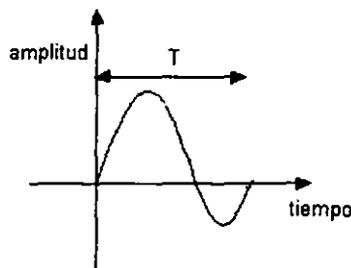


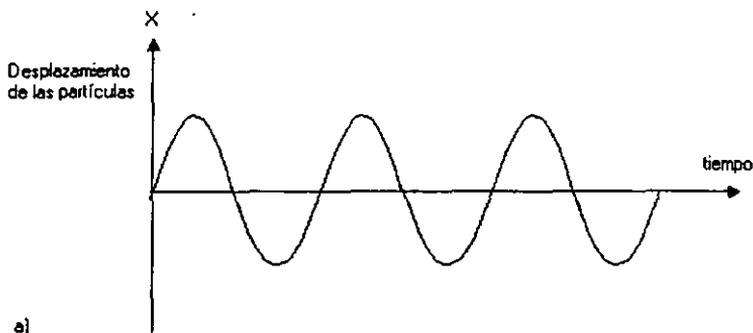
Fig. 2.1 Onda continua que realiza 1 ciclo en un tiempo T.

El periodo (T) es el tiempo entre puntos en ciclos consecutivos de la onda describiendo la posición de la superficie de la onda contra el tiempo y la frecuencia (f) que es el número de ciclos por segundo.<sup>3</sup> La relación entre el periodo y la frecuencia esta dada por:

$$f = \frac{1}{T}$$

Este tipo de movimiento causará que todo el medio se perturbe de la misma forma, por lo que el movimiento de las partículas será similar al medio que lleva la fuente del sonido o ultrasonido, esto se puede observar en la primer gráfica de la figura 2.2.

El valor máximo de éstas cantidades es conocido como amplitud de onda. La figura 2.2 muestra el desplazamiento de las partículas, su velocidad y el exceso de presión con respecto al tiempo. Nótese que la amplitud correspondiente a la velocidad de las partículas esta representado por  $U_0$ , mientras que la amplitud de la diferencia de presión es  $P_0$ .



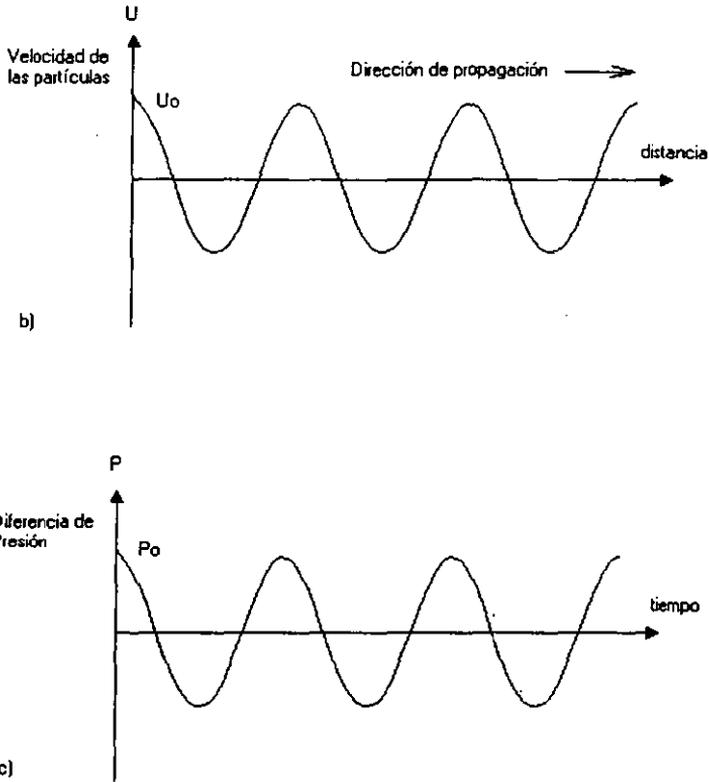


Figura 2.2 Desplazamiento de las partículas, velocidad, exceso de presión con respecto al tiempo.

Si observamos la variación de esas cantidades con respecto a la distancia desde el origen en cualquier instante de tiempo las gráficas aparecerían como en la figura 2.3. Donde  $\lambda$  es la distancia entre puntos similares en ciclos consecutivos de la onda, y se le conoce como longitud de onda ( $\lambda$ ).<sup>4</sup>

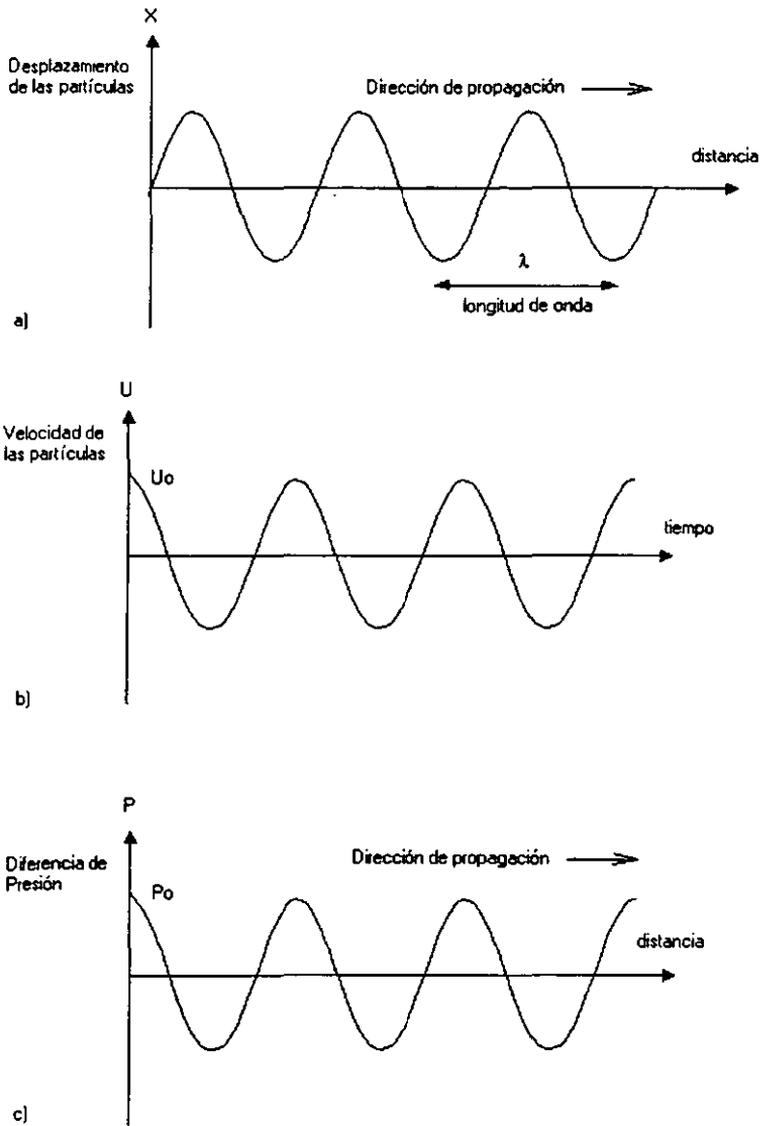


Figura 2.3 Desplazamiento de las partículas con una variación de distancia  $\lambda$ , en un tiempo T.

De acuerdo a las gráficas anteriores podemos afirmar que la perturbación recorre una distancia  $\lambda$  en un tiempo  $T$ . La distancia entre dos máximos o dos mínimos de las ondas se denomina longitud de onda  $\lambda$ , que es el periodo espacial de la vibración.

La longitud de onda  $\lambda$  y la frecuencia  $f$  se relacionan para dar la velocidad del ultrasonido  $c$  de la siguiente manera:

$$c = \frac{\lambda}{T}$$

En función de la frecuencia:

$$c = \lambda * f$$

donde:

$\lambda$  = longitud de onda (metros = m)

$c$  = velocidad del ultrasonido (metros / segundos = m/s)

$f$  = frecuencia = hercios (ciclos / segundos = Hz.)<sup>5</sup>

### 2.1.2. Velocidad del ultrasonido

Los pulsos ultrasónicos que se usan en sistemas de ultrasonido se propagan longitudinalmente, produciéndose sucesivamente zonas de mayor y menor densidad de moléculas. La facilidad con la que un medio produce estas compresiones y depresiones viene medida por la compresibilidad; también afectará a esta propagación la masa de las partículas que componen el medio, a mayor masa o densidad tendremos más energía por unidad de volumen, para una misma amplitud de vibración.<sup>6</sup>

En un medio homogéneo la velocidad con que se propaga una onda longitudinal viene dada por:

$$c = \sqrt{\frac{K}{\rho}}$$

ó por:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\kappa\rho}}$$

donde:

$c$  = velocidad del ultrasonido (m/s)

$\rho$  = densidad (kg/m<sup>3</sup>)

$K$  = módulo elástico (kg m<sup>-1</sup>s<sup>-2</sup>)

$\kappa = 1/K$  = compresión de partículas

La siguiente tabla nos muestra las velocidades y densidades en diferentes medios biológicos.<sup>7</sup>

Medio	Densidad(kgm <sup>-3</sup> )	Velocidad(m/s)
Aire	1.2	330
Sangre	1.06 X 10 <sup>3</sup>	1570
Hueso	1.62 X 10 <sup>3</sup>	3500
Cerebro	1.03 X 10 <sup>3</sup>	-
Grasa	0.92 X 10 <sup>3</sup>	1460
Riñón	1.04 X 10 <sup>3</sup>	-
Hígado	1.06 X 10 <sup>3</sup>	-
Músculo	1.07 X 10 <sup>3</sup>	1580
Agua	1.00 X 10 <sup>3</sup>	1480
Tejido suave	-	1540

Tabla 2.1. Velocidades (m/s) y densidades (kgm<sup>-3</sup>) en diferentes medios biológicos.

### 2.1.3. Impedancia Acústica

Un parámetro que nos muestra la dificultad de generar una onda mecánica en un medio es su impedancia característica  $Z$ . Esta es determinada por la densidad y compresibilidad del medio y se calcula de la siguiente manera:<sup>8</sup>

$$Z = \frac{P_0}{U_0}$$

donde :

$Z$  = Unidad de impedancia acústica (rayleigh = kg m<sup>-2</sup> s<sup>-1</sup>)

$P_0$  = Diferencia de presión

$U_0$  = Velocidad de las partículas (m/s)

La siguiente tabla muestra las impedancias acústicas de los medios biológicos presentados en la tabla 2.1.

Medio	Impedancia Acústica
Aire	$0.4 \times 10^3$
Sangre	$1.66 \times 10^6$
Hueso	$4 - 7.5 \times 10^8$
Cerebro	$1.66 \times 10^6$
Grasa	$1.33 \times 10^6$
Riñón	$1.62 \times 10^6$
Hígado	$1.66 \times 10^6$
Músculo	$1.70 \times 10^6$
Agua	$1.53 \times 10^6$

Tabla 2.2. Impedancias Acústicas<sup>9</sup>

### 2.1.4. Dosificación e intensidad acústica

El parámetro que nos indica el nivel de energía que se propaga en una onda es la intensidad acústica. Según la forma de medir esta intensidad se tienen distintas notaciones:<sup>10</sup>

$I_{SATA}$  : Intensidad promediada espacial y temporalmente. Se asume que toda la energía pasa por el ancho del haz. Se mide el ancho de haz  $r$  a  $-10$  dB. y la potencia promedio (mediante un sistema de fuerza – balanza) entonces tendremos:

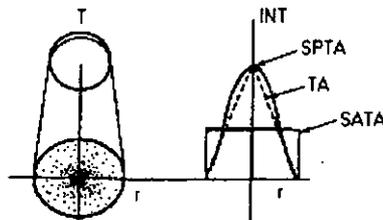


Figura 2.4 Aproximación a la intensidad del haz en dirección transversal.

$I_{SPTA}$  : Intensidad promedio temporal y de pico espacial. Es la más usada en bioefectos. Tiene su fundamento en que los niveles de radiación no son iguales en el

haz, produciéndose un máximo en el centro del haz. Es aproximadamente para transductores prácticos de 3 a 5 veces la  $I_{SATA}$  (figura 2.4).

$I_{SPPA}$  : Intensidad de pico en espacio y promedio de pulso de emisión. Nos da una medida de la energía contenida en cada pulso de emisión. Suele ser en la práctica de 3 a 5 veces la  $I_{SPTA}$  y depende de la frecuencia de repetición de pulsos.

## 2.2. Efecto del medio biológico sobre el ultrasonido

El diagnóstico por ultrasonido se basa en la interacción de la onda ultrasónica propagándose en los tejidos. Cuando una onda de ultrasonido viaja a través de algún tejido, la onda es modificada debido a las distintas propiedades de los tejidos.<sup>11</sup> A continuación se mencionan algunos efectos del medio.

### 2.2.1. Distorsión

Como vimos, la velocidad está relacionada con la compresibilidad de un medio y con su densidad; en los tejidos biológicos humanos se toma como velocidad media la de 1540 m/s (ver tabla 2.1) y, aunque haya variaciones de un tejido a otro, tomaremos este número como medio para cálculo de distancias.

Si se propaga una onda compleja, es decir, que no contiene una sola frecuencia, por un medio biológico, al tener este distintas velocidades para distintas frecuencias se produce el efecto de la distorsión, que consiste en deformar la onda original, al llegar con distintas velocidades las componentes de distinta frecuencia, por recibir diferente tratamiento cada una de las componentes armónicas de la señal.

### 2.2.2. Atenuación

Al desplazarse los ultrasonidos por el cuerpo explorado se produce una pérdida de amplitud o atenuación, debida a las propiedades no elásticas de la materia, pudiéndose establecer para cada medio homogéneo un coeficiente de

atenuación  $\alpha$ . Este coeficiente puede descomponerse en la absorción  $\alpha_a$  siendo la atenuación con la distancia  $x$ :<sup>12</sup>

$$A(x) = A_0 * e^{-(\alpha_a + \alpha_s)x}$$

La atenuación es resultante de mecanismos de relajación tales como:

- Energía potencial en las sustancias
- Energía química
- Energía estructural

La *dispersión* o "scattering" es producida por la incidencia de la onda en reflectores cuyas dimensiones son iguales o menores que la longitud de onda. Dependiendo de la dimensión de los reflectores comparada con la longitud de onda podemos establecer dos subclases: scattering de Rayleigh, cuando el tamaño de las estructuras tisulares es muy pequeño comparado con la longitud de onda, y scattering de resonancia, cuando las dimensiones son del mismo orden que la longitud de onda. Entonces tendremos que si el haz ultrasónico incide en una superficie áspera o en partículas de escaso tamaño que es comparable con la longitud de onda, el ultrasonido se dispersa hacia todas direcciones (figura 2.5). Esto nos indica que el ultrasonido podría perder fuerza desde el haz (fuerza de dispersión).<sup>13</sup>

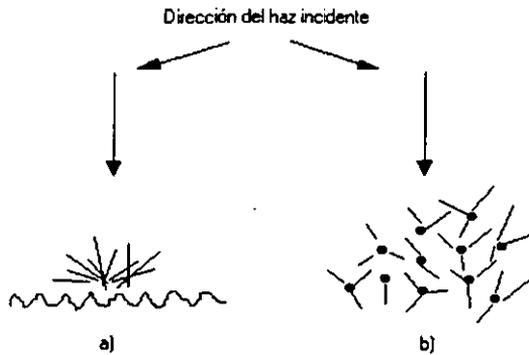


Figura 2.5 Dispersión en a) una superficie rugosa y b) la distribución al llegar al destino.

### 2.2.3 Reflexión

Cuando el ultrasonido incide en un lugar, el haz puede atravesar el medio o también ser reflejado.<sup>14</sup> Si la interfaz es perpendicular a la dirección de propagación figura 2.6, entonces las intensidades de los haces ultrasónicos reflejados ( $I_r$ ) y transmitidos ( $I_t$ ) expresados como una fracción de la intensidad del haz incidente ( $I_i$ ) son gobernados por impedancias acústicas de las 2 regiones ( $Z_1$  y  $Z_2$ ) de la siguiente manera:

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \frac{(Z_2 - Z_1)^2}{(Z_1 + Z_2)^2}$$

$$T = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2}$$

donde:

R = Coeficiente de intensidad de reflexión

T = (1-R) = Coeficiente de intensidad de transmisión

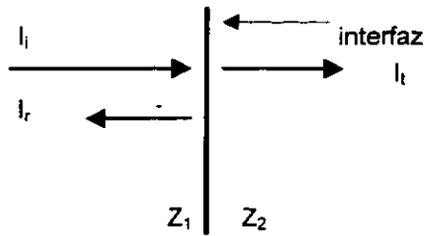


Figura 2.6 El haz incidente ( $I_i$ ), transmitido ( $I_t$ ) y reflejado ( $I_r$ ) en una interfaz en medio de dos impedancias acústicas  $Z_1$  y  $Z_2$ .

Si el haz ultrasónico incide perpendicularmente sobre la superficie con un ángulo de incidencia mayor a cero como se muestra en la figura 2.7, entonces las intensidades reflejadas y transmitidas no son dependientes únicamente de las impedancias acústicas sino también del ángulo de incidencia.<sup>15</sup>

La igualdad  $\theta_i = \theta_r$  es un principio de óptica<sup>16</sup> que se aplica a la reflexión especular, y consiste en que el ángulo de incidencia ( $\theta_i$ ) es igual al ángulo de reflexión ( $\theta_r$ ) esto se cumple en ondas longitudinales y medios no sólidos.<sup>17</sup>

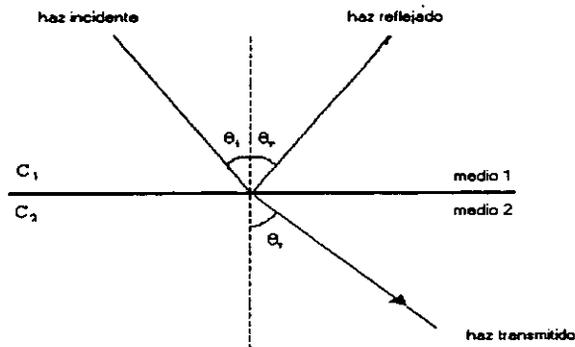


Figura 2.7 El haz incidente reflejado y transmitido (refractado) que pasa a través de 2 medios con velocidades características  $C_1$  y  $C_2$ .

### 2.2.4 Refracción

El haz longitudinal transmitido a una interfaz que se localiza entre 2 medios que tienen diferentes velocidades de ultrasonido puede desviarse de la trayectoria de incidencia dando un ángulo de incidencia mayor a 0 grados (figura 2.8).

La relación entre el ángulo de incidencia y el ángulo de refracción ( $\theta_1$ ) y las velocidades en los dos medios no sólidos ( $C_1$  y  $C_2$ ) es dada por la ley de Snell:

$$\frac{\sin\theta_1}{\sin\theta_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

La desviación del haz depende de la diferencia de las velocidades del ultrasonido en cada medio (y no de las impedancias), el haz refractado se duplica si la velocidad en el segundo medio es mas elevado que en el primero, pero también puede suceder al contrario, que la velocidad ultrasónica sea más rápida en el primer medio que en el segundo.<sup>18</sup>

## 2.3 Formas de ondas ultrasónicas

### 2.3.1 Fase

El tiempo o posición en un ciclo de una cantidad sinusoidal es conocido como fase y su medida esta dada en grados. Una cantidad sinusoidal es la proyección de una línea con longitud constante R en el eje de las ordenadas como una función del ángulo (ángulo fase) entre la línea y el eje de las abscisas.<sup>19</sup> Observar la siguiente figura:

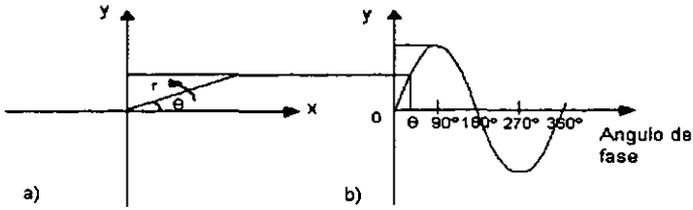


Figura 2.8 Angulo fase. Una sinusoidal es generada por la proyección hacia el eje de las ordenadas por una línea de longitud constante ( $r$ ) rotando alrededor del origen contra el ángulo de rotación( $\theta$ ). LA posición de un punto dentro de un ciclo sencillo de una sinusoidal puede ser especificado en términos de ángulo de fase entre  $0^\circ$  y  $360^\circ$ .

### 2.3.2 Interferencia

Las distintas relaciones de una fase pueden ser vistas de acuerdo a como consideremos las sumas de las ondas. Por ejemplo, la suma de ondas que se encuentran en fase origina una onda con una amplitud igual a la suma de las amplitudes de las dos ondas sumadas (interferencia constructiva).

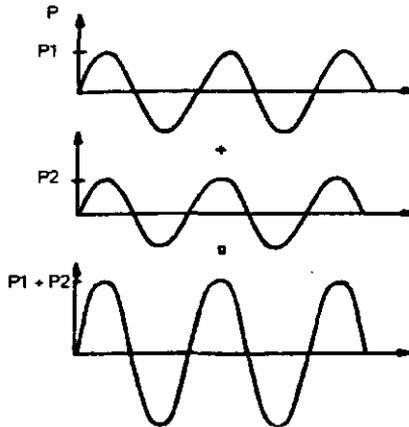


Figura 2.9 Interferencia constructiva

Considerando una onda resultante de la suma de dos ondas que están  $180^\circ$  fuera de fase, tienen una amplitud igual a la diferencia de amplitudes de las ondas sumadas (interferencia destructiva).<sup>20</sup>

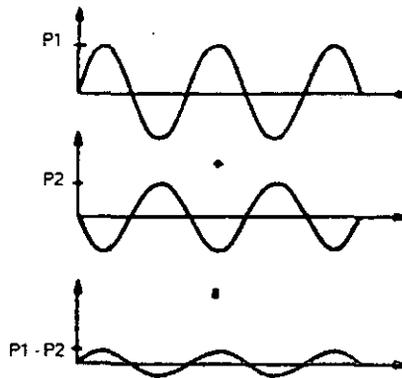


Figura 2.10 Interferencia destructiva

### 2.3.3 Principio de Huygen's

El principio de Huygen's establece que cada punto a lo largo de un frente de onda por sí solo es un punto origen de emisión de una onda esférica. Esto significa que el movimiento de una onda en algún punto en un campo ultrasónico puede ser calculado si se suman todos los puntos en un frente de onda en particular.<sup>21</sup>

## 2.4 Generación de ondas ultrasónicas

### 2.4.1 Material Piezoeléctrico

La habilidad del hombre de usar el ultrasonido data desde el descubrimiento del efecto piezoeléctrico ("electricidad por presión") realizado por los hermanos Curie en el cuarzo y algunos materiales naturales.

Se denomina piezoelectricidad a la propiedad de algunos materiales, con estructura cristalina asimétrica, de generar una carga eléctrica al ser sometidos a un esfuerzo mecánico.

La piezoelectricidad es la propiedad que nos permitirá la transducción de los ultrasonidos. Un material con propiedades piezoeléctricas se caracteriza porque al aplicarle una deformación mecánica nos produce una tensión eléctrica y viceversa, una tensión eléctrica nos provocará una deformación mecánica.<sup>22</sup>

De los materiales naturales que destacan son los materiales cerámicos tales como el Zirconato de plomo (PZT) descubierto a finales de los 1950, y en materiales plásticos tales como el Difluoruro de polivinilideno (PVDF) descubierto durante los 1970, las principales características de estos materiales se describen en la siguiente tabla:

	Quarzo	PZT4	PZT5A	Pvdf
d(m/V)	$2.31 \times 10^{-12}$	$284 \times 10^{-12}$	$374 \times 10^{-12}$	$20 \times 10^{-12}$
g(V m/N)	$5.78 \times 10^{-2}$	$2.61 \times 10^{-2}$	$2.48 \times 10^{-2}$	$17.4 \times 10^{-2}$
$\kappa$	0.095	0.70	0.705	0.10
$\epsilon$ (F/m)	$4.0 \times 10^{-11}$	$1150 \times 10^{-11}$	$1500 \times 10^{-11}$	$0.98 \times 10^{-11}$
$\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	2650	7500	7750	1780
c (m/s)	5740	4000	3780	3000
Z(kg/m <sup>2</sup> /s)	$15.21 \times 10^8$	$30 \times 10^8$	$29.29 \times 10^8$	$5.34 \times 10^8$
T <sub>c</sub> (°C)	573	328	365	(80)

Tabla 2.3 Diferentes materiales piezoeléctricos.

donde:

d. es la constante de transmisión, distancia del desplazamiento de la partícula producido en el material por unidad de voltaje aplicada.

$\kappa$ . es el coeficiente de acoplamiento electromecánico que es la capacidad de convertir la electricidad por parte de un transductor.

g. es una constante de recepción.

$\epsilon$ . Es una constante dieléctrica.

Un problema que tiene la familia PZT es su alta impedancia acústica ( $35 \times 10^6$  rayleigh frente a  $1.5 \times 10^6$  rayleigh del agua), con lo que hay unas pérdidas considerables en la interfase por discontinuidad de impedancias. Esto hace que, por ejemplo, los plásticos como el PVDF (difluoruro de polivinilideno) con constantes piezoeléctricas mas bajas sean interesantes, debido a la impedancia próxima a la del agua ( $3.4 \times 10^6$  rayleigh). Otra propiedad interesante del PVDF es su flexibilidad mecánica, lo que permite modificar el diagrama de radiación o enfocar mecánicamente (arrays cóncavos). En la producción de arrays también presenta ventajas al ser tratable fotolitográficamente para su seccionado en elementos.<sup>23</sup>

#### 2.4.2. Transductores

Se denomina *transductor* a todo dispositivo que convierte una señal de una forma física en otra señal correspondiente de forma física distinta. El transductor es el corazón de todo equipo ultrasónico, ya que realiza la conversión de energía eléctrica en energía acústica y viceversa.<sup>24</sup>

El transductor se compone de tres partes principales que son:

- Contramasa o "backing"
- Material piezoeléctrico
- Acoplamiento o "Matching Layer"

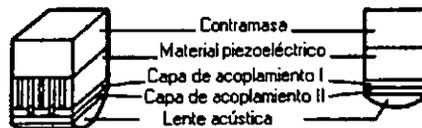


Figura 2.11 Estructura interna de un transductor.

Las características del haz del transductor determinan en gran parte la calidad de la imagen obtenida, por lo que se disponen de dos superficies metálicas (contramasa y acoplamiento) entre las que se coloca el material piezoeléctrico

(cristalino, cuarzo, cerámico, titanato de bario, polímero PVDF, composite, etc.), de modo que permiten aplicar la tensión o recoger las cargas generadas.<sup>25</sup>

A este tipo de transductores se les conoce como transductores piezoeléctricos. Estos transductores tienen una gran ventaja que es su alta sensibilidad (del orden de 1 a 400 pC/m<sup>2</sup>/N/m<sup>2</sup>). Por su alta rigidez mecánica permiten medir fenómenos de frecuencia elevada. Presentan también sensibilidad direccional, lo que permite aplicarlos a la medida de movimientos complejos.

Por su pequeño tamaño, los transductores piezoeléctricos han encontrado numerosas aplicaciones aparte de la generación y detección de ultrasonidos. Por ejemplo, en la detección de los sonidos de Korotkoff al medir de forma indirecta la presión sanguínea, en fonocardiografía interna y externa y en fonocardiografía fetal, en la detección del pulso y de temblores (Parkinson), también destaca mucho su aplicación en la tecnología de imagen ultrasónica, en donde se aplican ideas similares a aquellas aplicaciones de radar.<sup>28</sup>

Los transductores se basan en técnicas de pulso – eco, esta técnica consiste en que a partir de la emisión de un *pulso* ultrasónico al medio que se desea explorar existirá un cambio de densidad en el medio, entonces se produce una señal de *eco*, la cual se propaga de nuevo hacia el transductor. Por lo tanto, el transductor, después de emitir un pulso, recibe una onda compleja que se le conoce como *traza*, que contiene los ecos que se han producido a lo largo de la propagación del pulso ultrasónico.

#### 2.4.2.1 Sensibilidad del transductor

Hay principalmente tres variables del transductor que contribuyen a la sensibilidad del transductor: espectro frecuencial, geometría del haz y rendimiento en la conversión de energía.

El rendimiento en la conversión de energía depende del tipo de material piezoeléctrico utilizado. Este parámetro nos afectará tanto en la emisión como en la recepción; en un transductor de uso clínico, los valores típicos en transmisión y recepción son de un 20%. Así el conjunto emisión recepción, contando un reflector perfecto, nos daría un rendimiento total de un 4%. Debemos tener en cuenta también

que el elemento piezoeléctrico no está totalmente adaptado eléctricamente al emisor y receptor, con lo que habrá unas pérdidas adicionales.

La capa de adaptación debe tener un espesor de  $\lambda/4$  o múltiplo impar de éste, debido a que así conseguimos que la onda incidente y la reflejada se sumen en fase en la interfase transductor – cuerpo.

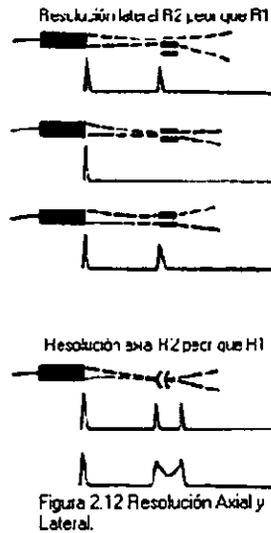
La amortiguación o contramasa es un material situado detrás de la cerámica. Se utiliza para reducir el número de oscilaciones que da la cerámica al ser excitada por un pulso.

Hay una relación amortiguamiento – sensibilidad que debemos tener en cuenta, pues al amortiguar mucho el transductor, reducimos la sensibilidad del mismo.

La estrategia del diseño es usar el menor amortiguamiento el cual todavía nos da una adecuada respuesta al impulso para tener buena sensibilidad y usar capa de adaptación para usar ésta.<sup>27</sup>

#### **2.4.2.2 Resolución**

Entendemos por resolución la capacidad de distinguir entre dos reflectores próximos. Según sea la dirección con respecto al haz ultrasónico distinguiremos entre resolución axial y lateral. Ver figura 2.12.



La *resolución axial* indica la capacidad que tiene un sistema para discriminar los puntos reflectores que están situados en el eje de propagación del haz acústico. Este parámetro depende del ancho de banda del pulso emitido por el transductor, de manera que la generación de pulsos muy cortos contribuye de forma esencial en el aumento de la resolución axial del sistema. Ver figura 2.13.

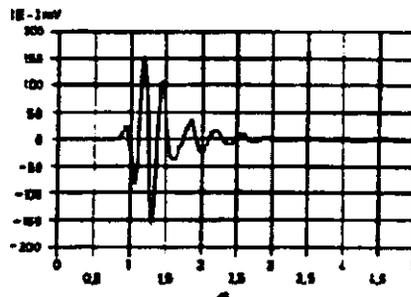


Figura 2.13 Pulso acústico de emisión.

La *resolución lateral* está medida en el plano transversal a la dirección de propagación; para una cerámica circular plana sin enfocar podemos expresarla como

FWHM (focal width at half maximum). Esta resolución se puede mejorar mediante enfoque, aunque esto es a costa de la disminución de la profundidad de la zona focal (DOF- depth of focus). Para equipos avanzados, la resolución lateral es del orden de  $2\lambda$  en la región focal.<sup>28</sup>

### 2.4.3 Principios de Radiación

#### 2.4.3.1 Campos de radiación de los transductores ultrasónicos

Como habíamos mencionado anteriormente, el transductor es un dispositivo muy indispensable en todo sistema ultrasónico. Este, típicamente incorpora su elemento piezoeléctrico. El campo ultrasónico también juega un papel importante en el desarrollo del sistema. Si la naturaleza de este campo es desconocida entonces la tarea de recuperación de la información será más compleja.

Existen muchos factores los cuales pueden influir en el comportamiento del transductor, estos pueden ser material piezoeléctrico, construcción mecánica – eléctrica y condiciones de carga mecánica y eléctrica. De estos, resalta la construcción mecánica con parámetros tales como área de superficie de radiación, amortiguamiento y otros factores físicos. Como ejemplo, se puede considerar un transductor con forma de disco, radiando hacia un fluido, cuya amplitud y fase de vibración es constante sobre su cara frontal. El transductor es conocido como “pistón plano” y esto ha sido el tema de muchas investigaciones. El campo resultante de un fluido depende de algunos factores que son:<sup>29</sup>

- La manera en que el transductor está montado.
- El diámetro del transductor.
- El movimiento de la cara frontal en contacto con el fluido.
- La velocidad del sonido en el medio.

#### 2.4.3.2 Campos de onda continua de los transductores

Los transductores que son excitados con una frecuencia única son frecuentemente referidos en condiciones de excitación bajo ondas continuas. En la

mayoría de los casos prácticos este tipo de excitación es aproximado usando una señal sinusoidal con una alta cantidad de ciclos. Este tipo de excitación es usada en varias aplicaciones tales como en el procesamiento de materiales en alto poder, limpiadores ultrasónicos, detección de hipertermia. En todas estas aplicaciones es importante saber la distribución detallada de la energía ultrasónica a través de los campos de radiación.

Se han realizado demasiados experimentos en donde se trata de aproximar la medición de los campos de radiación ultrasónicos. Los resultados más sobresalientes fueron los elaborados por Sachse y Hsu (1979) en donde trataron de revisar los métodos disponibles que incluían un hidrófono, con lo que hacían mediciones de pulso – eco empleando unos pequeños reflectores e interferometría a láser. Posteriormente Bacon (1982) le añadió a un transductor ultrasónico una pequeña pieza de cerámica piezoeléctrica y le aplicó una excitación transitoria con lo que obtuvo buenos resultados.<sup>30</sup>

### 2.4.3.3 Teoría de un radiador de pistón plano

Varias teorías se aproximan a excitaciones de onda continua utilizando tanto transductores de disco como rectangulares, y de todas estas investigaciones el punto principal es encontrar solución a la integral de Rayleigh que se expresa de la siguiente manera:

$$\phi = \iint_S \frac{e^{-j(ks - \omega t)}}{s} dS$$

donde :

s. es el punto del campo en algún elemento de la superficie del transductor de disco.

$\phi$ . Es la velocidad escalar potencial.

La ecuación anterior representa una integral de superficie, donde la velocidad potencial final evaluado en un punto del campo se eleva a una serie de puntos sobre una superficie radiante, este es un ejemplo del uso del principio de Huygens, donde

cada punto radiante es asumido a contribuir el campo total de una posición dada en el haz ultrasónico.

En una frecuencia única, este contribuye a un término constante y por lo tanto no influencia en variaciones de campo espacial. La presión acústica  $P(x, y)$  en cualquier punto del campo  $(x, z)$  es calculado obteniendo la diferencial de  $\phi$  usando la siguiente ecuación:

$$P = -\rho \, d\phi(x,z)/dt = -j\omega\rho\phi(x,z)$$

donde :

- $\rho$ . densidad
- $\omega$ . frecuencia angular

De la anterior ecuación se observa que las variaciones espaciales en  $\rho$  son equivalentes a la velocidad escalar potencial  $\phi$ .

También es posible evaluar la integral doble de Rayleigh directamente usando integración numérica, la mayoría de los esquemas prácticos reducen la integral doble a una integral sencilla utilizando condiciones de frontera. Esto simplifica los problemas numéricos asociados con expresiones resultantes de evaluaciones. Una investigación elaborada por King (1934) mostró que un método de transformada lleva a una integral simple y esto constituyó un a siguiente investigación teórica presentada por Hutchins (1986). Archer – Hall y Gee (1980) mostraron expresiones integrales simples por tres condiciones diferentes de frontera empleando argumentos geométricos.

A pesar de la complejidad de las integrales es posible obtener soluciones analíticas bajo condiciones de simplificación. Una de estas es el campo axial o pistón plano, donde la amplitud de la vibración del transductor es constante sobre la cara del disco. Bajo tales condiciones, Pierce (1981) dio las magnitudes de las variaciones de  $\phi$  al ser:

$$|\phi(z)| \propto |\sin'(\pi z/\lambda)[(1+(az)^2)-1]^{1/2}|$$

donde :

$a$  es el radio del transductor.

$\lambda$ . Es la longitud de onda en el líquido.

El perfil de la axial resultante exhibe un número de ceros máximos y mínimos, el cual ocurre en posiciones de  $z$  dados por:

$$Z_n = (4a^2 - n^2\lambda^2)/(4n\lambda)$$

donde:

$n$  es un número impar para un máximo y par para un mínimo.

La presión máxima queda lejana de la cara del transductor, tomada como la frontera entre las regiones del campo lejano y campo cercano (las que veremos posteriormente) y es dado cuando le damos a  $n$  el valor de 1, por lo que quedarías de la siguiente forma:

$$Z_1 = (4a^2 - \lambda^2)/(4\lambda)$$

El número total de oscilaciones en la amplitud de la presión dentro de la región de campo cercano incrementa a un rango de  $a/\lambda$ . En la figura 2.13 a) se muestra el campo axial de un pistón asumiendo que  $a = 5\lambda$ . Las oscilaciones del campo cercano son evidentes como máxima (constante de amplitud) y mínima (cero). Las variaciones equivalentes para  $a = 2.5\lambda$  se muestran en la figura 2.13 b). Nótese que el número de oscilaciones en el campo cercano es ahora reducido y que el último axial máximo representando a la frontera del campo cercano se ha cerrado a la cara del transductor.

Estos conceptos e investigaciones mencionadas son indispensables para la

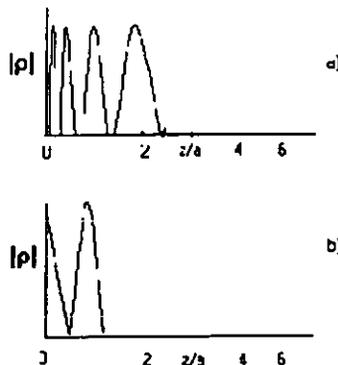


Figura 2.13 a) Campo axial para  $a = 5\lambda$   
b) Campo axial para  $a = 2.5\lambda$

descripción de casos de excitación transitoria de transductores ultrasónicos.<sup>31</sup>

#### 2.4.3.4 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de un transductor viene dado por la distribución de presiones acústicas a una determinada distancia de la superficie radiante. Figura 2.14.

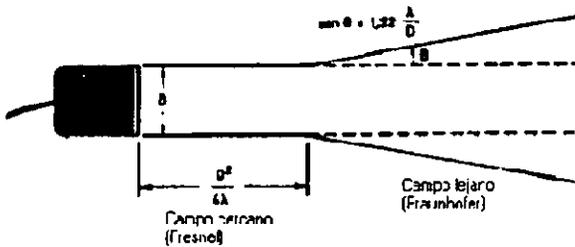


Figura 2.14 Transductor monoelemento. Campos de radiación.

En el diagrama de radiación de un monoelemento circular de diámetro  $D$  se pueden distinguir dos campos: el campo cercano o de Fresnel y el campo lejano o de Fraunhofer. La transición entre las dos regiones está a la distancia  $L_0$  dada por:

Donde:

$$\lambda = c/f$$

$c$  = velocidad del ultrasonido en el medio biológico

Para distancias menores a ésta, el haz queda confinado dentro de un cilindro que, a partir de ahí, se abre al penetrar en la región de Fraunhofer, formando un cono cuyo ángulo generatriz viene dado por:

$$\theta = \text{arc sen } (1,22 \lambda / D)$$

El foco es el punto del eje principal donde tenemos un máximo de presión acústica. Para un transductor no enfocado este punto está situado en la distancia de transición  $L_0$ .

Otro parámetro importante es la zona focal que está formada por el margen de distancias cuya amplitud de la presión acústica es mayor a la mitad (-6dB) de la que se tiene en el foco.<sup>32</sup>

### 2.4.3.5 Transformaciones y operadores de señales ultrasónicas

#### 2.4.3.5.1. Dominios de representación de señales ultrasónicas

Las señales ultrasónicas se adquieren en el dominio temporal y pueden ser fácilmente expresadas en función del tiempo. Pensemos por ejemplo en un pulso ultrasónico (Figura 2.17) que se pueda representar mediante una senoide cuya frecuencia es la frecuencia  $f_0$  de vibración del transductor, modulada por una envolvente  $A(t)$  cuya anchura determina el ancho de banda del pulso:

$$X(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t)$$

Una de las técnicas usadas en el procesamiento digital de señales consiste en transformar la señal desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, permitiendo así representar ciertas propiedades de las señales de forma más clara y compacta. Por ejemplo, se puede observar en que rango de frecuencias se encuentra la energía del pulso, la frecuencia del ruido para deducir su procedencia. A partir del espectro de frecuencia también se pueden reducir otras características del material como la atenuación, velocidad del sonido, etc.

La integral de Fourier permite obtener la representación en el dominio frecuencial de la amplitud y fase de una señal continua a partir de la representación en el dominio temporal y viceversa. Así la transformada directa de Fourier es:

$$X(f) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) * e^{-j2\pi ft} dt$$

y la transformada inversa:

$$X(f) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) * e^{j2\pi ft} df$$

En el área del procesamiento de señal la transformada de Fourier tiene gran importancia para conocer, analizar y resolver los problemas de los diferentes sistemas. La transformada de Fourier permite trasladar la información de una serie o señal temporal al dominio de la frecuencia y viceversa de una manera reversible. La información de la señal a menudo dispersa en el dominio del tiempo se puede concentrar en el de la frecuencia haciendo más fácil su estudio y procesamiento.

Otro aspecto importante de la utilización del dominio de la frecuencia es que muchos de los sistemas y fenómenos en la inspección ultrasónica tienen un comportamiento lineal y por consiguiente pueden ser descritos mediante sus características de respuesta en frecuencia lo cual facilita su estudio y caracterización.

La transformada discreta de Fourier permite transformar una secuencia de datos normalmente obtenida muestreando la señal continua, al dominio discreto de la frecuencia. En este caso, la transformada directa para una secuencia de N puntos  $x(n)$  es:

$$X(n) = \sum_{k=0:N-1} x(k) e^{-2jkn/N} \quad \text{para } 0 \leq n \leq N-1$$

y la transformada inversa:

$$X(n) = (1/N) * \sum_{k=0:N-1} x(k) e^{-2jkn/N} \quad \text{para } 0 \leq n \leq N-1$$

El cálculo de la transformada discreta de Fourier requiere ayuda de la computadora, se puede utilizar software especializado en cálculos de procesamiento digital de señales (recomiendo el Matlab), esto aún para señales relativamente cortas. Por tanto, dada su importancia en el análisis de señales, se han realizado considerables esfuerzos para simplificar su cálculo. Para esto, se creó la Transformada Rápida de Fourier (FFT) presentada por Cooley y Tukey en 1965. Posteriores métodos de algún modo usan las simetrías en las que se basaba este

algoritmo. El Software MATLAB permite el cálculo de la FFT de una señal de 1024 puntos en menos de un milisegundo.

Aunque la FFT es la más usada, no significa que sea la única ni tampoco la que mejor resultados aporta. Existen otros tipos de transformadas además de la de Fourier capaces de manipular una secuencia de datos (transformada Z, del coseno, etc), sin embargo, la FFT suele probarse siempre en un primer análisis.

### 2.4.3.5.2. Otros operadores frecuentes en el procesamiento digital de señales ultrasónicas

#### 2.4.3.5.2.1. Convolución

Uno de los objetivos del procesamiento digital de señales es facilitar la comprensión de la interacción entre las señales con materiales y sistemas involucrados en los ensayos. En el caso de que esta interacción se pudiera modelar para cada componente, permitiría determinar los efectos del sistema sobre la señal aplicando técnicas de análisis de sistemas lineales. Si cada componente (k) del sistema puede modelarse por su respuesta al impulso  $h_k(t)$  (respuesta del componente ante un impulso  $\delta(t)$  a su entrada), la relación más básica del sistema es la convolución.

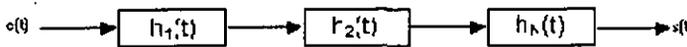


Figura 2.15 Esquema de un sistema formado por N componentes

De esta forma, la salida  $s(t)$  de un sistema compuesto por N componentes se puede representar como:

$$S(t) = e(t) * h_1(t) * h_2(t) * \dots * h_n(t)$$

Donde (\*) indica la operación de la convolución.

La evaluación de la convolución de una señal discreta  $x(n)$  aplicada a un sistema cuya respuesta al impulso es  $h(n)$  de N muestras, está dada por la expresión:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot h(n-k)$$

Si se considera la convolución conjuntamente con la transformada de Fourier, se obtiene que:

$$X(t)*h(t)=F^{-1} [X(f)\cdot H(f)]$$

Donde  $F^{-1}$  indica la transformada inversa y  $X(f)$  y  $H(f)$  representan las transformadas de Fourier de  $x(t)$  y  $h(t)$  respectivamente. Esto significa que la evaluación de la convolución se puede obtener multiplicando término a término los coeficientes de las transformadas discretas de cada función.

#### 2.4.3.5.2.2. Correlación

La correlación cruzada es una operación que se puede realizar sobre dos secuencias, y que permite determinar la periodicidad de una señal, reducir el ruido, estimar el tiempo de retardo, etc. La correlación entre dos secuencias discretas  $x(n)$  y  $z(n)$  está dada por:

$$R_{xz}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot z(n-k) \text{ para } k=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n$$

Una aplicación muy importante de la correlación es la autocorrelación que es la correlación de una señal consigo misma desplazada en el tiempo. La autocorrelación permite determinar la existencia de pulsos ultrasónicos ocultos por ruido, ya que aparecen en forma de picos en el lugar donde estaban los pulsos ultrasónicos.

#### 2.4.3.6. Radiación en régimen de pulso.

En las secciones anteriores vimos la integral de Rayleigh que describe el patrón de radiación de cualquier transductor trabajando en modo continuo en el caso de pulsos, sin embargo es necesario desarrollar otra metodología para describir el

campo de radiación, el régimen de pulsos, para esto, se tomaron las herramientas para describir sistemas lineales, donde se considera el campo de radiación como una convolución de una llamada respuesta al impulso con la excitación eléctrica del mismo. Esta formulación es mucho más ventajosa que un método integral por ser más simple su cálculo.

Considerando la integral de Rayleigh para el caso de una excitación impulsional, la respuesta al impulso caracteriza la extensión de tres dimensiones del campo para la geometría de un transductor. Esta función es de posición relativa entre la apertura y el campo. La fórmula de presión usando la respuesta al impulso es:

$$p(r_1, t) = \frac{p \delta v_n(t)}{\delta t} * h(r_1, t)$$
$$p(r_1, t) = p v_n(t) * \frac{\delta h(r_1, t)}{\delta t}$$

donde \* denota la convolución en el tiempo. La integral de la respuesta al impulso viene dada por :

$$h(r_1, t) = \int_S \frac{\delta(t - \frac{|r_1 - r_2|}{c})}{2\pi|r_1, r_2|} dS$$

donde  $\delta$  es la función delta de Dirac.

Asumiendo ahora como la velocidad de la superficie es uniforme sobre la apertura haciéndolo independiente de  $r_2$ , entonces tenemos.<sup>33</sup>

$$h(r_1, t) = V_n(t) * \int_S \frac{\delta(t - \frac{|r_1 - r_2|}{c})}{2\pi|r_1, r_2|} dS$$

## REFERENCIAS

---

- <sup>1</sup> FRY, F.J. **Ultrasound: its applications in medicine and biology.** Capítulo 1. Ed. Elsevier (1978).
- <sup>2</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 2, p.7.
- <sup>3</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 2, p.8.
- <sup>4</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis.** Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 1, p.5.
- <sup>5</sup> FRY, F.J. **Ultrasound: its applications in medicine and biology.** Capítulo 5. Ed. Elsevier (1978).
- <sup>6</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 2, p.10.
- <sup>7</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis.** Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 1, p.6.
- <sup>8</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 2, p.11.
- <sup>9</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis.** Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 1, p.10.
- <sup>10</sup> FRY, F.J. **Ultrasound: its applications in medicine and biology.** Capítulo 5. Ed. Elsevier (1978).
- <sup>11</sup> FRY, F.J. **Biological of ultrasound. A review** Proceedings of IEEE vol 67. pp.60.
- <sup>12</sup> GARCIA H., Miguel **Introducción a la Bioingeniería** Ed. Marcombo (1985) p.171.
- <sup>13</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 3, pp.21 – 22.
- <sup>14</sup> GARCIA H., Miguel **Introducción a la Bioingeniería** Ed. Marcombo (1985) pp.171 – 172.
- <sup>15</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 3, pp.21 – 22.
- <sup>16</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis.** Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 1, p.11.

- <sup>17</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 3, p. 22.
- <sup>18</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis**. Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 1, pp.10 – 15.
- <sup>19</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 4, p. 27.
- <sup>20</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 4, pp. 27 - 29.
- <sup>21</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 4, pp. 28 - 29.
- <sup>22</sup> PRESTON, Roy. **Output measurements for Medical Ultrasound**. Spring – Verlag, Teddington, (1991). Capítulo 2. pp. 27 – 28.
- <sup>23</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis**. Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 2, pp.30 – 33.
- <sup>24</sup> HUNT J.W. **Ultrasound transducers for pulse–echo medical imaging**. IEEE(1983) Vol. 30, pp. 453 – 481.
- <sup>25</sup> VON, Ramm. **Beam Steering with linear arrays**. IEEE (1983) Vol. 30, pp. 438 – 452.
- <sup>26</sup> GARCIA H., Miguel **Introducción a la Bioingeniería** Ed. Marcombo (1985) p.173.
- <sup>27</sup> KRAUTKRÄMER J. **Ultrasonic Testing of Materials** Spring – Verlag Berlin Heidelberg.(1983). Capítulo 7, pp 132 – 142.
- <sup>28</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 5, pp. 51 - 68.
- <sup>29</sup> PIERCE, Allan D. **Ultrasonic Measurement Methods**. Academic Press, Physical Acoustics, Volume XIX. Capítulo1, pp. 1 – 3.
- <sup>30</sup> HUTCHINS, D.A. **Radiated Fields of Ultrasonic Transducers**. Academic Press, Physical Acoustics, Volume XIX. Capítulo1, pp. 2.
- <sup>31</sup> PIERCE, Allan D. **Ultrasonic Measurement Methods**. Academic Press, Physical Acoustics, Volume XIX. Capítulo1, pp. 5 - 11.
- <sup>32</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 5, pp. 27 - 49.
- <sup>33</sup> PIERCE, Allan D. **Ultrasonic Measurement Methods**. Academic Press, Physical Acoustics, Volume XIX. Capítulo1, pp. 11 - 72.

CAPÍTULO

III

“ENFOQUE ELECTRÓNICO”

### 3. ENFOQUE ELECTRÓNICO

#### 3.1. Técnicas de pulso – eco

##### 3.1.1. Principios básicos

Los sistemas de imagen acústica tienen varias aplicaciones, principalmente en la inspección de medios opacos. Por ejemplo, se pueden citar algunos, tales como la ecografía médica, los ensayos no destructivos para el control de calidad de la industria, los sistemas de sonar en aplicaciones marinas, mapeo desde entornos para navegación de móviles autónomos en robótica, etc. Aparentemente son aplicaciones independientes unas de otras pero tienen una característica en común que es la obtención de imágenes mediante ultrasonido.<sup>1</sup>

En la tecnología de la imagen ultrasónica se aplican ideas similares a aquellas previamente desarrolladas para aplicaciones de radar, concretamente ambas se basan en las técnicas de pulso – eco.<sup>2</sup>

Las técnicas de pulso – eco se basan en lo siguiente: mediante un transductor se emite un pulso ultrasónico que se propaga a lo largo del medio que se desea explorar. Ante un cambio de densidad en el medio (por ejemplo puede encontrarse una falla en un material que se intenta inspeccionar) se produce una señal de eco, la cual se propaga de nuevo hacia al transductor. Por tanto, el transductor, después de emitir un pulso, recibe una onda compleja que se denomina traza, que contiene los ecos que se han producido a lo largo de la propagación del pulso ultrasónico. La distancia  $z$  a la que se encuentra un punto reflector se obtiene midiendo el tiempo que tarda en recibirse el eco, de manera que:

$$Z = c \cdot t/2$$

Donde:

- c. Es la velocidad del sonido en el medio de propagación
- t. El tiempo de ida – vuelta de transmisión del sonido.<sup>3</sup>

En cambio, subsisten algunas diferencias entre ambos tipos de aplicación, que hacen de la ecografía acústica un campo diferenciado. Estas diferencias se refieren al ancho de banda de los pulsos emitidos y al tamaño de la apertura relativo a la longitud de onda de los pulsos. En efecto, mientras que en radar se emiten trenes de pulsos muy largos, en cambio, las exigencias de resolución axial en aplicaciones

ultrasónicas obliga a emitir pulsos muy cortos, de forma que éstos no contengan más de tres o cuatro ciclos, con lo cual se complica el tratamiento. La segunda diferencia entre ambas aplicaciones viene impuesta por las exigencias en cuanto a la resolución lateral. En este sentido, mientras que el radar opera en distancias de campo lejano en relación a la apertura, la inspección mediante ultrasonidos se realiza a distancias dentro del campo cercano. Ello supone que en radar se puede controlar el haz únicamente para producirle un giro, en cambio en ecografía acústica se permite aplicar tratamientos más complejos que combinan deflexión y focalización, optimizando así la resolución lateral del sistema.<sup>4</sup>

Las técnicas de exploración ultrasónicas más sencillas usan un solo elemento transductor, en el cual puede estar tallado en la forma de una lente con objeto de mejorar la resolución lateral de la imagen. Una forma de operación más frecuente consiste en añadir una lente acústica a la cara emisora plana del transductor.<sup>5</sup>

El sistema opera emitiendo un pulso y recibiendo el eco, lo que permite obtener la representación de una línea en profundidad. Si se desplaza secuencialmente la apertura en base a pequeños movimientos iguales se puede obtener la imagen de un plano. De esta forma, cuando el movimiento del transductor es angular (barrido sectorial), se obtienen imágenes con el formato de un sector circular. En cambio, si se mueve el transductor en sentido lateral (barrido lineal), se obtienen imágenes con un formato rectangular.<sup>6</sup>

Una característica común de los sistemas mono-elemento es que, debido al tiempo invertido en aplicar movimiento al transductor, se retarda el tiempo para obtener una imagen. Este tiempo determina la frecuencia de trama, o número de imágenes recogidas en un segundo, la cual ha de mantenerse principalmente para representar objetos en movimiento. Además, estos sistemas tienen otros inconvenientes: por un lado son poco flexibles, haciendo prácticamente necesario un diseño específico para cada aplicación. Por otro lado, operando con lentes de foco fijo, se obtiene buena resolución lateral solamente en una banda de profundidad relativamente estrecha.

Estas limitaciones, presentes en los sistemas con un único elemento, pueden ser resueltas si se usan transductores multi-elemento comúnmente llamados arreglos de transductores. Un arreglo consiste de una serie de pequeños transductores colocados según una disposición geométrica determinada, y cuya excitación se

realiza de forma independiente. Con los arreglos se pueden simular lentes acústicas de distintos perfiles sin más que intercalar líneas de retardo en sus elementos, con lo cual se logra que los pulsos emitidos por cada elemento del arreglo lleguen simultáneamente al punto de foco: En recepción existen líneas de retardo analógicas programables capaces de controlar la focalización en tiempo real. Una opción interesante es la focalización dinámica en recepción, mediante la cual se varía la distancia del foco de la lente conforme avanza el frente acústico.<sup>7</sup>

Una de las características más notables de los sistemas basados en arreglos es su flexibilidad. Mediante el control electrónico de las líneas de retardo se puede variar la forma de la lente, posibilitando así su aplicación a diversos experimentos en condiciones óptimas de resolución. En este sentido, conviene facilitar al usuario una programación sencilla de las lentes a simular en cada experimento. Una ventaja adicional de los sistemas basados en arreglos es que hace innecesario el movimiento mecánico para realizar los barridos con lo cual se permite incrementar de forma importante la frecuencia de trama. En efecto, mediante control electrónico se puede desviar el haz acústico, y realizar de esta forma barridos de tipo sectorial o lineal. Aunque los sistemas basados en arreglos con barrido lineal permiten obtener imágenes de mejores características, en cambio, los de barrido sectorial son más usados que los anteriores debido a su menor precio y más reducido volumen.<sup>8</sup>

Las técnicas de imagen basadas en transductores multielemento presentan una evolución en paralelo al progreso de la electrónica que controla las líneas de retardo, alcanzándose cotas de precisión y resolución cada vez mayores. Contribuyen de forma especial a estos avances los circuitos de tratamiento de señales de alta frecuencia y las arquitecturas paralelas. Ahora bien, como contraste con estas ideas se puede decir que la mayoría de los sistemas de imagen existentes hoy en día usan un único elemento como transductor. Este hecho resulta explicable para aquellas aplicaciones en las que el tiempo no es un factor importante, pero no es tan justificable en otros casos de ecografía médica en los cuales aún se usan sistemas monoelemento. Las razones de estos hechos pueden encontrarse en alto precio de los sistemas, los cuales contienen un gran volumen de electrónica de altas prestaciones diseñada específicamente para la aplicación ecográfica. En este aspecto económico, el motivo principal de la tecnología multi-elemento se encuentre muy raramente en aplicaciones industriales, con lo cual no se aprovechan ciertas ventajas que aportan a los ensayos no destructivos aspectos tales como la deflexión del haz o la focalización a distintas profundidades. Los sistemas multi-elemento si se

aplican cada vez con más frecuencia, en cambio, en el campo de la medicina, donde se ha llegado a realizar tomografía a ciertos órganos en tres dimensiones.<sup>9</sup>

El avance actual de la tecnología electrónica (analógica y digital) permite plantear el diseño de sistemas con el mismo nivel de prestaciones que los existentes en el mercado, pero a un precio mucho más reducido. A la consecución de este objetivo contribuye que los circuitos analógicos y digitales tienen cada día mayor nivel de integración y mejores prestaciones, con lo que se reduce el volumen de la electrónica implicada en el sistema de imagen acústica. Ello hace posible que los módulos que constituyen un sistema de imagen como por ejemplo los módulos de recepción y de emisión, etc. puedan ser incluidos en tarjetas únicas e independientes.

Por otro lado, la popularidad adquirida por las computadoras personales PCs y los progresivos avances en cuanto a capacidad y velocidad de tratamiento que estos incorporan en su tecnología, permiten pensar en PCs como soportes para sistemas de imagen acústica.

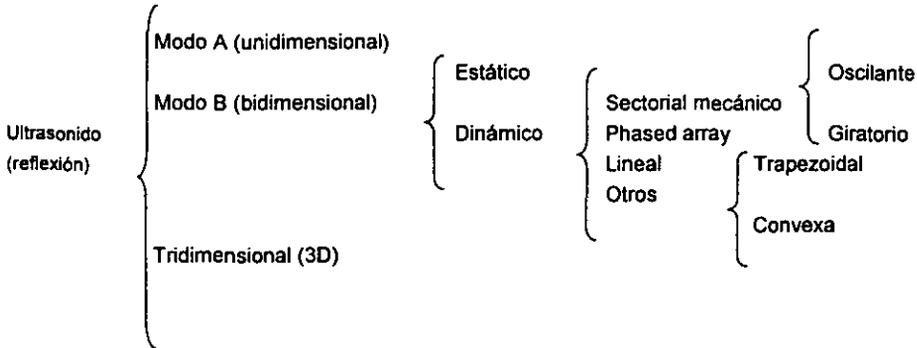
De este modo se podría disponer de sistemas muy flexibles, fácilmente programables, incorporando características adicionales, tales como discos, teclado, control de imágenes, etc. a muy bajo precio en relación con los sistemas existentes. Un sistema de imagen que use un arreglo de transductores se puede dividir en las siguientes funcionalidades o módulos:

- a) Unidad de programación y control de retardos en emisión
- b) Unidad de control de retardos de focalización en recepción
- c) Unidad para la generación de imágenes

Estos módulos pueden ser soportados en tarjetas compatibles con el bus de datos de la PC y, con el objeto de incrementar la capacidad de tratamiento, ser controlados por procesadores independientes trabajando en paralelo.<sup>10</sup>

### 3.2. Modos del ultrasonido

Los ecos producidos por la interacción entre la onda ultrasónica emitida por el emisor y el medio son recibidos por el receptor; la amplitud de estos ecos e instante en que se reciben son traducidos a imágenes sobre la pantalla de presentación<sup>11</sup>, de acuerdo con alguno de los modos que a continuación se describen:



En el caso de que el emisor y receptor sean el mismo, o bien que recojan los ecos devueltos por las interfases del medio biológico, tendríamos pulso – eco.

Las distintas presentaciones en pantalla de las imágenes ultrasónicas se denominan modos.

En el Modo A se presenta la amplitud de los ecos en ordenadas y en función del tiempo de abscisas. Esta presentación dificulta la obtención de información morfológica de los tejidos explorados.

En el Modo M se presentan los ecos de un haz de ultrasonidos variando la intensidad del brillo (nivel de gris) según la amplitud de las reflexiones. La distancia, extraída del retardo con el que llegan los distintos ecos, se presenta en ordenadas, mientras que la evolución temporal de la morfología examinada aparece en abscisas.

Otro modo es el Modo B (Brillo). En este método la amplitud es convertida a niveles de gris análogamente al Modo M, y el transductor realiza el barrido de un área. El doctor ve así un corte del cuerpo explorado, que corresponde a la sección definida por el plano en que se realiza la deflexión del haz ultrasónico.

En este modo, según la tecnología usada para realizar el barrido, tenemos distintos tipos: los estáticos, los sectoriales y los lineales. En todos ellos, las direcciones de exploración en que se emite y recibe el haz de ultrasonidos son coplanares.

En el Modo B estático se realiza el barrido manualmente, llevando el transductor un brazo articulado de unión con el equipo que codifica la posición. No es una presentación en tiempo real, con lo que no pueden seguirse estructuras dinámicas como el músculo cardíaco, pero es un método válido para estructuras como las abdominales.

En el Modo B en tiempo real, existen diversos formatos de presentación de la imagen ultrasónica, y que tienen relación con la geometría usada por el transductor para explorar un área. Uno de ellos es el sectorial; se presenta aquí una imagen en forma de abanico, utilizándose especialmente en órganos o en partes donde el acceso a tejidos que queremos explorar se hace a través de un espacio reducido.<sup>12</sup>

Según como se realice el barrido se hará sectorial o phased array.

En el barrido mecánico, el elemento activo es posicionado por algún tipo de actuador electromecánico. Suelen tener sectores de 45 a 110 grados (normalmente 90 grados) y velocidades de barrido de 15 a 20 imágenes por segundo.

En los phased array el barrido se realiza electrónicamente sin que haya ningún movimiento mecánico de los cristales del transductor. Suelen dar sectores de 90 grados y hasta 25 imágenes por segundo.

El Modo B lineal utiliza un transductor en el que las diversas cerámicas están dispuestas en línea recta dando una imagen rectangular cuyas dimensiones corresponden a la anchura del transductor y la profundidad de exploración.

Otro modo de presentación es el de las sondas trapezoidales que intentan ampliar el campo de visualización sin ampliar la ventana acústica. Intentan mezclar las técnicas de phased array con las de arreglos lineales.

La imagen de la sonda convexa es análoga a la anterior pero corresponde a un transductor en el que el arreglo se curva para formar un sector con un arreglo lineal. Otra vez se intenta reducir la ventana acústica.

En el Modo 3D se explora simultáneamente todo el volumen de interés de presentación; con estos equipos existe una notable mejora en las medidas que ahora son realizadas en un plano, además de la posibilidad de seguir estructuras o reconocerlas para ayudas al diagnóstico médico.<sup>13</sup>

### 3.3 Lentes Acústicas

Las lentes acústicas modifican el perfil del haz ultrasónico con el objeto de mejorar la calidad de las imágenes, especialmente la resolución lateral, uniformidad de las señales, etc.

Una lente acústica se puede obtener de dos maneras que producen resultados equivalentes:

- a) tallando el perfil de la cara emisora de un transductor
- b) pegando a la cara emisora una capa con forma lenticular.

La última técnica es la más usada porque no modifica el transductor.

Existen numerosos perfiles de lentes, pero entre ellos destacaremos los tipos más usados: la lente esférica convergente y la lente cónica.

#### 3.3.1 Lente esférica convergente

Una lente esférica convergente produce un haz que se concentra en un punto F llamado foco acústico. En este caso, el campo acústico está prácticamente contenido entre las dos líneas que unen los extremos de la apertura con el foco. La amplitud de las señales ultrasónicas en el foco se multiplica por un factor que puede oscilar entre 2 y 4. La anchura A del haz acústico en el foco esta dada por la expresión:

$$A=2\lambda Z_f/D$$

El principal problema de la focalización esférica es que se mantiene sus buenas características en una zona muy pequeña del eje Z de propagación, por delante y por detrás del foco. La longitud de esta zona se llama profundidad de foco PF y se estima que es:

$$PF=4\lambda (Z_F/D)^2$$

### 3.3.2. Lentes cónicas

Este tipo de lentes generan un haz acústico que se ajusta bien a la línea de propagación del haz, es decir, sirven para focalizar a lo largo de una línea. La resolución lateral es equivalente a la de las lentes esféricas, pero el perfil lateral es de peor calidad, con lóbulos laterales importantes. La profundidad de foco viene dada por:

$$PF=D/(2 \operatorname{sen}\alpha \operatorname{cos}\alpha)$$

Siendo  $\alpha$  el ángulo que forma la cara de la lente con la cara plana del transductor. Para valores muy bajos de  $\alpha$ , la lente produce un campo que se propaga de forma coherente a los largo de una distancia:

$$PF= D/2\alpha \text{ (para } D=20\text{mm, } \alpha=5^\circ, PF=110 \text{ mm)}$$

### 3.4 Transductores de tipo arreglo

Los transductores de tipo arreglo se les denomina a aquellos que están formados por varios cristales o cerámicas piezoeléctricas. A este tipo de transductores suelen llamarse *array* (arreglos), entre los que se distinguen son:

- los lineales
- los phased array
- los arreglos circulares

Estos transductores permiten simular lentes acústicas electrónicamente. Para ello se introducen líneas de retardo para cada transductor del arreglo, con lo que se modifica a voluntad la dirección y la forma del haz acústico tanto en emisión como en

recepción. Un arreglo lineal permite focalizar en cualquier punto de un plano perpendicular a la apertura, y un arreglo bidimensional permite hacerlo en puntos de un espacio de tres dimensiones. Además de modificar el foco a voluntad, la tecnología de los arreglos permite realizar los barridos automáticamente variando las líneas de retardo con lo que se hace innecesario el movimiento de barrido, en cambio, el control de arreglos tiene el inconveniente de que se requiere una tecnología marcadamente más compleja que con transductores sencillos.

Las técnicas de arreglos son muy utilizadas en aplicaciones de diagnóstico médico. Las figuras 3.1 y 3.2 muestran algunas de las geometrías de arreglo más usuales en medicina.<sup>14</sup>

El arreglo lineal se usa normalmente para obtener la imagen en clase B de un plano perpendicular a la apertura que corta a los elementos por su centro. La apertura suele estar formada por decenas de elementos, cuya anchura no supera una longitud de onda. En los arreglos lineales los múltiples elementos están dispuestos de forma contigua a lo largo de una sola dirección. En esta agrupación se activan los elementos secuencialmente para producir líneas de imagen. Ver figura 3.1

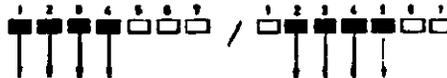


Figura 3.1 Mecanismo de desplazamiento del haz ultrasónico.

En los phased arrays o arreglo multifásico todos los elementos del arreglo son utilizados simultáneamente para producir cada línea de la imagen ultrasónica, mediante fases entre las excitaciones de los diversos elementos, comercialmente hablando, se presentan transductores de 32 a 64 elementos. La deflexión electrónica se realiza mediante *retardos programados* en la secuencia de emisión; así para desviar el haz un ángulo  $\theta$ , cada elemento debe retardarse  $\tau_n$  con respecto al elemento central.

$$\tau_n = n \cdot \frac{d}{c} \cdot \text{sen}\theta + t_0$$

donde:

- d = separación entre elementos
- c = velocidad del sonido
- n = 0, ±1, ±2,...
- $\tau$  = tiempo incluido para evitar resultados negativos

Ver figura 3.2

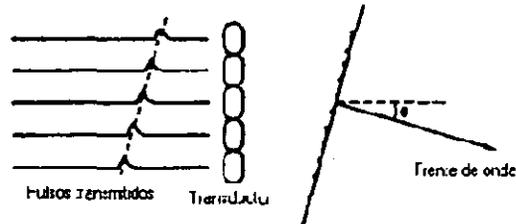


Figura 3.2 Phased array. Deflexión del haz.

El arreglo bidimensional, compuesto por elementos cuadrados, permite realizar barridos 3D. Debido al pequeño tamaño de los elementos su número puede crecer hasta el orden de miles de ellos, por lo que requieren un alto grado de paralelismo en los circuitos electrónicos de control. Un aspecto importante de investigación hoy en día es reducir los elementos activos sin deteriorar excesivamente la imagen.

El arreglo circular permite realizar la focalización esférica adaptando el foco para cada profundidad. Es el más sencillo, pero exige el desplazamiento mecánico del transductor. Estos arreglos tienen sus elementos dispuestos en forma de anillos concéntricos, concebidos especialmente para focalización dinámica, mientras que la deflexión se realiza mecánicamente. La focalización dinámica mejora la resolución lateral en todas las profundidades, con lo que se obtienen imágenes de gran calidad.

El arreglo sectorial permite también imágenes 3D aún manteniendo un número de elementos reducido.

Para un arreglo de dimensión D tenemos que su resolución viene dada aproximadamente por:

$$R_0 \approx L_0 * \text{arc sen } (\lambda/D)$$

donde :

$$L_0 = D^2/4\lambda$$

La resolución lateral en elevación del arreglo está definida en el plano perpendicular al de barrido. Para mejorarla se utilizan lentes mecánicas situadas delante de las cerámicas.

El uso de arreglos tiene claras ventajas a la hora de generar imágenes ultrasónicas, ya que permiten al mismo tiempo incrementar la resolución lateral de las imágenes, mejorar la relación señal ruido, y realizar el barrido por métodos electrónicos sin necesidad de movimientos mecánicos.

Debido a la alta velocidad requerida en aplicaciones de ecografía médica es muy poco frecuente realizar un procesamiento digital de señales adquiridas antes de la generación de las imágenes 2D. Usando procedimientos analógicos y técnicas de focalización cónica en emisión y dinámica esférica (o cilíndrica) en recepción, y técnicas de compensación de la atenuación, se obtienen imágenes de buena calidad, cuyas limitaciones están determinadas por los transductores: tamaño de la apertura y de los elementos, frecuencia emitida, ancho de banda de los pulsos, etc.

En la inspección de tejidos (o materiales) altamente dispersos se producen desviaciones en la velocidad de propagación de las ondas ultrasónicas, y en consecuencia, desplazamientos de fase que empeoran la resolución lateral de las imágenes (aberraciones de fases). Estos desplazamientos son especialmente importantes cuando se utilizan frecuencias por encima de 5MHz. Los métodos para corregir las aberraciones están normalmente basados en el principio de redundancia de las señales ultrasónicas. Su aplicación consiste en "localizar" el eco producido por un reflector conocido (por ejemplo un plano paralelo del arreglo) midiendo las desviaciones para cada elemento, y usar estas desviaciones para corregir los retardos de las lentes. Para medir las desviaciones de fase se pueden usar técnicas de correlación.

El "time reversal" es un método que ha sido aplicado en medicina para corregir automáticamente las aberraciones. Consiste en generar los pulsos de excitación a

partir de las señales recibidas por cada elemento después de emitir una onda plana, procediendo de la siguiente manera:

- Digitalizar y almacenar las ondas completas recibidas (RF) por cada elemento después de enviar una onda plana.
- Se produce la señal de excitación pasando la serie de invertida a través de un conversor D/A y amplificadores de potencia para cada transductor.

En aplicaciones médicas de arreglos es muy normal usar técnicas de procesamiento de imagen que operan directamente sobre las imágenes 2D adquiridas para reducir el ruido coherente (speckle), o para aumentar contraste, realizar bordes, etc. Componiendo distintos cortes se pueden generar también imágenes 3D del medio de interés.

### 3.4.1 Focalización

La focalización tiene por objeto mejorar la resolución lateral del transductor. Ver figura 3.3

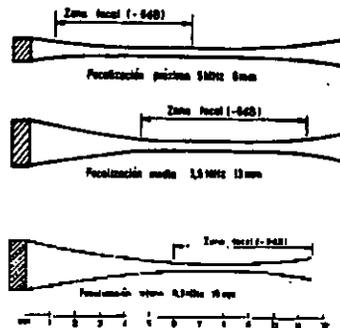


Figura 3.3 Transductores focalizados con distinta distancia y zona focal, en función de su diámetro y frecuencia.

Para monoelementos se usan lentes mecánicas (enfoque externo) que siguen las leyes de la óptica y por tanto se caracterizan por su índice de refracción. La

distancia focal  $F$  debe ser siempre menor a la distancia de transición  $L_0$ . Los materiales con que se fabrican las lentes deben tener impedancia próxima al medio y baja atenuación. Un problema tecnológico importante es la construcción de estas lentes, pegándolas sobre el elemento, o bien, mecanizando un material del tipo resina epóxica depositado encima.

Otro método de enfocar es mediante el uso de cerámicas curvas. Ver figura 3.4

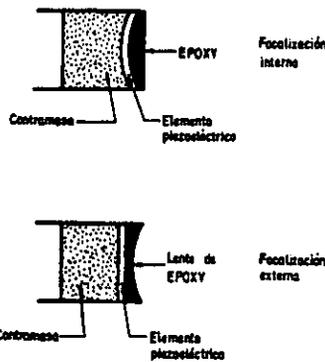


Figura 3.4 Transductores monoelemento con focalizaciones externa e interna.

Los arreglos en fase pueden enfocar electrónicamente en emisión con una deflexión  $\theta$  a una distancia  $F$  tomando retardos para cada elemento dados por la figura 3.6.

Este enfoque es fijo una vez determinada esta distancia  $F$ .

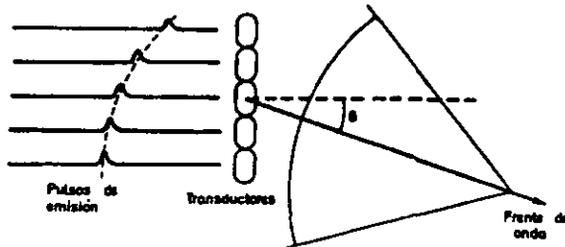
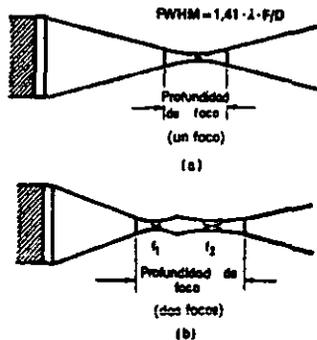


Figura 3.6 Deflexión y focalización en un phased array

Dado que esta misma operación puede realizarse en recepción, allí podemos adaptar el enfoque del transductor, incluso variándolo a medida que se van recibiendo los ecos más lejanos. Este proceso se denomina enfoque dinámico. Ver figura 3.7.



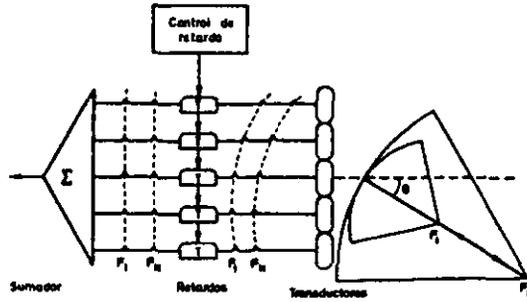


Figura 3.7 Phased array en focalización dinámica (c)

Otra técnica es la de apertura variable, que consiste en utilizar para el campo cercano a la sonda un número de elementos menor en recepción que los usados en emisión, con lo que mejoramos la resolución axial para las profundidades menores, manteniendo el diagrama para las mayores.<sup>15</sup>

### 3.5. Enfoque

A fin de conseguir un haz ultrasónico más estrecho que el realizado por un transductor plano, se utiliza el enfoque. Para conseguir esto es necesario formar frentes de onda en una forma cóncava de tal forma que puedan converger hacia un foco como se muestra en la (figura 3.8).<sup>16</sup>

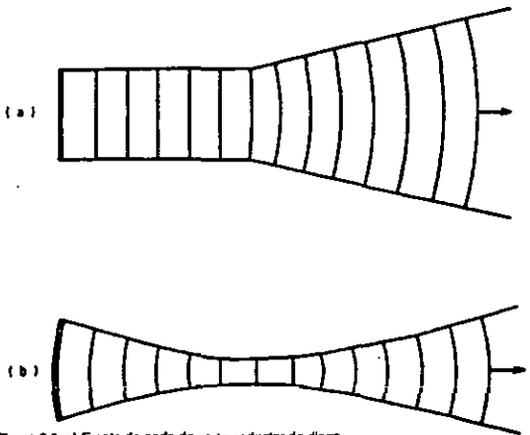


Figura 3.8 a) Frente de onda de un transductor de disco plano, b) Frente de onda de un transductor de forma ovalada.

Los frentes de onda convergen entre el transductor y la zona focal de forma plana dentro de la zona focal y convexo hacia el foco. Como se ilustra, un método de enfoque es formar el transductor dentro de una parte de la superficie de una esfera. El grado de enfoque depende del radio de la curvatura del transductor (Figura 3.9).

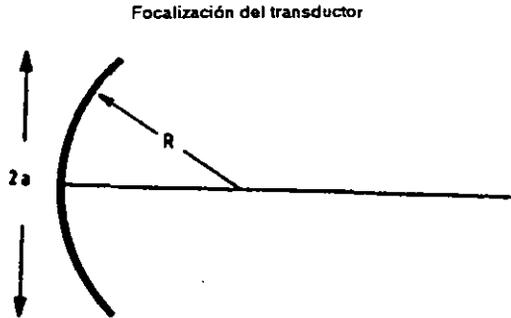


Figura 3.9 El radio  $a$  y el radio de la curvatura  $R$  se utilizan para el cálculo del ángulo de enfoque.

Los rangos de la distancia máxima al radio de la curvatura para enfoque débil, medio y fuerte se muestran en la (Figura 3.10) y son los siguientes:

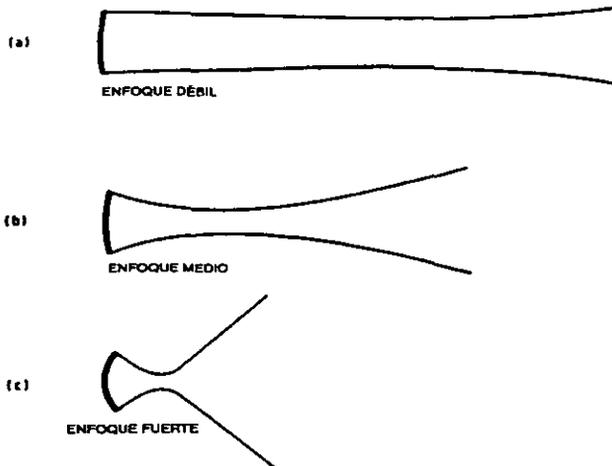


Figura 3.10 El grado de focalización es determinado por el radio de la longitud del campo cercano ( $Z_m$ ) al radio de la curva ( $R$ ).

Enfoque débil =  $2 \geq Z_m/R \geq 0$

Enfoque Medio =  $2\pi \geq Z_m/R \geq 2$

Enfoque Fuerte =  $Z_m/R > 2\pi$

Es notorio que es únicamente posible obtener un haz ultrasónico funcional y mas estrecho en el campo cercano ya en zona donde comienza el campo lejano.<sup>17</sup>

### 3.6. Enfoque en Transmisión

Para poder llevar a cabo el enfoque en transmisión (Figura 3.11) es necesario emplear líneas de retardos que son aplicados al pulso de excitación para cada elemento del arreglo de transductores. Al aplicársele un retardo al impulso de excitación en la etapa previa del impulso, entonces éste al retardarse, también retardará al resto del sistema que espera la señal de excitación.<sup>18</sup>

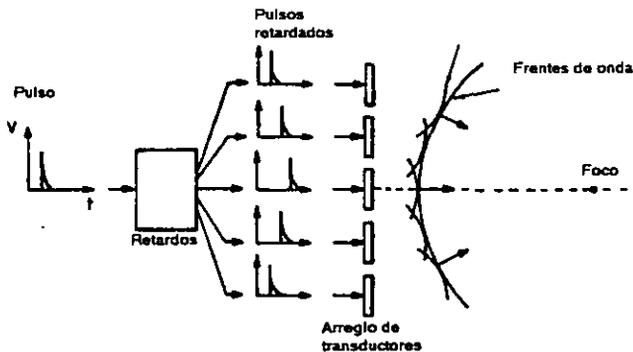


Figura 3.11 Enfoque en transmisión

Para conseguir el enfoque durante la transmisión de una señal de excitación, es necesario introducir señales que retarden los pulsos de excitación, estos retardos se aplican a cada elemento del arreglo del transductor. Si el sistema de enfoque y los retardos se arreglan como en la figura 3.11, entonces tendremos un gran retardo en la aplicación del pulso, y en consecuencia en su transmisión desde el elemento central del arreglo de transductores.<sup>19</sup>

### 3.7. Enfoque en recepción

Para llevar a cabo este tipo de enfoque las salidas de cada transductor se retrasan y después se suman. También aquí existe un enfoque donde halla tránsito de pulso – eco.

Como en la transmisión, el enfoque en recepción requiere de un gran retardo en el transductor central de tal forma que los transductores externos y el foco incrementen su diferencia de retardos.<sup>20</sup>

En este proyecto la señal del tren de pulsos es generada desde la PC y se le conoce como SHOOT.

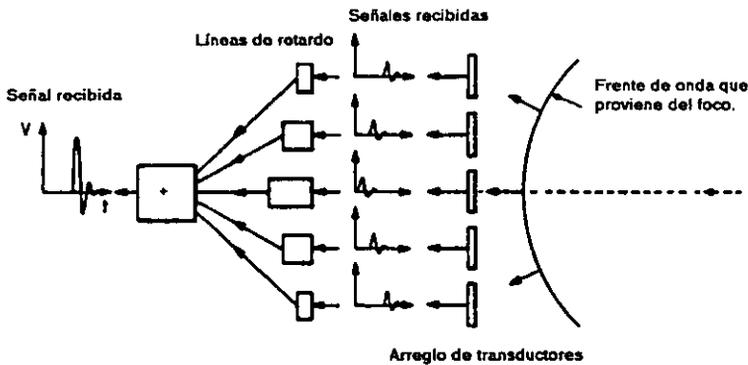


Figura 3.12 Enfoque en recepción

Notese que el transductor está axialmente simétrico y el mismo grado de enfoque es obtenido a través del diámetro de cualquier haz ultrasónico en una distancia particular desde el transductor.<sup>21</sup>

### 3.8. Circuitos para enfoque electrónico

#### 3.8.1. Enfoque en transmisión

Como es de nuestro conocimiento, la propuesta que planteamos en este proyecto es el de enfoque en transmisión utilizando un fuerte módulo de retardos, razón por la cual es importante que veamos la construcción de un circuito para el enfoque en transmisión.

Cada transductor tiene su propio pulso de alto voltaje desde el generador de pulsos, aunque la operación de los retardos es con bajo voltaje.

El circuito requerido para cada haz receptor de enfoque se muestra en la siguiente figura.<sup>22</sup>

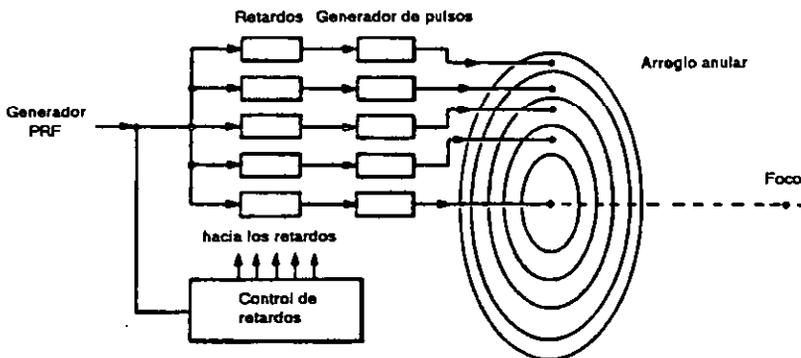


Figura 3.13 Circuito de enfoque electrónico en transmisión

#### 3.8.2. Enfoque en recepción

El circuito requerido para enfoque en recepción se muestra en la siguiente figura, donde preamplificadores son usados para levantar el nivel de la señal para cada transductor antes de que sea pasado al retardador para evitar caer en un punto donde puede tomar una trayectoria con ruido.<sup>23</sup>

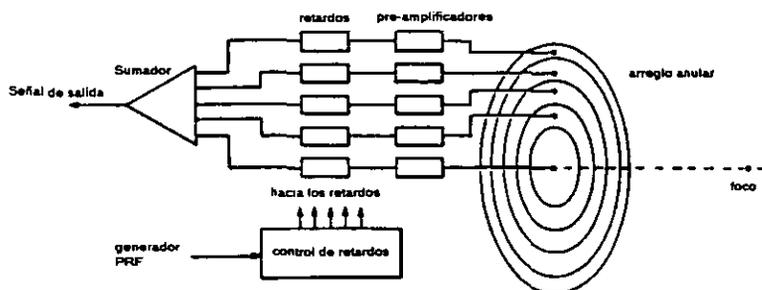


Figura 3 14 Circuito para enfoque en recepción

### 3.9. Enfoque en zona múltiple

Durante el proceso de enfoque en transmisión los haces ultrasónicos transmitidos pueden ser enfocados a diferentes profundidades al hacer cambios con los retardos. Todos los haces generados por los transductores pueden ser usados en un modo de operación llamado enfoque en zona múltiple. Por ejemplo, en la siguiente figura se pueden ver las formas de los haces con las marcas del 1 al 4. En este modo, bajo cualquier orientación que lleve el haz, el instrumento ultrasónico usa el enfoque 1 y despliega ecos retornados de la zona focal de este haz ultrasónico.

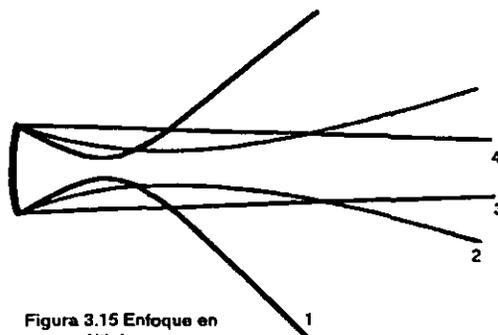


Figura 3.15 Enfoque en zona múltiple.

Posteriormente opera en el enfoque 2 y despliega su eco desde su zona focal y lo mismo para los haces 3 y 4. La forma de haz equivalente es mostrado en una línea punteada. Puede notarse que el enfoque se realiza antes de generarse el siguiente pulso, de lo contrario tendríamos una falta de información de algunos enfoques.

### **3.10. Enfoque dinámico**

El enfoque dinámico se puede desarrollar durante el enfoque en recepción, este tipo de enfoque consiste en que una vez los transductores activarán una línea de retardo para enfocar cerca del transductor; después, se cambia a otra línea de retardo y se reciben los ecos correspondientes a la segunda zona, etc. <sup>24</sup>

## REFERENCIAS

- <sup>1</sup> CASTRO, Marcos. **Sistema Programable para la generación electrónica de lentes acústicas.** Capítulo 1, p.2, Trabajo de fin de maestría, Madrid España. (1992)
- <sup>2</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis.** Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 4, p.77.
- <sup>3</sup> CASTRO, Marcos. **Sistema Programable para la generación electrónica de lentes acústicas.** Capítulo 2, p.12, Trabajo de fin de maestría, Madrid España. (1992)
- <sup>4</sup> KRAUTKRAMER J. **Ultrasonic Testing of Materials.** Tercera Edición, Ed. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1983. Parte B, Capítulo 10, pp.193 – 196.
- <sup>5</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 4, pp.41 – 49.
- <sup>6</sup> CASTRO, Marcos. **Sistema Programable para la generación electrónica de lentes acústicas.** Capítulo 1, p.4, Trabajo de fin de maestría, Madrid España. (1992).
- <sup>7</sup> HUNT J.W. **Ultrasound transducers for pulse – echo medical imaging** IEEE. Vol.BME30, pp.453 – 481, (1993).
- <sup>8</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 7, pp.84 – 88.
- <sup>9</sup> MÓNTERO **First stages on the development of a 3-D echocardiographic system** IEEE Ultrasound. Symp. Vol 2 pp. 784- 793 (1988).
- <sup>10</sup> CASTRO, Marcos. **Sistema Programable para la generación electrónica de lentes acústicas.** Capítulo 1, p 6, Trabajo de fin de maestría, Madrid España. (1992).
- <sup>11</sup> HAVLICE, J.F. **Medical ultrasonic imaging: and overview of principles and instrumentations.** IEEE vol. 67 pp. 620 – 640.
- <sup>12</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 8, pp.97 – 102.
- <sup>13</sup> GREENLEAF **Computerized tomography with ultrasound.** IEEE vol. 67 pp. 620 – 640. (1979)
- <sup>14</sup> RAMM,Von **Beam steering with linear arrays** IEEE pp. 438 – 462 (1983)
- <sup>15</sup> GARCIA, Miguel **Introducción a la bioingeniería – Imágenes en medicina mediante ultrasonidos.** Ed. Alfa y Omega. Capítulo 13 pp 167 – 184.
- <sup>16</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** John Wiley. West Sussex. Capítulo 4, pp.32 – 34.

<sup>17</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 4, pp.34 – 36.

<sup>18</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 7, pp.84 – 89.

<sup>19</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis**. Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 3, p.58 – 63.

<sup>20</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 7, pp.86 – 87.

<sup>21</sup> WELLS, P.N.T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis**. Academic Press. Bristol, (1969) Capítulo 3, p.60.

<sup>22</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 7, pp.87,88.

<sup>23</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 7, pp.87,88.

<sup>24</sup> FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley. West Sussex. Capítulo 7, pp.87-89.

# CAPÍTULO

# IV

“PROPUESTA DE LA  
ARQUITECTURA DE ENFOQUE  
ELECTRÓNICO”

## 4. ARQUITECTURA DE ENFOQUE ELECTRÓNICO

### 4.1. Introducción

En este capítulo se presenta la arquitectura de enfoque electrónico propuesta, en base a un módulo de 8 líneas de retardo programables.

Tal como se mencionó en los objetivos particulares en esta propuesta se integrará un sistema controlado por una computadora personal, que permita programar el módulo de líneas de retardos en un rango variable de tiempo.

Este sistema deberá de retrasar la señal de excitación para cada uno de los 8 transmisores que se encargarán de disparar las señales ultrasónicas las cuales regresarán con la información obtenida.

### 4.2. Esquema general del Sistema

La figura 4.1 muestra un diagrama de bloques de la estructura del sistema propuesto. En base al diagrama anterior se explicará cada etapa del sistema propuesto.

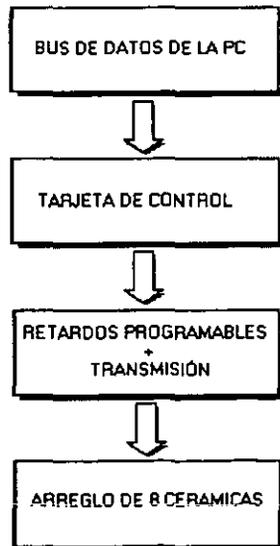


Figura 4.1 Diagrama a bloques del sistema de retardos ultrasónicos propuesto.

### 4.2.1. Bus de Datos de la PC

Las PC's poseen distintos tipos de buses que proporcionan comunicación entre sus componentes a distintos niveles dentro de la jerarquía del sistema. El bus que conecta los componentes principales de la PC (CPU, memoria, E/S) se denomina bus del sistema. Las estructuras de interconexión más comunes dentro de una PC están basadas en el uso de uno ó más buses del sistema.

El bus de una PC está constituido, usualmente, por entre 50 y 100 líneas. A cada línea se le asigna un significado o una función particular. Aunque existen diseños de buses muy diversos, en todos ellos las líneas se pueden clasificar en tres grupos funcionales ver figura 4.2 , líneas de datos, de direcciones y de control. Además, pueden existir líneas de alimentación para suministrar energía a los módulos conectados al bus.

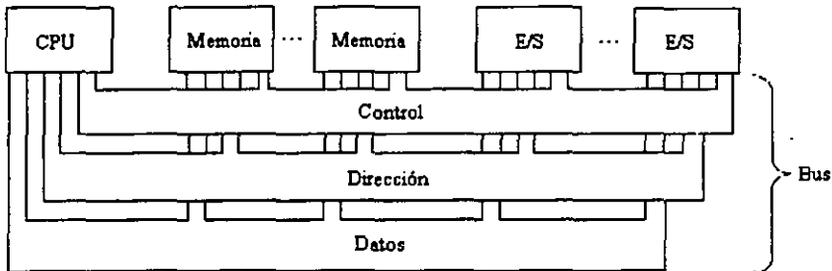


Figura 4.2 Esquema de interconexión de una PC mediante BUS.

Las líneas de datos proporcionan un camino para transmitir datos entre los módulos del sistema. El conjunto constituido por estas líneas se denomina bus de datos. El bus de datos generalmente consta de 8, 16 ó 32 líneas distintas, cuyo número se conoce como anchura del bus de datos. Puesto que cada línea sólo puede transportar un bit cada vez, el número de líneas determina cuantos bits se pueden transferir al mismo tiempo. La anchura del bus es un factor clave a la hora de determinar las prestaciones del conjunto del sistema. Por ejemplo, si el bus de datos tiene una anchura de 8 bits, y las instrucciones son de 16 bits, entonces el CPU debe acceder al módulo de memoria dos veces por cada ciclo de instrucción.

Las líneas de dirección se utilizan para designar la fuente o el destino del dato situado en el bus de datos. Por ejemplo, si el CPU desea leer una palabra (8, 16 ó 32 bits) de datos de la memoria, sitúa la dirección de la palabra deseada en las líneas de direcciones. Claramente, la anchura del bus de direcciones determina la máxima capacidad de memoria posible en el sistema. Además, las líneas de direcciones generalmente se utilizan también para direccionar los puertos de E/S. Usualmente, los bits de orden más alto se utilizan para seleccionar una posición de memoria o un puerto de E/S dentro de un módulo. Por ejemplo, en un bus de 8 bits, la dirección 01111111 e inferiores harían referencia a posiciones dentro de un módulo de memoria (el módulo 0) con 128 palabras de memoria, y las direcciones 10000000 y superiores designarían dispositivos conectados a un módulo de E/S (módulo 1).

Las líneas de control se utilizan para controlar el acceso y el uso de las líneas de datos y de direcciones. Puesto que las líneas de datos y de direcciones son compartidas por todos los componentes, debe existir una forma de controlar su uso. Las señales de control transmiten tanto órdenes como información de temporización entre los módulos del sistema. Las señales de temporización indican la validez de los datos y las direcciones. Las señales de órdenes especifican las operaciones a realizar. Las líneas de control más comunes son las siguientes:

- a) Escritura en memoria: Hace que el dato del bus se escriba en la posición direccionada.
- b) Lectura de memoria: Hace que el dato del bus se transfiera a través del puerto de E/S direccionado.
- c) Lectura de E/S: Hace que el dato del puerto de E/S direccionado se sitúe en el bus.
- d) Transferencia Reconocida: Indica que el dato se ha aceptado o se ha situado en el bus.
- e) Petición de Bus: Indica que un módulo necesita disponer del control del bus.
- f) Sesión de Bus: indica que se cede el control del bus a un módulo que lo había solicitado.

- g) Petición de interrupción: Indica si hay una interrupción pendiente.
- h) Interrupción reconocida: Señala que la interrupción pendiente se ha aceptado.
- i) Reloj: Se utiliza para sincronizar las operaciones.
- j) Inicio: Pone los módulos conectados en su estado inicial.

El funcionamiento del bus es de la siguiente manera de acuerdo a sus peticiones:  
Si un módulo desea enviar un dato a otro, debe hacer dos cosas:

- a) Obtener el uso del bus, y
- b) Transferir el dato a través del bus.

Si un módulo desea pedir un dato a otro módulo, debe:

- a) Obtener el uso del bus, y
- b) Transferir la petición al otro módulo mediante las líneas de control y dirección apropiadas.
- c) Después debe esperar a que el segundo módulo envíe el dato.

Físicamente, el bus del sistema es de hecho un conjunto de conductores eléctricos paralelos. Estos conductores son líneas de metal grabadas en una tarjeta (tarjeta de circuito impreso). El bus se extiende a través de todos los componentes del sistema, cada uno de los cuales se conecta a algunas o a todas las líneas del bus.

Si se conecta una gran cantidad, los recursos pueden disminuir. Hay dos causas principales:

- a) En general, a más dispositivos conectados en el bus, mayor es el retardo de propagación. Este retardo determina el tiempo que necesitan los dispositivos para coordinarse en el uso del bus. Si el control del bus pasa frecuentemente

de un dispositivo a otro, los retardos de propagación pueden afectar sensiblemente a las prestaciones.

- b) El bus puede convertirse en un cuello de botella a medida que las peticiones de transferencia acumuladas se aproximan a la capacidad del bus. Este problema se puede resolver en alguna medida incrementando la velocidad a la que el bus puede transferir los datos y utilizando buses más anchos (por ejemplo incrementando el bus de datos de 32 a 64 bits).

Por consiguiente, la mayoría de las PC's utilizan varios buses, normalmente organizados jerárquicamente. Una estructura típica se muestra en la figura 4.2. Hay un bus local que conecta el procesador a una memoria caché y al que puedan conectarse uno o más dispositivos locales. El controlador de memoria caché conecta la caché no solo al bus local sino también al bus de sistema, donde se conectan todos los módulos de memoria principal. El uso de una caché alivia la exigencia de soportar los accesos frecuentes del procesador a memoria principal. De hecho, la memoria principal puede pasar del bus local al bus de sistema. De esta forma, las transferencias de E/S con la memoria principal a través del bus de sistema no interfiere la actividad del procesador.

Es posible conectar controladores de E/S directamente al bus de sistema. Una solución más eficiente consiste en utilizar uno o más buses de expansión. La interfaz del bus de expansión regula las transferencias de datos entre el bus de sistema de los controladores conectados al bus de expansión. Esta disposición permite conectar al sistema una amplia variedad de dispositivos de E/S y al mismo tiempo aislar el tráfico de información entre la memoria y el procesador del tráfico correspondiente a las E/S.

En la siguiente tabla se mencionan las señales características componentes del bus de datos de la PC y una breve descripción de cada una de ellas:

<b>GND</b>	B1	A1	-E/S CH CK
<b>+Reset Drv</b>	B2	A2	+D7
<b>+5 V DC</b>	B3	A3	+D6
<b>+IRQ2</b>	B4	A4	+D5
<b>-5 V DC</b>	B5	A5	+D4
<b>+DRQ2</b>	B6	A6	+D3
<b>-12 V DC</b>	B7	A7	+D2
<b>NOT USED</b>	B8	A8	+D1
<b>+12 V DC</b>	B9	A9	+D0
<b>GND</b>	B10	A10	+E/S CH RDY
<b>-MEMW</b>	B11	A11	+AEN
<b>-MEMR</b>	B12	A12	+A19
<b>-IOW</b>	B13	A13	+A18
<b>-IOR</b>	B14	A14	+A17
<b>-DAC3</b>	B15	A15	+A16
<b>+DRQ3</b>	B16	A16	+A15
<b>-DACK1</b>	B17	A17	+A14
<b>+DRQ1</b>	B18	A18	+A13
<b>-DACK0</b>	B19	A19	+A12
<b>CLOCK</b>	B20	A20	+A11
<b>+IRQ7</b>	B21	A21	+A10
<b>+IRQ6</b>	B22	A22	+A9
<b>+IRQ5</b>	B23	A23	+A8
<b>+IRQ4</b>	B24	A24	+A7
<b>+IRQ3</b>	B25	A25	+A6
<b>-DACK2</b>	B26	A26	+A5
<b>+T/C</b>	B27	A27	+A4
<b>+ALE</b>	B28	A28	+A3
<b>+5 V DC</b>	B29	A29	+A2
<b>OSC</b>	B30	A30	+A1
<b>GND</b>	B31	A31	+A0

Tabla 4.1. Señales características componentes del Bus de Datos.

**OSC (Oscilador)** Esta señal es únicamente de salida, con una frecuencia de 14.31818 MHz, un rendimiento de aproximadamente el 50% y un período de aproximadamente 70 ns. Esta es la señal de mayor frecuencia en el bus y las otras señales de tiempo son generadas desde esta señal.

**CLK (RELOJ)** Esta señal es únicamente de salida, y es derivada de la señal OSC descrita arriba. Esta señal es generada al dividir el OSC entre tres, dando una frecuencia de 4.77 MHz. Esta señal no es simétrica, pero tiene un 1/3 o 2/3 de rendimiento. Su período es 210 ns. con un alto tiempo de 70 ns y un bajo tiempo de 140 ns.

**DRV RESET (DRIVER RESET)** Esta señal es únicamente de salida y es puesta activa en alto durante las secuencias de encendido de la PC. Permanece activa hasta que todos los niveles han alcanzado sus rangos de operación, y entonces se pone inactivo. La función de su señal es proveer un reinicio de encendido al bus conectado del adaptador de interface y los dispositivos de E/S los traen a un estado conocido antes de la operación por el sistema.

**A0 – A19** Líneas de dirección A0 hasta A19 son señales únicamente de salida que son usadas por la dirección del bus del sistema, el conectado de memoria y dispositivos de E/S.

**D0 - D7** Estas ocho líneas son de datos bi-direccionales usadas para transmitir datos entre el microprocesador, la memoria y los dispositivos de E/S.

**ALE (ADDRESS LATCH ENABLE)** Esta señal es únicamente de salida y es conducido por el controlador del bus para indicar que la dirección del bus es ahora válida para el comienzo de un ciclo del bus. Esta señal se activa justamente previo a la dirección del bus siendo valido y se desactiva, justamente después que la dirección del bus es válida.

**I/O CH CK (I/O CHANNEL CHECK)** Esta es una señal de bajo nivel y únicamente de salida usada para reportar las condiciones de error en las tarjetas de interfaz conectadas al bus. Esta señal, cuando se pone en 0 lógico, generará un interruptor desmarcable. (NMI) al microprocesador.

**I/O CH RDY (I/O CHANNEL READY)** Esta es una señal únicamente de entrada que es usada para extender la longitud de los ciclos del bus, así que la memoria o los puertos de E/S que no son suficientemente rápidos para responder a un ciclo normal del bus o cuatro relojes (840 ns) pueden aún así ser conectados al bus del sistema.

**IRQ2 HASTA IRQ7 (INTERRUPT REQUESTS 2-7)** Estas seis señales son únicamente de entrada y son usadas para generar requerimientos de interrupción al microprocesador desde el bus del sistema. IRQ2 es la señal de mas alta prioridad, y el IRQ7 es la señal mas baja.

**IOR (I/O READ)** Esta es una señal de bajo nivel y únicamente de salida, conducida por el controlador del bus, y es usada para indicar a los puertos de E/S que el ciclo del bus iniciado del presente CPU es un ciclo de escritura en el puerto de E/S y que la dirección en la dirección del bus, es una dirección del puerto de E/S.

**IOW (I/O WRITE)** Esta señal de bajo nivel activa salida únicamente, conducido por el controlador del bus, es usada para indicar a los puertos de E/S que el presente ciclo del bus iniciado en el CPU, es un ciclo de escritura en el puerto de E/S y que la dirección del bus es una dirección del puerto de E/S.

**MEMW (MEMORY WRITE)** Esta es un señal activa de bajo nivel usada para escribir datos desde el bus del sistema dentro de la memoria. Conducida por el controlador del bus durante los ciclos iniciados por el bus del CPU, esta señal es usada para indicar que la dirección del bus contiene una dirección de una localización de memoria a la cual los datos en el bus de datos serán escritos.

**MEMR (MEMORY READ)** Esta es una señal de bajo nivel que activa únicamente la salida usada para requerir datos leídos desde la memoria. Conducida por el controlador del bus durante los ciclos iniciados por el bus del CPU, esta señal es usada para indicar que la dirección del bus contiene una dirección de una localización de memoria desde la cual los datos son leídos.

**DRQ1 A DRQ3** Estas tres líneas son líneas activas de alto nivel únicamente de entrada, usadas por la interfase que requiere ciclos de DMA. Si un dispositivo o interfase lógico quiere transferir datos entre si mismo y la memoria sin la intervención del CPU, el requerimiento es iniciado por el levantamiento de una línea DRQ.

**DACK0 A DACK3** Estas cuatro señales son de bajo nivel que activan únicamente salida emitidas únicamente por el controlador DMA 8237 para indicar que el correspondiente DRQ ha sido remunerado y el controlador del DMA tomará el bus y procederá con el ciclo del DMA requerido.

**AEN (ADDRESS ENABLE)** Esta señal es una señal de únicamente salida de alto nivel cuestionada por el control lógico del DMA para indicar que un ciclo del DMA está en progreso. Cuando está activa, el controlador del DMA controlará la dirección del bus, los datos del bus, y memoria y las líneas de comando de lectura-escritura de E/S.

**TC (TERMINAL COUNT)** Esta señal es una señal de únicamente salida de alto nivel, emitida por el controlador del DMA 8237 para indicar que uno de los canales del DMA ha alcanzado su número de ciclos programados de transferencia. Esta señal es típicamente usada para terminar un block de transferencia de datos del DMA.

**+5V, -5V, +12V, -12V DC** Estos son los niveles de energía actual disponibles desde el bus del sistema.

**GND (GROUND)** La tierra de la estructura del sistema DC es provista por tres pines en los conectores en la orilla de la tarjeta del bus del sistema.

#### **4.2.2. Tarjeta de Control**

La tarjeta de control sirve como un prototipo de desarrollo y es diseñada para agregarse a la PC a través del bus de datos como una excelente alternativa para la prueba, experimentación y puesta en marcha de algún proyecto en particular, en donde el sistema central de la PC es necesaria para desarrollar tareas.

Su conjunto de circuitos integrados puede eliminar la pesada labor y el consumo de tiempo y esfuerzo en el diseño e implementación del decodificador de la dirección de memoria, el decodificador de la dirección de E/S, del búfer de la línea de datos, y el búfer de la línea de dirección.

La tarjeta de control que se propone utilizar en este proyecto es la PCL-50 de la serie "The PC – LabCards".

La tarjeta de control esta compuesta por 8 señales de E/S de control de escritura y 8 señales de E/S de control de lectura, son también provistos para la fácil implementación de los registros de E/S tanto de lectura como de escritura.

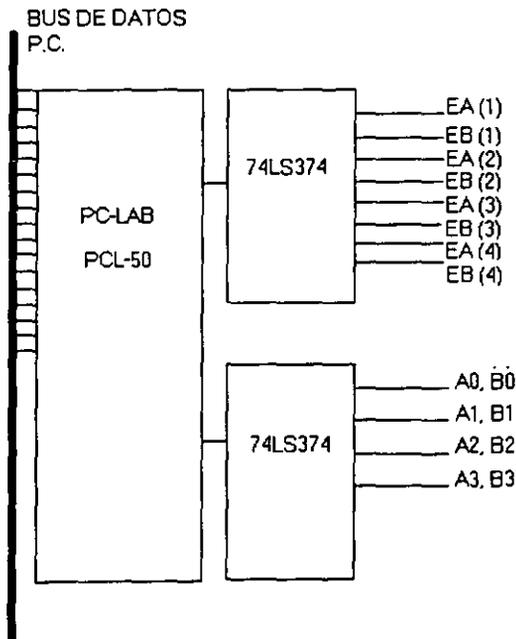


Figura 4.1. Diagrama a bloques de la conexión del bus de datos con la PC-LAB y los circuitos integrados 74LS374 con sus respectivas salidas. Para los EA y EB el número del parentesis es el número del circuito de retardo.

Para mayor detalle de la integración física de esta tarjeta favor de observar el Apéndice C ("Diagramas de circuitos").

Los dispositivos, aplicaciones y especificaciones de la tarjeta de control PCL-50 se sintetizan a continuación:

a) Dispositivos:

Circuitos básicos integrados para ahorro de tiempo.

Un área grande (3290 perforaciones) para circuitos de rápida instalación.

Todas las señales de bus son pulidas, marcadas y listas para su uso.

Decodificadores independientes de memoria y direcciones de E/S.

"Jumper" seleccionable de tamaño de memoria y direcciones de E/S.

Conector de 37 pines tipo "D" listos para varias aplicaciones.

b) Aplicaciones:

Kit de desarrollo de tarjetas prototipo para agregarse a la PC mediante el bus de Datos.

Tarjetas habituales para agregarse a la PC.

c) Especificaciones:

Bus de Datos: El bus de datos de la PC es bufereado para prevenir al bus de ser sobrecargado.

Bus de dirección: El bus de dirección es bufereado (excepto A19 y A18) para prevenir la sobrecarga desde el bus.

Decodificador: Línea de dirección de A9 hasta A0.

8 líneas de E/S de escritura están disponibles.

8 líneas de E/S de lectura están disponibles.

Decodificador: Línea de dirección de A19 hasta A12. El espacio de la memoria en la tarjeta puede ser de 4Kb, 8Kb, 16Kb, 32Kb y 64Kb.

Control de señales: Las señales de control de datos, dirección del bus, y suministro de energía, están disponibles en perforaciones continuas etiquetadas.

Área de la superficie de trabajo de la tarjeta: 32 pulg.<sup>2</sup> con 3290 perforaciones plateadas o niqueladas continuas, cada perforación mide .036".

Dimensiones: 13 ¼" x 3 7/8", 33.6 cm x 9.7 cm.

Bus: Bus de datos compatible con PC-IBM

Slot: Un slot de 62 pines.

- d) Señales provistas por la tarjeta PCL-50 y su relación con las señales del bus de datos:

BD0 A BD7 Las señales del bus de datos (D0 - D7) son bufereadas en el PCL-750 usando el bus octal 74LS245 transceiver U13.

IORDY Va con la señal I/O CH RDY del bus de la PC.

BMEMW Esta es la señal bufereada MEMW originada de la MEMW del bus de la PC.

DACK0, DACK1, DRQ1 Se relacionan con las señales DACK0, DACK1 y DRQ1 del bus de la PC.

CLOCK. Esta es la señal CLK del bus de la PC.

IRQ2, IRQ3, IRQ4, IRQ7 Estas son las señales IRQ2, IRQ3, IRQ14, IRQ7, del bus de la PC.

BA0 A BA17 Estas son las direcciones bufereadas de las líneas A0 hasta A17 del bus de datos.

IOW7 A -IOW0 Se relacionan con las direcciones de las líneas A0 hasta A2, juntas con BIOR, son decodificadas para generar estos ocho puertos de escritura de E/S.

-IOS (I/O PORT SELECT) Esta señal de bajo nivel activa, es originada desde el comparador octal U7 SN74LS688. Cuando el valor en la línea de dirección BA3 - BA9 iguala el valor definido por SW2, la señal IOS es definida para ser activa de bajo nivel.

IOS El IOS es la señal invertida del -IOS

MEMS Cuando el valor definido por el SW1 iguala el valor representado por las líneas de dirección A10 - A17, el comparador octal U6 SN74LS688 definirá la señal -MEMS a ser activa bajo.

-MEMS La señal -MEMS es la señal invertida MEMS

BIOR y -BIOR Estas son las señales amortiguadas IOW e IOR originadas del bus de la PC.

-BMEMR Esta es la señal bufereada de MEMR

BAEN Esta es la señal amortiguada AEN (address enable).

-IOR0 A -IOR7 Las líneas de dirección A0 - A2 juntas con -BIOR, son decodificadas dentro de estos 8 puertos de lectura de E/S.

-RESET La señal RESET DRV del bus de la PC es invertido desde la señal – RESET

### 4.2.3. Retardos programables

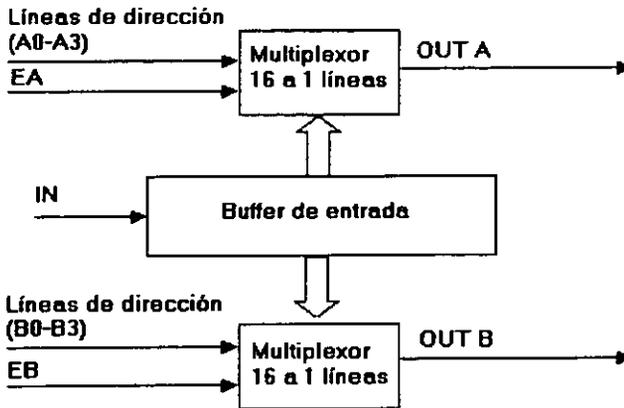
De acuerdo al esquema del enfoque en transmisión descrito en Capítulo 3, se requiere emplear un sistema de retardos para permitir que el pulso de entrada sea retardado en diferentes tiempos con la finalidad de conseguir el enfoque. Para este proyecto se realizó un sistema de retardos empleando el dispositivo DS1045-5 de DALLAS SEMICONDUCTORS en forma de montaje superficial.

El DS1045-5 es un circuito de retardos programables y se compone de una entrada y dos salidas de 4 bits de retardos programables cada una. Cada salida de 4 bits programables permite 16 valores posibles de retardos para seleccionar. Comenzando con el retardo mínimo inherente el DS1045-5 permite 9ns hasta un máximo de 84ns con incrementos de 5ns entre un retardo y otro, por lo que tendremos 16 pasos de 5ns.

El chip DS1045-5 es de tecnología TTL compatible con CMOS y capaz de comunicarse con 10 dispositivos de la serie 74LS de carga. La salida generada en el DS1045-5 es tanto de alto como de bajo nivel y es la solución adecuada para sistemas que necesitan líneas de retardos. Se ofrece en un formato de 16 pines los cuales tienen la siguiente descripción lógica:

Señal	Descripción
IN	Entrada de pulso inicial.
OUT A, OUT B	Salida A y B retardadas.
A0 – A3	Entradas paralelas programables para la salida OUT A.
B0 – B3	Entradas paralelas programables para la salida OUT B.
EA, EB	Habilitar entradas A y B.
Vcc	Entrada a +5V.
GND	Tierra.

La señal de entrada (IN) es un tren de pulsos de excitación que va a ser retardado.



**Figura 4.2 Diagrama a bloques del DS10455, esta compuesto por un buffer de 16 pasos de retardos y dos multiplexores digitales.**

La programación paralela para el dispositivo DS1045-5 es establecida a través de entradas A0 – A3 y B0 – B3, aceptando niveles de TTL (0 y 1) y se usan para establecer los valores de retardo de las salidas OUTA y OUTB, respectivamente.

Para aplicaciones en donde el DS1045-5 es empleado, si la reprogramación de los retardos no es frecuente, entonces se pueden utilizar jumpers, DIP switches para establecer el valor de retardo, pero para este caso, en el proyecto es necesario estar programando frecuentemente los retardos, por lo que se realiza a través de la PC.

Los pines EA y EB, sirven para habilitar las entradas paralelas (ya sea de A ó B) esto se realiza estableciendo con nivel 1 lógico los pines.

Por ejemplo, si habilitamos EA, y deshabilitamos EB esto quiere decir que A0 – A3 recibirán la programación, mientras que B0 – B3 no lo harán, por lo que podemos trabajar con 2 diferentes retardos por cada circuito integrado.

La forma en que esta diseñado el DS1045-5 es como un CMOS por lo que todos los pines tendrán que estar bien definidos con sus respectivos niveles lógicos y evitar que alguno quede flotante.

El módulo de retardos y transmisión esta implementada en una tarjeta universal en el que se encuentran primeramente 2 cables planos de conexión a la tarjeta de control PCL-50, 4 circuitos DS1045-5 debido ya que son 2 retardos por circuito y se necesitan 8 canales de transmisión y por último el módulo contiene una etapa que recibirá la señal retardada y que permitirá dar el disparo ultrasónico, para cada salida retardada existe esta etapa.

El primero de los dos cables planos lleva 8 bits que están ligados a los EA y EB de cada DS1045-5 correspondiendo 2 bits por cada circuito retardador, es decir 1 bit para EA y otro bit para EB con el fin de ser una bandera para recibir o no la programación. El segundo cable plano es un bus de 4 bits que se encarga de programar los retardos de cada DS1045-5 mientras que su EA o EB se encuentre habilitado.

Posteriormente, se encuentran los 4 DS1045-5 en montaje superficial quienes reciben los 4 bits de programación, y las señales de habilitar y deshabilitar, para poder retrazar la señal de entrada (conocida como SHOOT) de acuerdo al retraso deseado. Esta programación se lleva a cabo a través de la PC con un software de diagnóstico de cerámicas ultrasónicas previamente elaborado en lenguaje "C".

Finalmente, la última etapa de este módulo es la recepción de la señal retardada la cual es procesada en un circuito compuesto por diodos, resistencias, capacitores e inductores que permitirán que la señal se convierta en un disparo ultrasónico que será enviada al sensor ultrasónico que se encuentra en el arreglo de transductores.

El funcionamiento e interacción de cada módulo del proyecto se describe a continuación:

### **4.3. Funcionamiento general del sistema**

La tarjeta de control PCL-50 se monta sobre algún bus ISA disponible en la tarjeta madre de la PC, a la tarjeta de control se le agregan dos circuitos integrados 74LS374 para poder interactuar con el módulo de retardos, estos dispositivos son registros de 8 bits que permiten llevar cargas de alta y baja impedancia. Un 74LS374 permitirá la salida de los 8 bits de las banderas de EA y EB de cada DS1045-5, en tanto que el otro circuito integrado dará la salida para el bus de 4 bits de programación, dicho bus llegará a las entradas A0 – A3 y B0 – B3 de cada DS1045-5 según sea el caso.

Se alimenta el módulo de retardos con +5V, +15V y +70 V, una vez polarizado el sistema, se carga el programa que ejecuta la programación de retardos desde la PC, este software permite realizar la programación de acuerdo al tiempo de retardo que se desee para cada salida de los DS1045-5. Se elige la opción 5, que es la programación con enfoque, después se da la captura de los tiempos de retardos que son deseados, la siguiente tabla muestra el tiempo en nanosegundos que se retardará el SHOOT de acuerdo a la programación desde la PC y su programación equivalente en A0 – A3 y B0 – B3.

A3	A2	A1	A0	PROGRAMACIÓN EN PC	PROGRAMACIÓN DEL DELAY
B3	B2	B1	B0		
0	0	0	0	0 ns.	9 ns.
0	0	0	1	5 ns.	14 ns.
0	0	1	0	10 ns.	19 ns.
0	0	1	1	15 ns.	24 ns.
0	1	0	0	20 ns.	29 ns.
0	1	0	1	25 ns.	34 ns.
0	1	1	0	30 ns.	39 ns.
0	1	1	1	35 ns.	44 ns.
1	0	0	0	40 ns.	49 ns.
1	0	0	1	45 ns.	54 ns.
1	0	1	0	50 ns.	59 ns.
1	0	1	1	55 ns.	64 ns.
1	1	0	0	60 ns.	69 ns.
1	1	0	1	65 ns.	74 ns.
1	1	1	0	70 ns.	79 ns.
1	1	1	1	75 ns.	84 ns.

Tabla 4.2. Programación de las líneas de retardo a través de la PC.

Como se puede observar en la tabla 4.2, la programación en A0 – A3 es igual a B0 – B3, por lo que dependerá de quien tenga EA o EB en 1.

Recordemos que el DS1045-5 da retardos de 9 ns. a 84 ns. en 16 pasos de 5 ns. cada uno, por lo que la programación en la PC es el número de paso de acuerdo al múltiplo correspondiente de 5, esto quiere decir que si queremos un retardo de 59 ns. tenemos que programar en la PC 50 ns. porque  $5 \cdot (10) = 50$ , donde 5 es el intervalo y 10 el número de paso, y como desde los 0 ns. de programación en el DS1045-5 ya tenemos un retardo de 9 ns se suman 9 ns. a cada programación en la PC, dándonos por resultado 59 ns. de retardo para esa línea de transmisión.

Cuando programamos cada uno de los 4 DS1045-5, la transición entre cada retardo para recibir su programación se da de la siguiente manera:

En el momento que se nos solicita introducir el valor del primer retardo, EA del primer DS1045-5 queda habilitado, mientras que los 7 retardos restantes quedan

deshabilitados, una vez introducido el valor de programación, al aceptar el valor (oprimiendo la tecla "enter"), el valor de EB del primer DS1045-5 (recordemos que cada DS1045-5 tiene dos salidas que pueden ser diferentes retardos) queda en 1 y EA pasa al nivel 0, mientras que los restantes valores quedan en 0, y así sucesivamente se programan los 8 valores de retardo.

Una vez que fueron introducidos los 8 valores, el software entra en un estado de "stand by" emitiendo un mensaje que dice "D I S P A R A N D O" hasta que se pulse la tecla ESC del teclado. Mientras el proceso se desarrolla, la PC estará enviando el SHOOT y se estará retardando la señal y enviándola al arreglo de transductores.

Cada salida retardada del DS1045-5 es procesado a un sistema que se encarga de recibir la señal la cual es rectificadora y llega a un conector de salida que se encarga de alimentar al arreglo de transductores. En el mismo módulo hay un conector de entrada que recibirá la información de regreso de los transductores durante el proceso de pulso – eco.

En el conector de entrada se puede colocar el osciloscopio digital que a su vez esta conectado a la PC por el puerto serial con el fin de realizar capturas de imágenes y a su vez poder hacer cálculos en la PC utilizando el programa MATLAB.

Con la ayuda del osciloscopio digital, teniendo dos canales, se puede observar por un lado, la señal retrazada y por otro lado el SHOOT y poder comparar el defazamiento que hay entre ambas señales.

Así mismo, se podrá calcular a través de MATLAB la transformada de Fourier que es la base del análisis y procesamiento de señales que se realiza en la actualidad, también se puede realizar un análisis espectral, extraer información o trabajar con filtros para cada señal ultrasónica deseada, obteniendo los resultados tanto en pantalla como en la impresora.

# CAPÍTULO

# V

## “PRUEBAS Y RESULTADOS”

## 5. PRUEBAS Y RESULTADOS

### 5.1 Plataforma de pruebas

Las pruebas que se describen a continuación fueron realizadas en el laboratorio del DISCA-IIMAS-UNAM. Para el desarrollo de estas pruebas se utilizó una plataforma integrada por una PC, la tarjeta de control PCL-50, la tarjeta del módulo de retardos, un arreglo de transductores, un osciloscopio digital, dos fuentes de voltaje, un tanque de agua para pruebas y cristales de diferentes grosores, como objetos de prueba, ver figura 5.1.

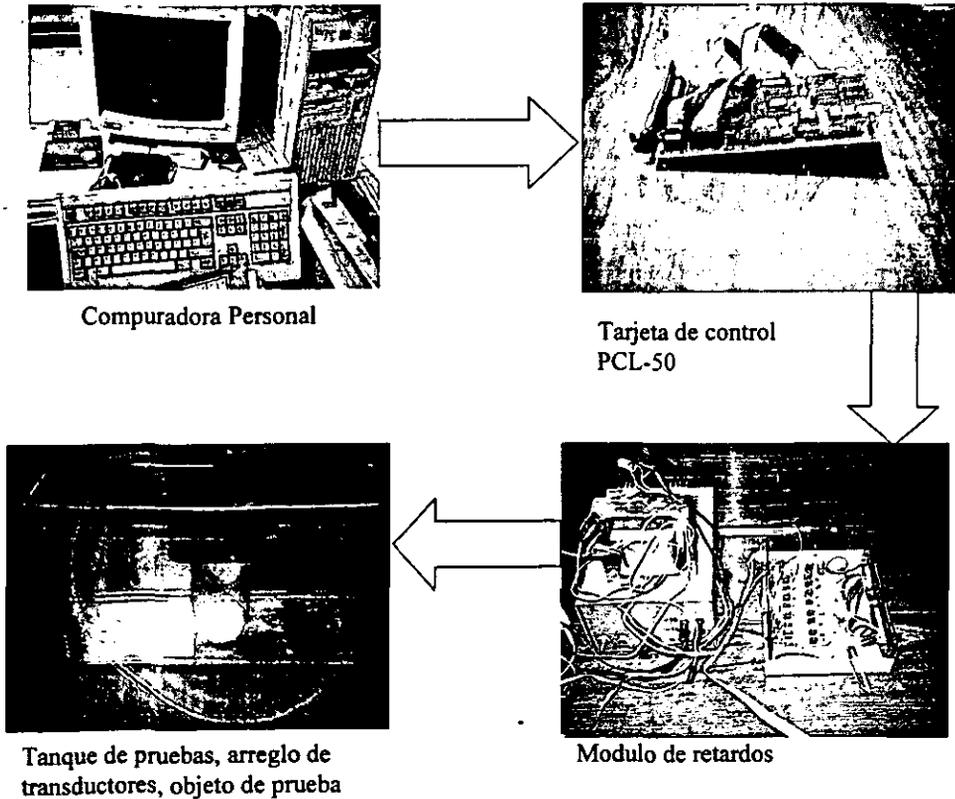


Figura 5.1 Plataforma para desarrollo de pruebas.

La PC utilizada en esta pruebas fue un computadora PC-486. El motivo para utilizar este tipo de PC de baja velocidad de procesamiento se debe a que solamente se utiliza para la programación de los circuitos de líneas de retardo DS1045-5 a través del tarjeta de control PCL-50, lo cual no demanda muchos recursos.

## 5.2 Sintonización del sistema

Para poder generar ondas ultrasónicas con la mejor amplitud posible fue requerido el sintonizar la señal del pulso con el transductor, utilizando una inductancia determinada. Tres líneas de control y tres cerámicas del arreglo de transductores fueron utilizados para llevar a cabo el ajuste de la bobina. Para realizar el ajuste se diseño y utilizó una bobina variable cuyo valor fuese ajustado a tres posiciones determinadas de acuerdo a las condiciones de calidad de la señal obtenida para cada una de la líneas. En particular se generaron 3 pulsos ultrasónicos, utilizando las tres primeras líneas del módulo de retardos y el disparo de la tarjeta de control.

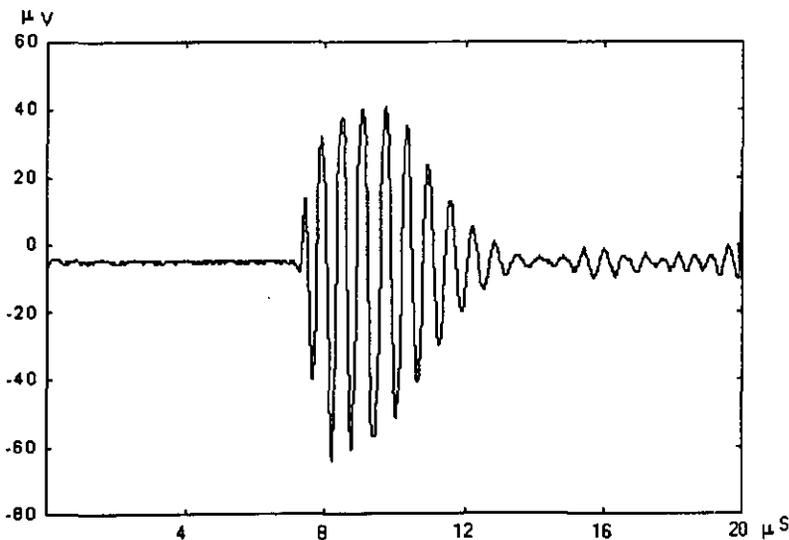


Figura 5.2 Onda ultrasónica generada con el primer ajuste de la bobina variable.

La gráfica 5.2 muestra el primer pulso ultrasónico generado al ajustar la bobina al primer valor determinado. Para encontrar el valor correspondiente a la inductancia se realizó el siguiente cálculo:

Sea :

C = Capacitancia = 22 pf

$\omega$  = Frecuencia angular

f = Frecuencia =  $5.423 \times 10^6$

L1 = Inductancia 1

Tenemos:

$$\omega = \frac{1}{LC} \quad \omega = 2\pi f$$

Relacionando  $\omega$  y Despejando f:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot LC}$$

$$2\pi f = \frac{1}{LC}$$

Despejando L:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

$$L1 = \frac{1}{4\pi^2 (5.423 \times 10^6)^2 (22 \times 10^{-12})}$$

$$L1 = 39.16 \mu\text{H}$$

Con este valor de inductancia se puede apreciar que la gráfica muestra irregularidades en sus picos superiores, por lo que el hacer una medición de retardos con esta gráfica resultaría poco preciso.

La figura 5.3 representa gráficamente la potencia espectral de la señal de la figura 5.2, la cual es calculada utilizando la técnica del periodograma, esto es el módulo cuadrado de las componentes resultantes al aplicar la Transformada Rápida de Fourier (FFT) a la señal original. En la figura 5.3 se presenta la magnitud en Volts por unidad de frecuencia.

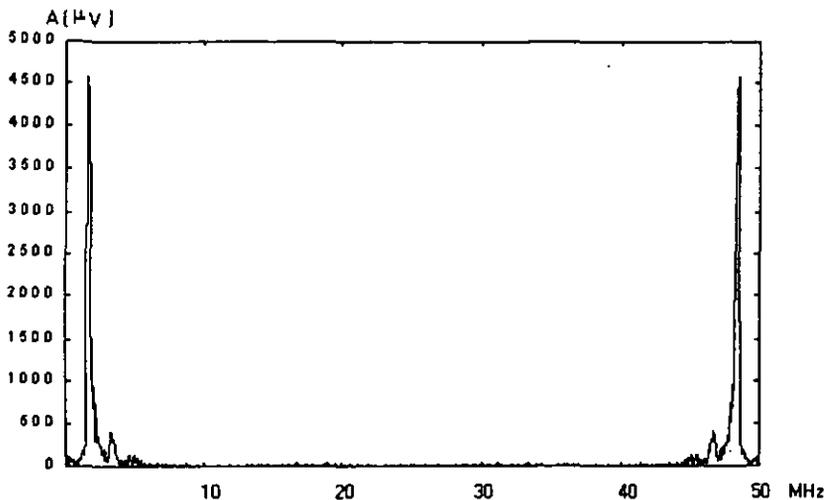


Figura 5.3 Gráfica que muestra el espectro en amplitud generada con el primer movimiento de la bobina variable.

La figura 5.4 muestra la forma de la segunda onda ultrasónica generada con el segundo ajuste de la bobina variable.

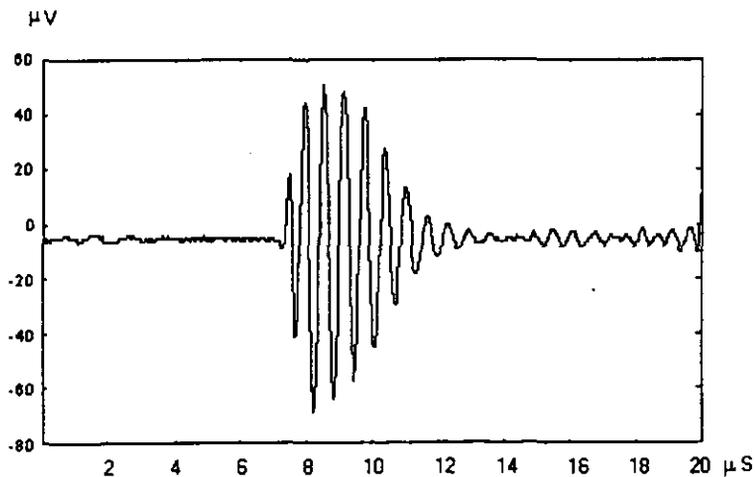


Figura 5.4 Onda ultrasónica generada con el segundo ajuste de la bobina variable.

La gráfica 5.4 muestra la segunda onda ultrasónica generada. El cálculo de la inductancia se realizó de la misma manera que el primer movimiento, y queda de la siguiente forma:

- C = Capacitancia = 22 pf
- $\omega$  = Frecuencia angular
- f = Frecuencia =  $6.140 \times 10^6$
- L2 = Inductancia 2

$$L2 = \frac{1}{4\pi^2(6.140 \times 10^6)(22 \times 10^{-12})}$$

$$L2 = 30.56 \mu\text{H}$$

Al igual que la figura 5.2, esta inductancia aún nos da una gráfica inestable, irregular y asimétrica. La figura 5.5 nos muestra el espectro de amplitud correspondiente a la señal de la figura 5.4.

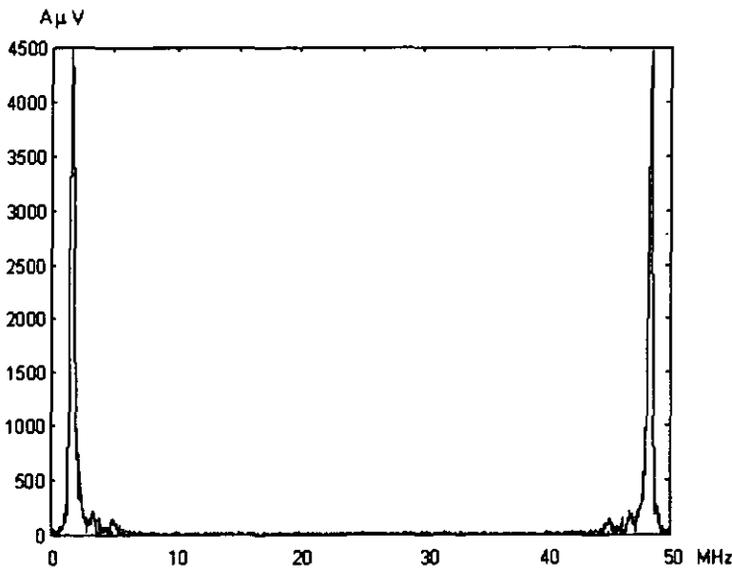


Figura 5.5 Gráfica que muestra el espectro en amplitud generada con el segundo movimiento de la bobina variable.

La figura 5.6 muestra el tercer ajuste de esta prueba que nos ayudará a determinar el valor más adecuado de inductancia y colocar una bobina con tal inductancia previo al arreglo de transductores.

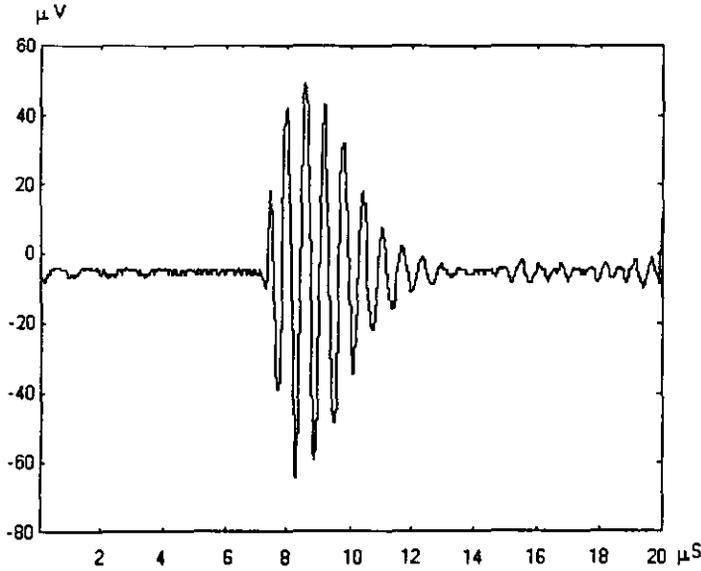


Figura 5.6 Onda ultrasónica dada por el tercer movimiento de la bobina variable.

El cálculo de la inductancia para esta gráfica es la siguiente:

C = Capacitancia = 22 pf

$\omega$  = Frecuencia angular

f = Frecuencia =  $6.140 \times 10^6$

L3 = Inductancia 3

$$L3 = \frac{1}{4\pi^2(7.52 \times 10^6)(22 \times 10^{-12})}$$

L3 = 20.35  $\mu H$

Esta gráfica resultó ser la más idónea para poder trabajar, puesto que tiene una forma más simétrica y sus picos son muy regulares. El espectro en amplitud de esta gráfica es presentado en la figura 5.7.

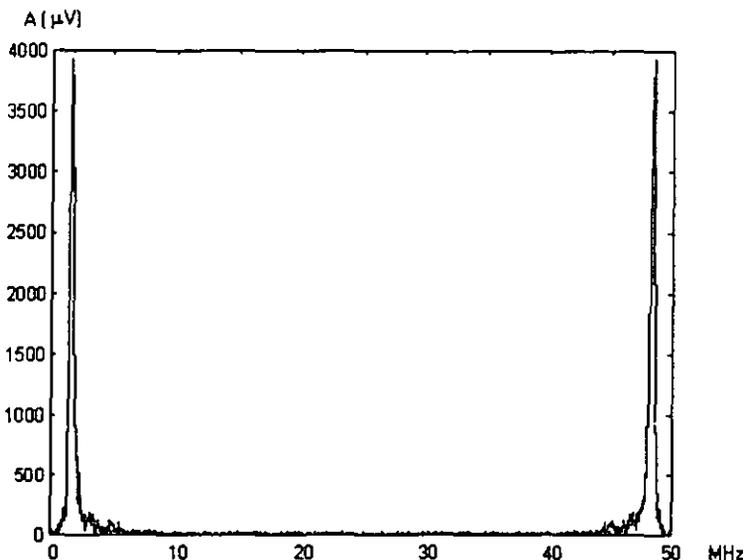


Figura 5.7 Representación gráfica del espectro en frecuencia del tercer movimiento de la bobina variable.

De estas tres ondas ultrasónicas obtenidas se consideró la última onda como la más conveniente, esto quiere decir que a menor inductancia tengamos en las bobinas existirá mejor calidad de onda, esto se da porque un campo magnético variable puede inducir un voltaje en un circuito cercano, este voltaje es proporcional a la tasa de cambio en el tiempo, de la corriente que produce el campo magnético. Así mismo, los cambios abruptos de corriente generan picos de voltaje.

Con respecto a los espectros en amplitud, tenemos que si a la onda ultrasónica le llamamos  $x(t)$ , entonces su espectro de amplitud de voltaje tiene unidades de volts por unidad de frecuencia. La convención usual es expresar la amplitud espectral en unidades de volts por hertz ( $VHz^{-1}$ ). Al graficar la magnitud espectral de un pulso de voltaje que decrece exponencialmente contra la frecuencia en Hertz (es decir contra  $\omega/2\pi$ ), entonces el área bajo la curva entre las frecuencias

$f_1$  y  $f_2$  se expresa en unidades de Volts y es una medida de la contribución de las componentes de esa banda de frecuencias a la señal total. Una vez que tenemos identificada la inductancia, creamos bobinas que correspondan aproximadamente a  $20.35\mu\text{H}$  y las colocamos antes del arreglo de transductores.

### **5.3 Pruebas del sistema**

Utilizando la plataforma descrita en la sección 5.1, se llevaron a cabo pruebas para verificar el funcionamiento del sistema de retardos y para la obtención de las señales pulso-eco de interés.

Para probar el sistema de retardos se verificó que las líneas fueran programadas adecuadamente por la PC. Para llevar a cabo lo anterior el software de control de retardos se modificó para programar cada una de las 16 opciones de retardo disponibles, midiendo en el osciloscopio digital el tiempo correspondiente a cada retardo. Posteriormente se conectó el arreglo de transductores al sistema de retardos y se probó, también con el osciloscopio, que existiera señal tanto de pulso como de eco en el arreglo de transductores.

### 5.4 Resultados del sistema

Para la obtención de las señales pulso - eco de interés, se tomó la señal de cada canal de transmisión, posteriormente se graficaron en el osciloscopio digital, donde también se almacenaron en archivos compatibles con PC. Estas señales fueron así exportadas al ambiente MATLAB, donde fueron manipuladas y superpuestas en una misma gráfica para poder comparar sus retardos. Las gráficas de la figuras 5.8 a la 5.15 corresponden a la salida de cada uno de los canales de transmisión.

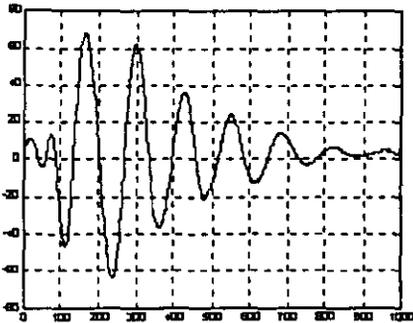


Figura 5.8. Pulso-eco con retardo de 9 nS.

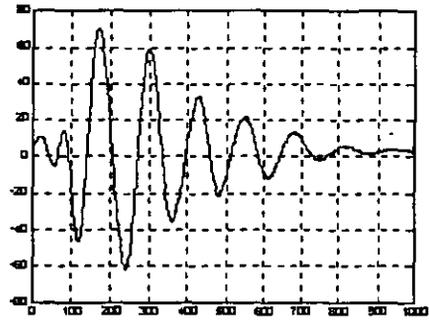


Figura 5.9. Pulso-eco con retardo de 14 nS.

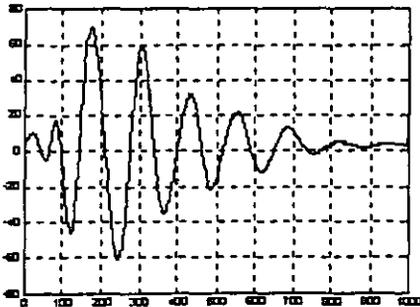


Figura 5.10 Pulso-eco con retardo de 19 nS.

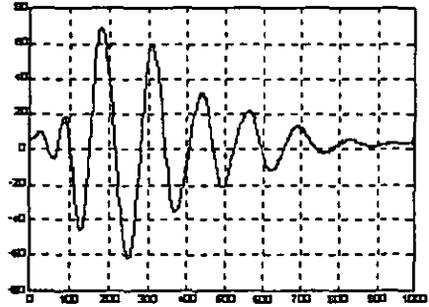


Figura 5.11 Pulso-eco con retardo de 24 nS.

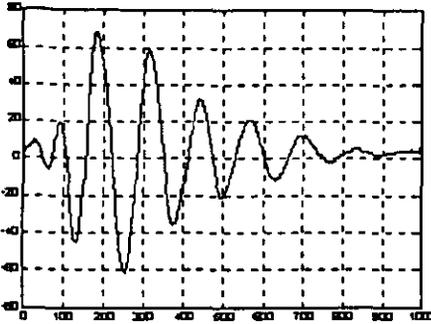


Figura 5.12 Pulso-eco con retardo de 29 nS.

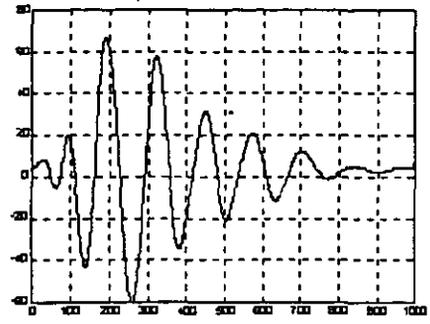


Figura 5.13 Pulso-eco con retardo de 34 nS.

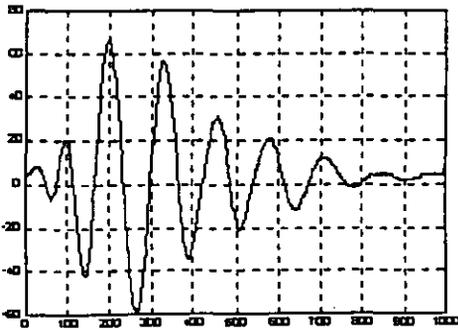


Figura 5.14 Pulso-eco con retardo de 39 nS.

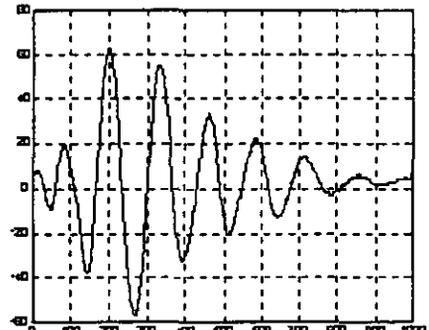


Figura 5.15 Pulso-eco con retardo de 44 nS.

La figura 5.16 muestra la gráfica de las 8 señales pulso-eco obtenidas al superponerlas en una misma gráfica.

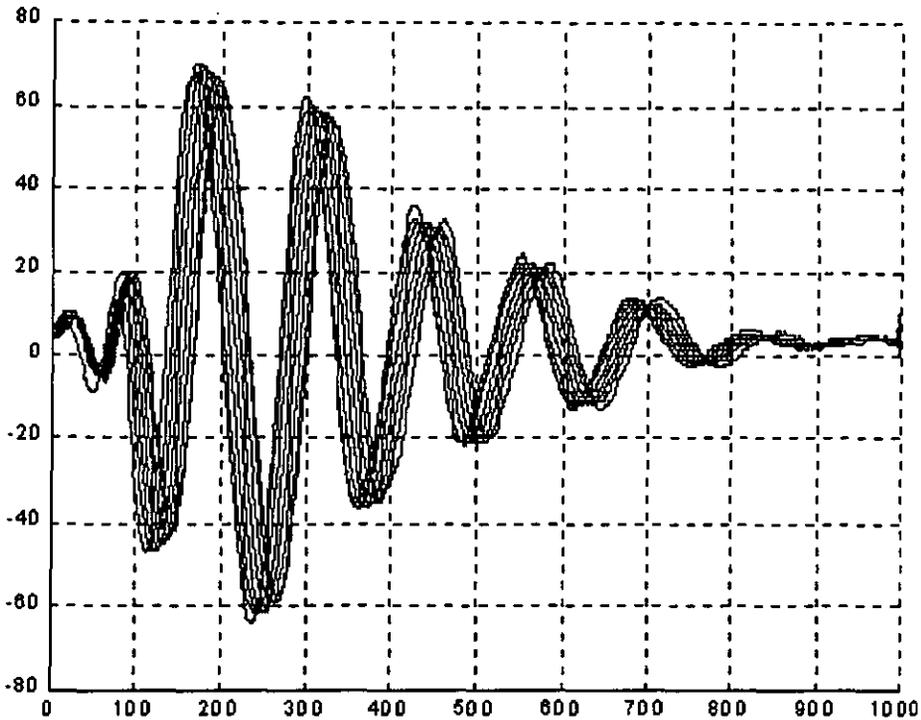


Figura 5.16 Gráfica de la superposición de las señales de pulso-eco mostradas anteriormente.

Esta gráfica es el empalme de todas los pulsos - ecos de cada uno de los 8 canales, entre cada pulso-eco existe una variación de 5 nS. que fue programado con la PC.

Al poder verificar que efectivamente existe retardo de tiempo entre cada señal ultrasónica, entonces podremos decir que el sistema funciona adecuadamente y esta listo para implementarse en un sistema de imagenología ultrasónica.

CAPÍTULO

VI

“CONCLUSIONES”

## **6. CONCLUSIONES**

### **6.1 Conclusiones Generales**

Del presente trabajo se desprenden las siguientes conclusiones generales:

Se presentó un estudio sobre los principios físicos del ultrasonido como vía para abordar el tema de focalización electrónica en la transmisión de un haz ultrasónico, generado por un arreglo de transductores y aplicado al área de imagenología ultrasónica.

Se diseñó y desarrolló una arquitectura experimental que permite realizar enfoque electrónico en la transmisión de un haz ultrasónico generado por un arreglo de transductores. La arquitectura de enfoque, basada en un módulo de líneas de retardo programable y controlado por una computadora personal, permite operar el módulo de líneas de retardos en un rango variable de tiempo y utilizar la arquitectura para el manejo de un arreglo de transductores ultrasónicos.

Se ha hecho un número de pruebas a la arquitectura, tanto para verificar el funcionamiento del sistema de retardos como para la obtención de las señales pulso-eco de interés. De esta forma se comprobó que la arquitectura desarrollada permite dar una solución a un problema en donde se requiere generar tiempos de retardos muy cortos, para poder satisfacer los diferentes requerimientos de la técnica de enfoque electrónico en transmisión.

### **6.2 Trabajo Futuro**

Como trabajo futuro se propone la utilización de líneas de retardo en la implementación de funciones de enfoque más complejas que la de enfoque lineal que se ha presentado. Estas funciones permitirán realizar un enfoque del haz ultrasónico con mayor precisión. Para lograr lo anterior se deberá extender el sistema de enfoque de 8 canales hasta 64 canales de transmisión, en donde cada cerámica del arreglo de 64 sea manejada con tiempos de retardo independientes. Se planea incorporar esta arquitectura de focalización electrónica al sistema de imagenología ultrasónica que se desarrolla en el DISCA-IIMAS-UNAM.

# APÉNDICE

## A

“ESPECIFICACIONES TÉCNICAS -  
ELECTRÓNICAS”

**ESPECIFICACIONES DE LAS LÍNEAS DE  
RETARDO DS1045-5**



The DS1045 is a 4-Bit Dual Programmable Delay Line that supports two programmable outputs from a single input. This CMOS device is capable of producing outputs in binary steps for maximum delays of up to 84 ns. The selection of one of four standard devices will allow steps of 2, 3, 4, or 5 ns. Table 1 indicates the standard product part for each delay and the maximum delay that can be obtained by each part.

Each half of the device can be programmed through separate input ports. Inputs A0 through A3 control side A output while inputs B0 through B3 control side B output. The inputs can either be held in a static mode or changed dynamically. In the dynamic mode the data enable, setup and hold times must be met. Typically the delay to a valid output is 15 ns. During the transition period the outputs are in an undefined state. The pulse widths of the output will be a reproduction of the input delayed by the selected input delay value. Typical applications are included in the following section.

Each of the outputs is capable of driving 10 standard 74LS type loads. The device is compatible with both TTL and CMOS and is specified driving a 15 pF load. Input capacitance is 10 pF. All timing measurements are measured at 1.5 volts with the exception of rise and fall times. Input and output rise and fall times are measured between 0.6 volts and 2.4 volts.

Table 1

PART NUMBER	OUTPUT DELAY VALUE															
	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39
DS1045-2	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39
DS1045-3	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36	39	42	45	48	51	54
DS1045-4	9	13	17	21	25	29	33	37	41	45	49	53	57	61	65	69
DS1045-5	9	14	19	24	29	34	39	44	49	54	59	64	69	74	79	84
	PROGRAM VALUES FOR EACH DELAY VALUE															
A0 or B0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A1 or B1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
A2 or B2	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
A3 or B3	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1

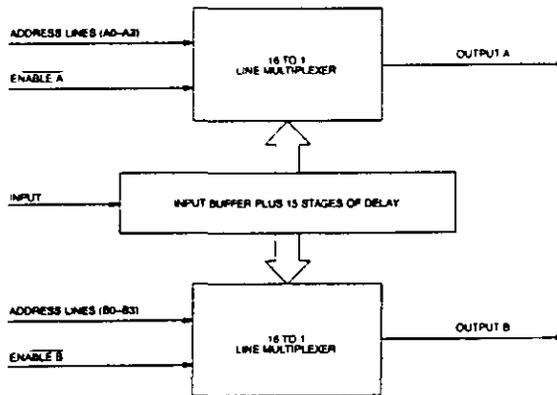
The DS1045 is capable of operation at a very high speed. Consideration should be given with respect to the minimum pulse width of the input signal when the maximum delay step is selected. For example, if a delay of a DS1045-5 of 84 ns is selected, then the input pulse width must not be shorter than 9 ns. Table 2 summarizes the minimum pulse widths (step zero delay), maximum delay times and the delay tolerance for each part number.

Table 2

PART NUMBER	STEP ZERO DELAY	MAX DELAY TIME	MAX DELAY TOLERANCE
DS1045-2	9 + 1 ns	39 ns	+1.8 ns
DS1045-3	9 + 1 ns	54 ns	+2.5 ns
DS1045-4	9 + 1 ns	69 ns	+3.3 ns
DS1045-5	9 + 1 ns	84 ns	+4.1 ns

The DS1045 is composed of a 16 stage delay line and two sets of digital multiplexers. Each side of the device can select an appropriate output delay stage by providing an input to the control code specified in Table 1. The binary value selects the individual stage of delay that becomes the output.

Figure 1



Individual stages may be thought of as RS flip-flops that have a variable capacitive load. Increasing the capacitive load increases the delay. Similarly, a decrease in the load capacitance decreases the delay. The operation of the variable capacitive load is similar to the operation of a varistor. The effect of this variable capacitive loading is that the individual stage set and reset times are precisely controlled. This process establishes controlled rise and fall times and improve the input to output waveform signal integrity of the device. The exact capacitive load is established at the factory in the final stages of the manufacturing process. A simplified schematic of the circuit is shown in Figure 2.

Figure 2

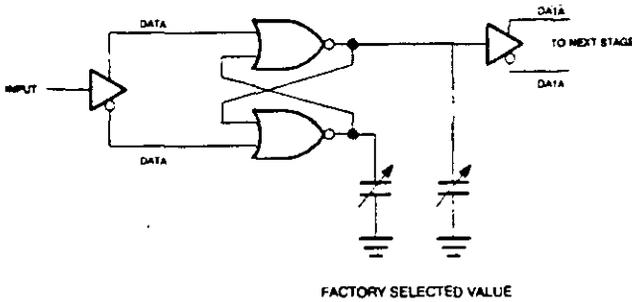


Figure 3 indicates the general characteristic of each of the DS1045 devices in this family as a function of Binary Step Value vs. Delay Time.

Figure 3

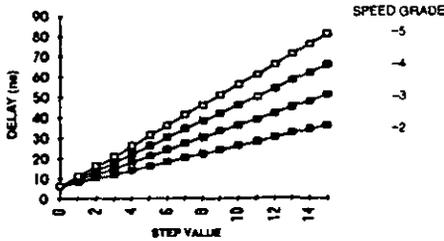
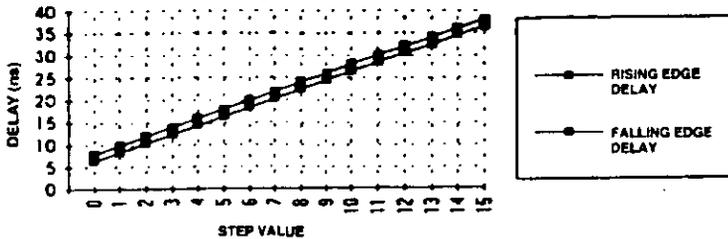


Figure 4 indicates step linearity for rising and falling edge signals. Each of the devices exhibits a virtual straight line in step linearity. The device specification limits indicate that the starting delay of the zero position on the chart is the same for each of the devices (9 ns).

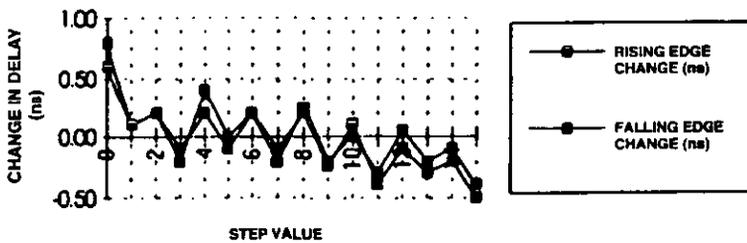
This is due to the inherent delay of the first stage. The maximum deviation for any given step is indicated in Table 2. The maximum step tolerance is specified as  $\pm 2.5$  ns for a DS1045-3 over the full binary range. The delay time at step zero is the initial buffer delay of  $9 \text{ ns} \pm 1 \text{ ns}$ .

Figure 4



The DS1045 exhibits excellent temperature characteristics. Figure 5 indicates how the change in delay times for each step is effected by temperature. The data was taken with a 5.0 volt supply voltage. A maximum total excursion (delta) of less than  $\pm 1$  ns for both rising and falling edge signal are indicated.

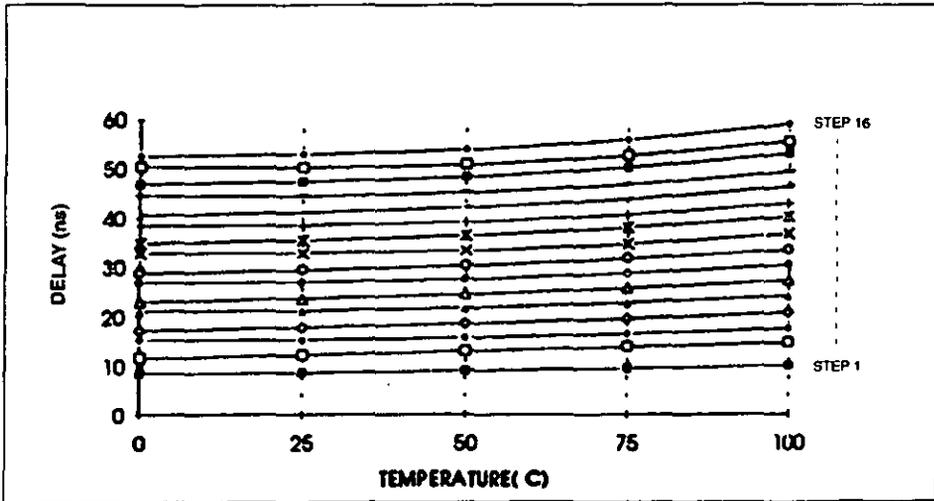
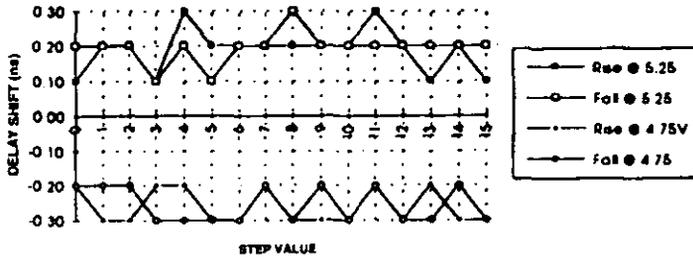
Figure 5



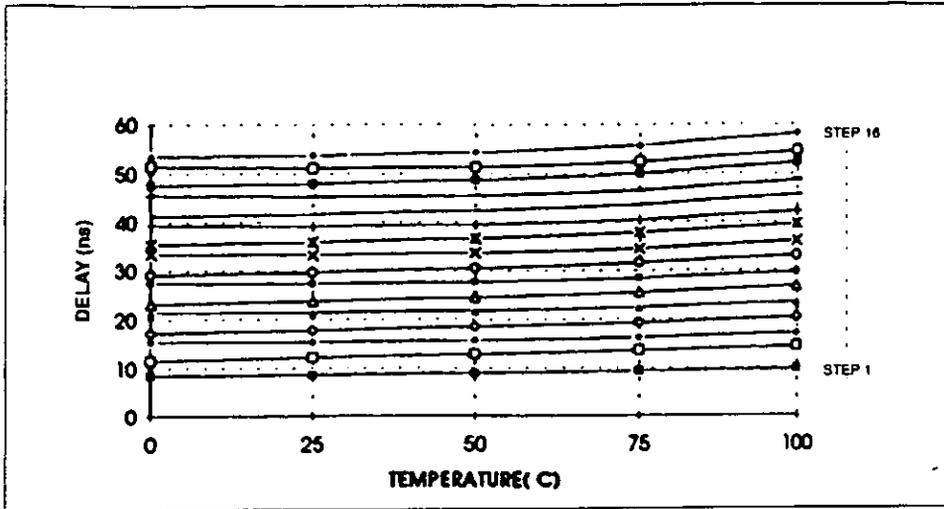
Step Value	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Rising Edge Change (ns)	0.80	0.10	0.20	-0.20	0.40	0.00	0.20	-0.20	0.25	-0.20	0.00	-0.30	0.05	-0.20	-0.10	-0.40
Falling Edge Change (ns)	0.60	0.10	0.20	-0.10	0.20	-0.10	0.20	-0.10	0.20	-0.25	0.10	-0.40	-0.10	-0.30	-0.20	-0.50

The DS1045 is a voltage compensated device whose outputs, both rising and falling edges, vary less than 300 picoseconds with voltage excursions from 4.75 to 5.25 volts. Figure 6 indicates the values for each of the 16 delay steps.

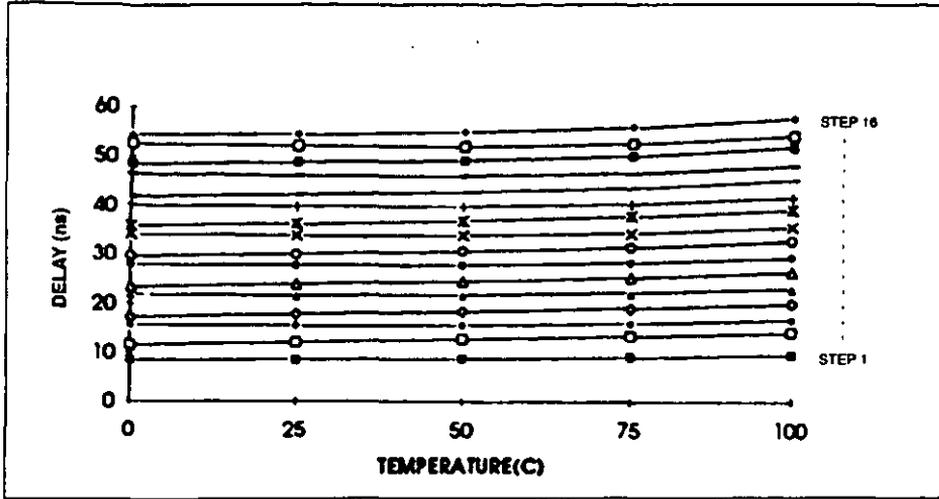
Figure 6



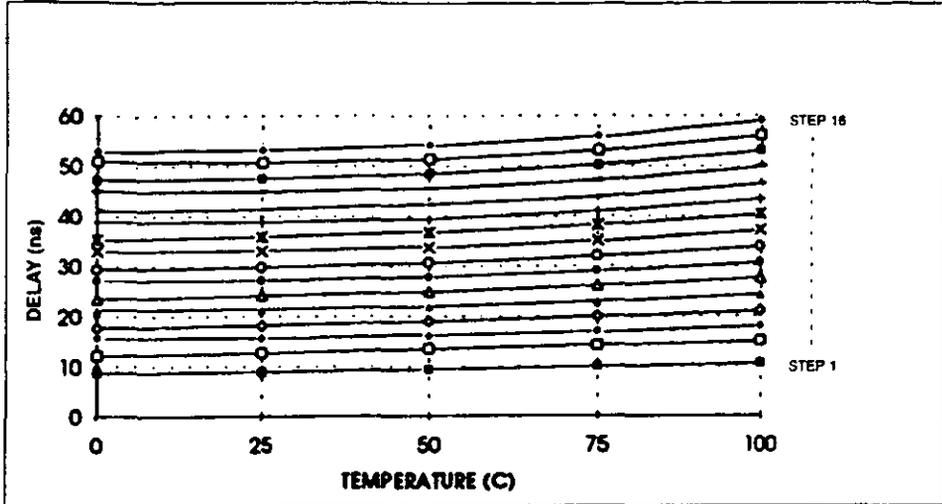
PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	8.474	8.629	9.005	9.506	10.063
2	11.587	12.223	12.966	13.769	14.602
3	15.260	15.205	15.667	16.453	17.453
4	17.075	17.678	18.491	19.468	20.632
5	21.084	21.150	21.703	22.675	24.042
6	22.963	23.576	24.496	25.674	27.182
7	26.874	26.910	27.504	28.661	30.333
8	28.820	29.393	30.340	31.674	33.528
9	32.791	32.774	33.409	34.722	36.744
10	34.957	35.502	36.512	38.035	40.193
11	38.597	38.529	39.189	40.651	42.948
12	40.635	41.125	42.133	43.787	46.259
13	44.614	44.486	45.150	46.728	49.368
14	46.891	47.321	48.367	50.188	53.020
15	50.397	50.197	50.868	52.569	55.463
16	52.545	52.878	53.918	55.857	58.977



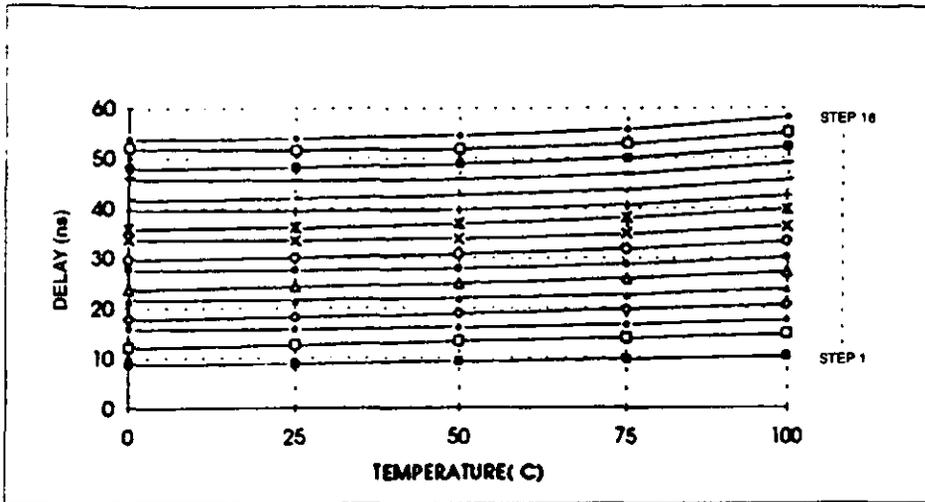
PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	8.546	8.594	8.898	9.33	9.835
2	11.539	12.162	12.869	13.619	14.388
3	15.459	15.341	15.622	16.217	17.056
4	17.179	17.716	18.449	19.293	20.333
5	21.45	21.378	21.698	22.413	23.515
6	23.168	23.713	24.491	25.46	26.761
7	27.362	27.241	27.567	28.381	29.717
8	29.151	29.638	30.405	31.46	33.01
9	33.405	33.22	33.535	34.442	36.035
10	35.399	35.852	36.646	37.805	39.591
11	39.357	39.107	39.402	40.381	42.179
12	41.217	41.592	42.342	43.57	45.603
13	45.492	45.185	45.442	46.491	48.56
14	47.597	47.914	48.667	49.989	52.243
15	51.413	51.04	51.272	52.368	54.579
16	53.398	53.622	54.304	55.676	58.13



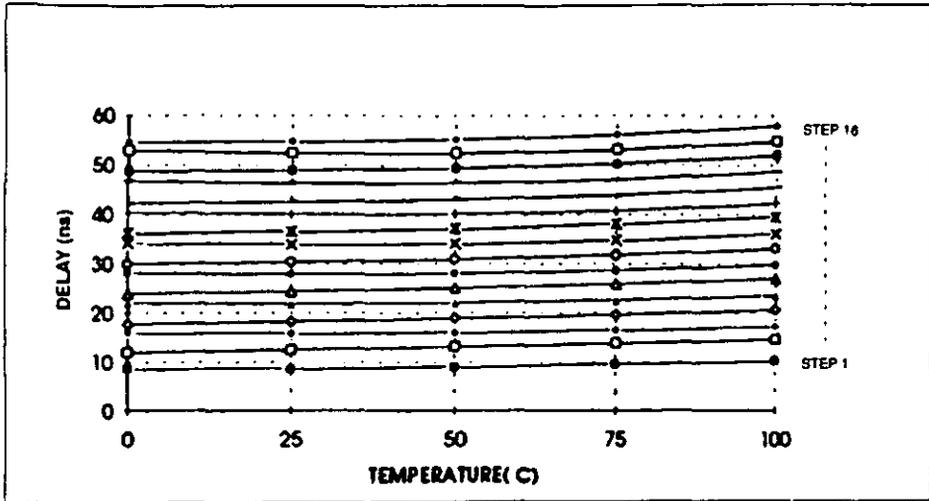
PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	8.545	8.579	8.829	9.202	9.658
2	11.542	12.114	12.801	13.515	14.257
3	15.695	15.531	15.681	16.134	16.811
4	17.264	17.814	18.478	19.234	20.153
5	21.815	21.674	21.834	22.348	23.227
6	23.400	23.911	24.598	25.428	26.555
7	27.856	27.666	27.799	28.37	29.406
8	29.512	29.956	30.612	31.476	32.787
9	34.033	33.764	33.863	34.482	35.715
10	35.881	36.304	36.943	37.895	39.354
11	40.136	39.793	39.848	40.509	41.879
12	41.824	42.154	42.759	43.715	45.358
13	46.388	45.981	46.010	46.679	48.235
14	48.349	48.619	49.181	50.196	51.990
15	52.467	51.979	51.963	52.651	54.331
16	54.285	54.453	54.963	55.975	57.906



PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	8.741	8.901	9.368	9.941	10.558
2	12.066	12.637	13.352	14.115	14.922
3	15.645	15.565	16.071	16.874	17.899
4	17.586	18.14	18.924	19.864	21.012
5	21.306	21.378	21.949	22.954	24.33
6	23.517	24.096	24.944	26.075	27.575
7	27.156	27.195	27.814	29.006	30.682
8	29.296	29.806	30.697	31.968	33.814
9	33.025	33.018	33.677	35.03	37.076
10	35.355	35.81	36.736	38.201	40.341
11	38.887	38.816	39.464	40.95	43.304
12	41.014	41.387	42.317	43.916	46.385
13	44.944	44.822	45.493	47.119	49.784
14	47.186	47.499	48.439	50.169	52.938
15	50.828	50.618	51.28	53.015	55.946
16	52.914	53.122	54.036	55.895	58.934



PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	8.721	8.817	9.210	9.724	10.300
2	12.031	12.565	13.245	13.967	14.722
3	15.825	15.689	15.994	16.616	17.485
4	17.687	18.185	18.874	19.691	20.699
5	21.681	21.591	21.926	22.667	23.797
6	23.736	24.242	24.943	25.881	27.152
7	27.649	27.514	27.851	28.704	30.083
8	29.638	30.065	30.766	31.783	33.299
9	33.651	33.451	33.787	34.721	36.371
10	35.812	36.206	36.887	37.994	39.729
11	39.638	39.384	39.683	40.678	42.51
12	41.601	41.904	42.547	43.717	45.677
13	45.846	45.512	45.789	46.832	48.914
14	47.913	48.146	48.756	50.001	52.144
15	51.867	51.459	51.682	52.79	55.052
16	53.801	53.903	54.460	55.745	58.141



PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	8.713	8.76	9.091	9.547	10.079
2	11.987	12.505	13.173	13.856	14.563
3	16.143	15.884	16.05	16.494	17.216
4	17.767	18.269	18.901	19.621	20.528
5	22.07	21.893	22.052	22.578	23.501
6	23.963	24.438	25.058	25.85	26.94
7	28.182	27.936	28.091	28.67	29.769
8	29.992	30.392	30.986	31.807	33.08
9	34.287	33.999	34.111	34.749	36.022
10	36.31	36.652	37.211	38.093	39.511
11	40.423	40.067	40.128	40.775	42.204
12	42.224	42.477	42.985	43.875	45.467
13	46.739	46.318	46.346	47.033	48.62
14	48.669	48.854	49.31	50.238	51.973
15	52.909	52.401	52.379	53.062	54.774
16	54.702	54.754	55.151	56.081	57.944

The following table indicates the performance of the DS1045-4 Programmable Delay. The plotted data is similar to the plots obtained for the DS1045-3. All steps are monotonic and show consistent variations with voltage and temperature

PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	7.775	7.923	8.361	8.880	9.450
2	11.547	11.545	11.933	12.640	13.55
3	15.751	16.140	16.656	17.281	18.041
4	19.229	19.264	19.632	20.328	21.270
5	23.533	23.973	24.485	25.097	25.931
6	27.207	27.283	27.637	28.332	29.353
7	31.417	31.844	32.287	32.850	33.697
8	35.129	35.202	35.479	36.124	37.175
9	39.374	39.817	40.226	40.763	41.667
10	43.061	43.172	43.449	44.118	45.229
11	47.382	47.811	48.136	48.597	49.490
12	50.877	51.000	51.213	51.823	52.970
13	55.357	55.797	56.087	56.518	57.462
14	59.099	59.227	59.417	60.014	61.238
15	63.287	63.690	63.842	64.194	65.131
16	67.211	67.337	67.442	67.943	69.168

PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	7.622	7.784	8.169	8.642	9.184
2	11.941	11.878	12.076	12.561	13.347
3	15.584	15.953	16.451	17.022	17.714
4	19.708	19.654	19.791	20.278	21.075
5	23.363	23.816	24.304	24.858	25.596
6	27.671	27.677	27.817	28.3	29.164
7	31.23	31.699	32.142	32.649	33.39
8	35.585	35.626	35.705	36.149	37.005
9	39.171	39.691	40.115	40.599	41.361
10	43.503	43.609	43.698	44.143	45.058
11	47.187	47.737	48.083	48.486	49.233
12	51.306	51.455	51.501	51.89	52.834
13	55.136	55.727	56.058	56.437	57.202
14	59.525	59.706	59.745	60.123	61.101
15	63.073	63.659	63.884	64.182	64.928
16	67.635	67.843	67.822	68.131	69.081

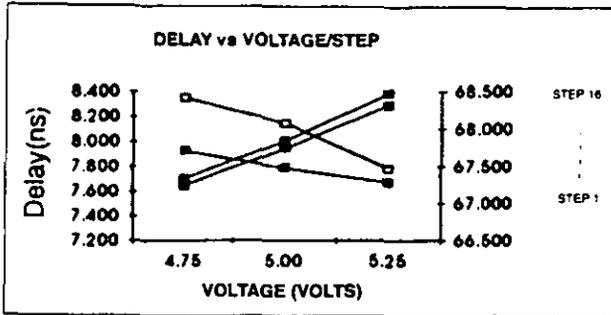
PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	7.510	7.668	8.015	8.453	8.957
2	12.359	12.304	12.378	12.696	13.329
3	15.445	15.82	16.297	16.824	17.465
4	20.203	20.156	20.178	20.452	21.096
5	23.215	23.69	24.175	24.683	25.355
6	28.143	28.19	28.225	28.507	29.174
7	31.064	31.596	32.056	32.529	33.178
8	36.051	36.165	36.159	36.404	37.067
9	39.010	39.614	40.062	40.517	41.17
10	43.933	44.152	44.177	44.420	45.134
11	47.004	47.672	48.098	48.475	49.104
12	51.734	52.003	52.015	52.241	52.949
13	54.945	55.683	56.095	56.447	57.101
14	59.929	60.281	60.306	60.493	61.23
15	62.861	63.646	63.984	64.276	64.886
16	68.064	68.472	68.446	68.577	69.271

PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	7.996	8.349	8.944	9.58	10.236
2	11.924	11.926	12.359	13.069	13.979
3	16.287	16.674	17.213	17.859	18.638
4	19.568	19.611	20.008	20.705	21.657
5	24.109	24.565	25.077	25.705	26.576
6	27.496	27.529	27.863	28.545	29.537
7	32.092	32.543	32.986	33.566	34.432
8	35.557	35.564	35.813	36.436	37.431
9	39.881	40.374	40.818	41.422	42.346
10	43.588	43.616	43.831	44.436	45.47
11	47.817	48.307	48.66	49.203	50.163
12	51.395	51.414	51.549	52.099	53.154
13	56.12	56.603	56.917	57.417	58.412
14	59.297	59.33	59.456	59.977	61.117
15	63.943	64.415	64.64	65.068	66.065
16	67.238	67.244	67.285	67.73	68.877

PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	7.794	8.145	8.698	9.297	9.912
2	12.311	12.233	12.432	12.945	13.732
3	16.093	16.491	16.994	17.587	18.297
4	20.018	19.957	20.127	20.622	21.442
5	23.88	24.383	24.876	25.46	26.225
6	27.944	27.904	28.026	28.49	29.329
7	31.854	32.387	32.826	33.354	34.114
8	36.017	35.986	36.029	36.429	37.259
9	39.641	40.226	40.672	41.216	42.045
10	44.04	44.051	44.068	44.455	45.315
11	47.564	48.164	48.559	49.044	49.861
12	51.824	51.857	51.821	52.172	53.021
13	55.838	56.478	56.848	57.291	58.132
14	59.709	59.782	59.757	60.099	60.973
15	63.662	64.338	64.627	64.997	65.83
16	67.644	67.735	67.628	67.891	68.808

PROGRAM STEP	DELAY (ns)				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1	7.622	7.94	8.481	9.05	9.649
2	12.668	12.594	12.683	13.016	13.659
3	15.9	16.335	16.822	17.368	18.023
4	20.457	20.417	20.446	20.749	21.411
5	23.694	24.23	24.723	25.263	25.961
6	28.397	28.392	28.393	28.664	29.308
7	31.634	32.24	32.711	33.202	33.885
8	36.456	36.496	36.443	36.661	37.305
9	39.416	40.091	40.579	41.084	41.821
10	44.454	44.558	44.502	44.717	45.384
11	47.314	48.057	48.506	48.966	49.688
12	52.26	52.417	52.335	52.496	53.141
13	55.586	56.39	56.844	57.261	57.985
14	60.119	60.348	60.284	60.437	61.135
15	63.412	64.272	64.682	65.038	65.741
16	68.048	68.321	68.216	68.314	68.996

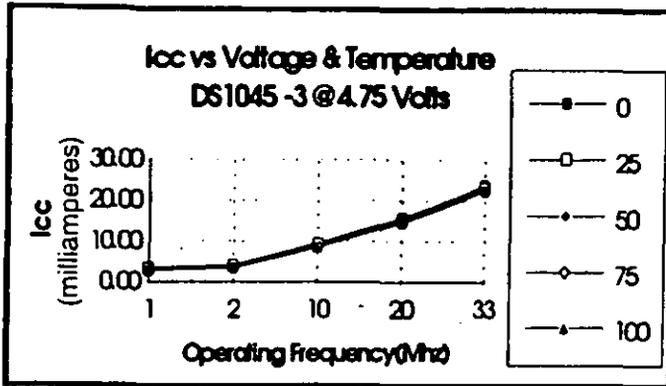
The following chart indicates how the DS1045-4 delay changes for the positive and negative edges of step 1 and step 16 over voltage variations of 5 volts  $\pm 5\%$ . For step 1, the falling edge starts at 7.923 ns and declines to 7.579 ns over an increasing voltage. The rising edge of step 1 follows a similar curve. For step 16, the slope is positive for increasing voltage. The exact values for each device are indicated in the following tables. Characteristics for the DS1045-3 and 5 are similar to the DS1045-4.



VOLTAGE (volts)	4.75V	5.00V	5.25V
Programming Step 1 Falling Edge	8.629	8.594	8.579
Programming Step 1 Rising Edge	8.901	8.817	8.760
Programming Step 16 Falling Edge	52.878	53.622	55.346
Programming Step 16 Rising Edge	53.122	53.903	55.675

VOLTAGE (volts)	4.75V	5.00V	5.25V
Programming Step 1 Falling Edge	7.923	7.784	7.579
Programming Step 1 Rising Edge	8.349	8.145	7.940
Programming Step 16 Falling Edge	67.337	67.843	68.472
Programming Step 16 Rising Edge	67.244	67.735	68.321

VOLTAGE (volts)	4.75V	5.00V	5.25V
Programming Step 1 Falling Edge	7.817	7.681	7.574
Programming Step 1 Rising Edge	8.213	8.005	7.815
Programming Step 16 Falling Edge	82.506	82.961	82.395
Programming Step 16 Rising Edge	82.958	83.363	83.720



FREQUENCY	I <sub>cc</sub> (mA) TEMPERATURE				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1 MHz	3.41	3.22	3.02	2.88	2.75
2 MHz	4.11	3.89	3.68	3.54	3.41
10 MHz	9.59	9.15	8.83	8.66	8.52
20 MHz	15.83	15.18	14.86	14.75	14.69
33 MHz	23.65	23.02	22.63	22.34	22.32

FREQUENCY	I <sub>cc</sub> (mA) TEMPERATURE				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1 MHz	3.69	3.48	3.26	3.11	2.97
2 MHz	4.45	4.20	3.98	3.82	3.68
10 MHz	10.37	9.89	9.56	9.35	9.18
20 MHz	17.10	16.37	15.98	15.81	15.77
33 MHz	25.41	24.63	24.34	24.07	23.81

FREQUENCY	I <sub>cc</sub> (mA) TEMPERATURE				
	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
1 MHz	4.02	3.78	3.53	3.37	3.22
2 MHz	4.83	4.55	4.30	4.13	3.98
10 MHz	11.21	10.68	10.31	10.01	9.89
20 MHz	18.44	17.63	17.17	16.96	16.83
33 MHz	27.26	26.29	26.03	25.80	25.53

The DS1045 is a high speed device and as such care should be exercised when testing. Good ground planes and power supply decoupling techniques should be used. It is also required that pin 2 be connected to  $V_{CC}$ . A precision time interval counter is required with test resolution ten times better than the required data measurement.

Input source: 50 ohms maximum with measurements taken at the 1.5 volt level.  
Input signal pulse of 250 ns and a period of 1 ms.  
Rise and Fall times of 3 ns between 0.6 and 3.0 volts.  
Load Capacitance = 15 pF.

The ability to use the DS1045 Dual Programmable Delay Line in multiple delay line applications makes it unique in the industry. It not only allows you to reduce inventory cost by having a lower number of parts in stock, but it also affords the designer the ability to improve system performance much later in the design cycle. All of the usual applications for delay lines are applicable to this part, but with much greater flexibility.

A word of caution is in order when loading the input delay registers with the binary value of the desired delay function. In order to insure that the input signal integrity is maintained after the register has been loaded, the input signal must be allowed to propagate through the DS1045 for at least twice the selected delay value. For example, if you were using the DS1045-3, and selected a binary 8, then you should allow at least 32 ns times 2 or 64 ns before the input integrity is established.

## ESPECIFICACIONES DEL REGISTRO 74LS374



March 1988

## DM74LS373/DM74LS374 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

### General Description

These 8-bit registers feature totem-pole 3-STATE outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance state and increased high-logic level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus-organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the DM54/74LS373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (G) is high the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken low the output will be latched at the level of the data that was set up.

The eight flip-flops of the DM54/74LS374 are edge-triggered D-type flip flops. On the positive transition of the clock, the Q outputs will be set to the logic states that were set up at the D inputs.

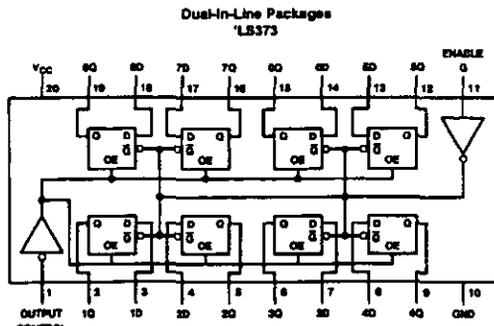
A buffered output control input can be used to place the eight outputs in either a normal logic state (high or low logic levels) or a high-impedance state. In the high-impedance state the outputs neither load nor drive the bus lines significantly.

The output control does not affect the internal operation of the latches or flip-flops. That is, the old data can be retained or new data can be entered even while the outputs are off.

### Features

- Choice of 8 latches or 8 D-type flip-flops in a single package
- 3-STATE bus-driving outputs
- Full parallel-access for loading
- Buffered control inputs
- P-N-P inputs reduce D-C loading on data lines

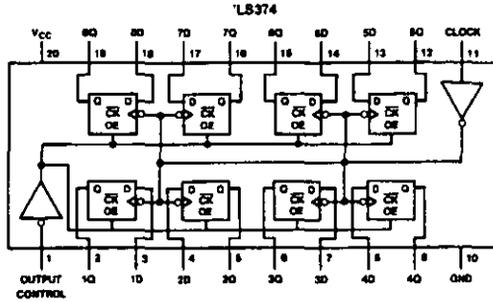
### Connection Diagrams



Order Number DM54LS373J, DM54LS373W, DM74LS373N or DM74LS373WM  
See Package Number J20A, M20B, N20A or W20A

DM74LS373/DM74LS374 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

Connection Diagrams (Continued)



Order Number DM54LS374J, DM54LS374W, DM74LS374WM or DM74LS374N  
See Package Number J20A, M20B, N20A or W20A

Function Tables

DM54/74LS373

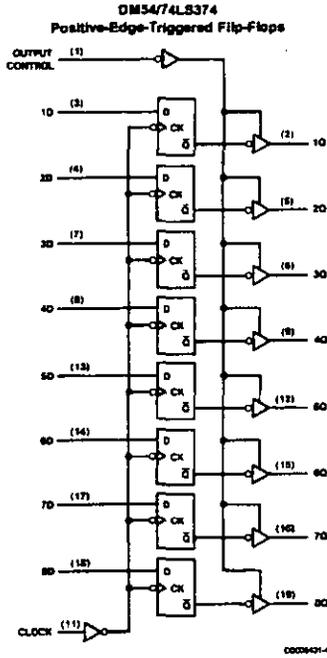
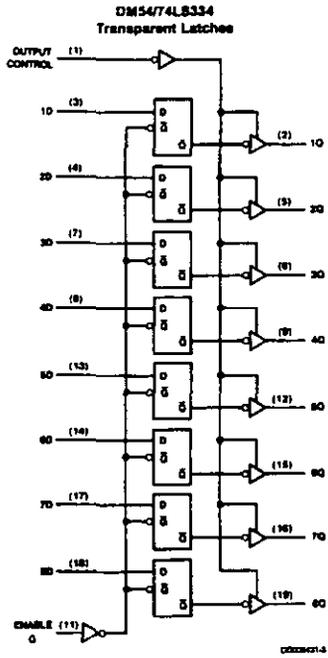
Output Control	Enable G	D	Output
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

H = High Level (Steady State), L = Low Level (Steady State), X = Don't Care  
↑ = Transition from low-to-high level, Z = High Impedance State  
Q<sub>0</sub> = The level of the output before steady-state input conditions were established.

DM54/74LS374

Output Control	Clock	D	Output
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

Logic Diagrams



<b>Absolute Maximum Ratings</b> (Note 1)		Operating Free Air Temperature Range	
Supply Voltage	7V	DM54LS	-55°C to +125°C
Input Voltage	7V	DM74LS	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	DM54LS373			DM74LS373			Units
		Min	Norm	Max	Min	Norm	Max	
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	High Level Input Voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub>	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current			-1			-2.6	mA
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current			12			24	mA
t <sub>w</sub>	Pulse Width (Note 3)	Enable High	15		15			ns
		Enable Low	15		15			
t <sub>BU</sub>	Data Setup Time (Notes 2, 3)	5↓			5↓			ns
t <sub>HD</sub>	Data Hold Time (Notes 2, 3)	20↓			20↓			ns
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Note 2: The symbol (↓) indicates the falling edge of the clock pulse is used for reference.

Note 3: T<sub>A</sub> = 25°C and V<sub>CC</sub> = 5V

**'LS373 Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 4)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min I <sub>OH</sub> = Max	DM54	2.4	3.4	V
		V <sub>CC</sub> = Max V <sub>IH</sub> = Min	DM74	2.4	3.1	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min I <sub>OL</sub> = Max	DM54		0.25	V
		V <sub>IL</sub> = Max V <sub>IH</sub> = Min	DM74		0.35	
		I <sub>OL</sub> = 12 mA V <sub>CC</sub> = Min	DM74			
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	High Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	µA
I <sub>IL</sub>	Low Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.4	mA
I <sub>OZH</sub>	Off-State Output Current with High Level Output Voltage Applied	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>O</sub> = 2.7V V <sub>IH</sub> = Min, V <sub>IL</sub> = Max			20	µA
I <sub>OZL</sub>	Off-State Output Current with Low Level Output Voltage Applied	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>O</sub> = 0.4V V <sub>IH</sub> = Min, V <sub>IL</sub> = Max			-20	µA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max	DM54	-20	-100	mA
		(Note 5)	DM74	-50	-225	

**'LS373 Electrical Characteristics** (Continued)

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 4)	Max	Units
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ , OC = 4.5V, $D_{in}$ Enable = GND		24	40	mA

**'LS373 Switching Characteristics**

at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ C$

Symbol	Parameter	From (Input) $T_0$ (Output)	$R_L = 667\Omega$				Units
			$C_L = 45\text{ pF}$		$C_L = 150\text{ pF}$		
			Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time Low to High Level Output	Data to Q		18		26	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time High to Low Level Output	Data to Q		18		27	ns
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time Low to High Level Output	Enable to Q		30		38	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time High to Low Level Output	Enable to Q		30		36	ns
$t_{PEZ}$	Output Enable Time to High Level Output	Output Control to Any Q		28		36	ns
$t_{PEL}$	Output Enable Time to Low Level Output	Output Control to Any Q		36		50	ns
$t_{PZ}$	Output Disable Time from High Level Output (Note 6)	Output Control to Any Q		20			ns
$t_{PLZ}$	Output Disable Time from Low Level Output (Note 6)	Output Control to Any Q		25			ns

Note 4: All typicals are at  $V_{CC} = 5V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ .

Note 5: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

Note 6:  $C_L = 5\text{ pF}$ .

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	DM54LS374			DM74LS374			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	High Level Input Voltage	2			2			V
$V_{IL}$	Low Level Input Voltage			0.7			0.8	V
$I_{OH}$	High Level Output Current			-1			-2.6	mA
$I_{OL}$	Low Level Output Current			12			24	mA

Recommended Operating Conditions (Continued)									
Symbol	Parameter		DM54LS374			DM74LS374			Units
			Min	Norm	Max	Min	Norm	Max	
$t_w$	Pulse Width (Note 6)	Clock High	15			15			ns
		Clock Low	15			15			
$t_{su}$	Data Setup Time (Notes 7, 8)		20†			20†			ns
$t_{sh}$	Data Hold Time (Notes 7, 8)		1†			1†			ns
$T_A$	Free Air Operating Temperature		-55		125	0		70	°C

Note 7: The symbol (†) indicates the rising edge of the clock pulse is used for reference.  
Note 8:  $T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

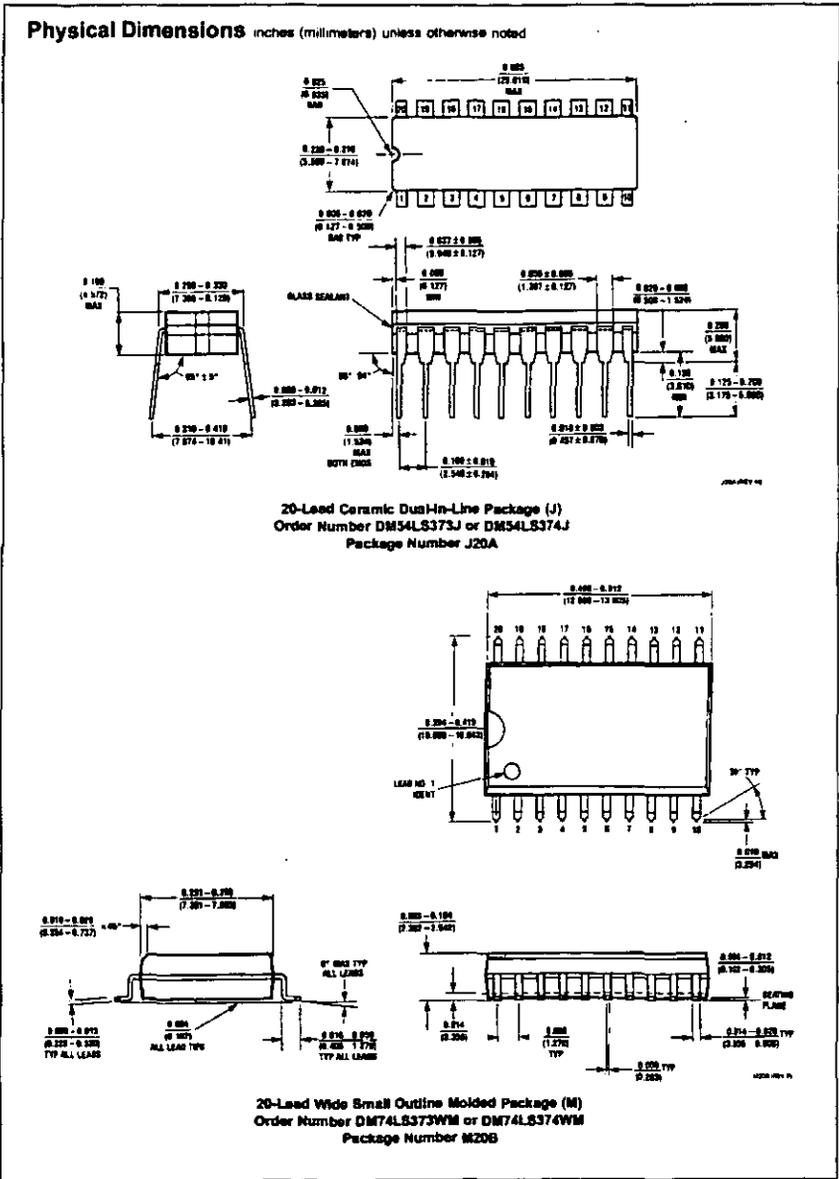
### 74LS374 Electrical Characteristics

Over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

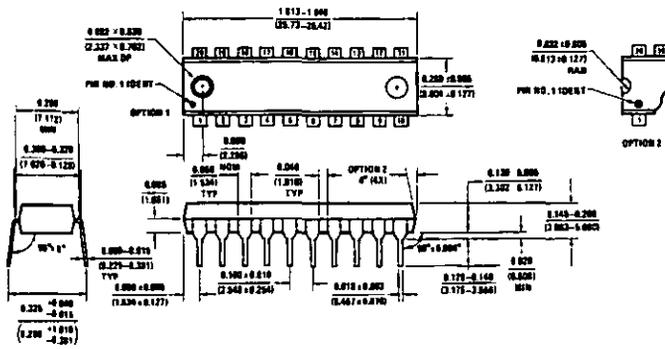
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 9)	Max	Units
$V_i$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_i = -18 \text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	High Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$	DM54	2.4	3.4	V
		$I_{OH} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$ $V_{IH} = \text{Min}$	DM74	2.4	3.1	
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$	DM54	0.25	0.4	V
		$I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$ $V_{IH} = \text{Min}$	DM74	0.35	0.5	
		$I_{OL} = 12 \text{ mA}$ $V_{CC} = \text{Min}$	DM74	0.25	0.4	
$I_i$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_i = 7\text{V}$			0.1	mA
$I_{IH}$	High Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_i = 2.7\text{V}$			20	$\mu\text{A}$
$I_{iL}$	Low Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_i = 0.4\text{V}$			-0.4	mA
$I_{OZH}$	Off-State Output Current with High Level Output Voltage Applied	$V_{CC} = \text{Max}, V_O = 2.7\text{V}$ $V_{IH} = \text{Min}, V_{iL} = \text{Max}$			20	$\mu\text{A}$
$I_{OZL}$	Off-State Output Current with Low Level Output Voltage Applied	$V_{CC} = \text{Max}, V_O = 0.4\text{V}$ $V_{IH} = \text{Min}, V_{iL} = \text{Max}$			-20	$\mu\text{A}$
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$	DM54	-50	-225	mA
		(Note 10)	DM74	-50	-225	
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}, D_n = \text{GND}, \text{OC} = 4.5\text{V}$		27	45	mA

<b>'LS374 Switching Characteristics</b> at $V_{CC} = 5V$ and $T_A = 25^\circ C$						
Symbol	Parameter	$R_L = 687\Omega$				Units
		$C_L = 45\text{ pF}$		$C_L = 150\text{ pF}$		
		Min	Max	Min	Max	
$f_{MAX}$	Maximum Clock Frequency	35		20		MHz
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time Low to High Level Output		28		32	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time High to Low Level Output		28		38	ns
$t_{PZH}$	Output Enable Time to High Level Output		28		44	ns
$t_{PZL}$	Output Enable Time to Low Level Output		28		44	ns
$t_{PHZ}$	Output Disable Time from High Level Output (Note 11)		20			ns
$t_{PLZ}$	Output Disable Time from Low Level Output (Note 11)		25			ns

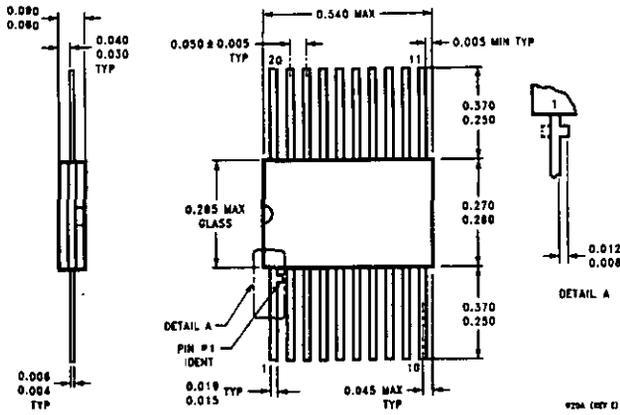
Note 9: All typicals are at  $V_{CC} = 5V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ .  
 Note 10: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.  
 Note 11:  $C_L = 5\text{ pF}$



**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**20-Lead Molded Dual-In-Line Package (N)**  
Order Number DM74LS373N and DM74LS374N  
Package Number N20A



**20-Lead Ceramic Flat Package (W)**  
Order Number DM54LS373W or DM54LS374W  
Package Number W20A

DM74LS373/DM74LS374 3-STATE Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

Fairchild Semiconductor  
Corporation  
American  
Customer Response Center  
Tel: 1-800-522-6372

Fairchild Semiconductor  
Europe  
Fax: +49 (0) 1 80-330 85 85  
E-mail: europe.support@fsc.com  
Dresden: Tel: +49 (0) 8 141-35-0  
English: Tel: +44 (0) 1 753-85-09-00  
Italy: Tel: +39 (0) 2 57 5831

Fairchild Semiconductor  
Hong Kong Ltd.  
13th Floor, Street Block,  
Queen Center, 5 Canton Rd.  
Tsimshatsui, Kowloon  
Hong Kong  
Tel: +852 2737-7200  
Fax: +852 2314-0061

Fairchild Semiconductor  
Japan Ltd.  
Tel: 81-3-8520-6175  
Fax: 81-3-8520-6179

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

# APÉNDICE

## B

### “CÓDIGO FUENTE DE PROGRAMAS DE CONTROL”

**CÓDIGO FUENTE DEL CONTROL DE LA  
PROGRAMACIÓN DE LAS LÍNEAS DE  
RETARDO**

```
#include <conio.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <dos.h>
int o, c, x, y, z, a, n, p, d;
char ret[3];
void main()
{
    window(1,1,80,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
    textcolor(15);
    gotoxy(19,6);
    cprintf("SELECCIONE EL NUMERO DE LA OPCION DESEADA");
    window(26,3,51,4);
    textbackground(4);
    clrscr();
    window(27,2,52,3);
    textbackground(6);
    clrscr();
    textcolor(14);
    gotoxy(3,1);
    cprintf("SISTEMA DE DIAGNOSTICO");
    gotoxy(5,2);
    cprintf("Tx/Rx 'TOMOGRAFO'");
    for(;;){
        window(8,9,69,17);
        textbackground(5);
        clrscr();
        window(10,8,70,16);
        textbackground(2);
        clrscr();
        textcolor(0);
        gotoxy(2,1);
        cprintf("1.- Disparo de un grupo de 8 ceramicas fijas");
        gotoxy(2,3);
        cprintf("2.- Disparo de todas las ceramicas en grupos de 8");
        gotoxy(2,5);
        cprintf("3.- Disparo de una sola ceramica fija");
        gotoxy(2,7);
        cprintf("4.- Disparo de todas las ceramicas de una en una");
        gotoxy(2,9);
        cprintf("5.- Salir");
        o = getch();
    }
```

```
o = o - 48;
if (o == 1){
char numero[3];
window(8,20,69,25);
textbackground(5);
clrscr();
window(10,19,70,24);
textbackground(3);
clrscr();
textcolor(0);
gotoxy(1,2);
cprintf("Proporcione el numero de la ceramica donde inicia el grupo");
gets(numero);
gotoxy(1,3);
cprintf("Proporcione el tiempo de repeticion en ms de 1 a 999");
gets(ret);
x = atoi(numero);
if(x <= 56){
n = 56;
outport(0x230,0x00);
delay(5);
outport(0x230,0x03);
p = 1;
while(p < 9){
outport(0x230,0x0B);
outport(0x230,0x03);
p = p + 1;
}
outport(0x230,0x01);
while(x != n){
outport(0x230,0x09);
outport(0x230,0x01);
x = x + 1;
}
gotoxy(1,6);
cprintf("PRESIONE ESC PARA REGRESAR AL MENU PRINCIPAL");
gotoxy(20,4);
textcolor(4 + 128);
cprintf("D I S P A R A N D O");
d = atoi(ret);
for(;;){
while(!kbhit()){
outport(0x230,0x05);
delay(d);
outport(0x230,0x01);
```

```
    }
    a = getch();
    if (a == 27){
        window(8,19,70,25);
        textbackground(1);
        clrscr();
        break;
    }
}
else {
    clrscr();
    textcolor(0);
    gotoxy(1,2);
    cprintf("EL NUMERO DE LA CERAMICA ESTA FUERA DE RANGO");
    gotoxy(1,4);
    cprintf("PRESIONE CUALQUIER TECLA");
    getch();
    window(8,19,70,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
}
}
if(o == 2){
    window(8,20,69,25);
    textbackground(5);
    clrscr();
    window(10,19,70,24);
    textbackground(3);
    clrscr();
    gotoxy(1,1);
    textcolor(14);
    cprintf("Disparo de todas las ceramicas en grupos de 8");
    textcolor(0);
    gotoxy(1,2);
    cprintf("Proporcione el tiempo de repeticion en ms de 1 a 999");
    gets(ret);
    gotoxy(1,4);
    cprintf("SELECCIONE: Automatica o Manualmente");
    gotoxy(1,5);
    textcolor(4);
    cprintf("1 ");
    textcolor(0);
    cprintf("MANUAL");
    gotoxy(1,6);
```

```
textcolor(4);
cprintf("2) ");
textcolor(0);
cprintf("AUTOMATICO");
a = getch();
a = a - 48;
if (a == 1){
  clrscr();
  gotoxy(1,1);
  cprintf("Emplee las teclas 'D' e 'I' para desplazar el grupo");
  textcolor(14);
  gotoxy(1,2);
  cprintf("D) Se desplaza a la derecha");
  gotoxy(1,3);
  cprintf("I) Se desplaza a la izquierda");
  gotoxy(20,4);
  textcolor(4 + 128);
  cprintf("D I S P A R A N D O");
  gotoxy(1,6);
  textcolor(6);
  cprintf("PRESIONE ESC PARA REGRESAR AL MENU PRINCIPAL");
  n = 1;
  outport(0x230, 0x00);
  delay(1);
  outport(0x230, 0x03);
  p = 1;
  while(p < 9){
    outport(0x230,0x0B);
    outport(0x230,0x03);
    p = p + 1;
  }
  outport(0x230, 0x01);
  d = atoi(ret);
  for(;;){
    textcolor(0);
    gotoxy(1,5);
    cprintf("El numero de la primer ceramica del grupo es");
    window(56,23,58,23);
    textbackground(1);
    clrscr();
    textcolor(14);
    cprintf("%d", (57-n));
    textcolor(0);
    while(!kbhit()){
      outport(0x230,0x05);
```

```
    delay(d);
    output(0x230,0x01);
}
x = getch();
if(x == 0x44){
    if(n < 56){
        n = n + 1;
        output(0x230,0x09);
        output(0x230,0x01);
    }
}
if(x == 0x49){
    if(n > 1){
        n = n - 1;
        output(0x230, 0x00);
        delay(1);
        output(0x230, 0x03);
        p = 1;
        while(p < 9){
            output(0x230,0x0B);
            output(0x230,0x03);
            p = p + 1;
        }
        output(0x230, 0x01);
        c = 1;
        while(c != n){
            output(0x230,0x09);
            output(0x230,0x01);
            c = c + 1;
        }
    }
}
if(x == 27){
    window(8,19,70,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
    break;
}
}
if(a == 2){
    clrscr();
    textcolor(14);
    gotoxy(21,1);
    cprintf("Barrido Automatico");
```

```
gotoxy(1,2);
textcolor(14);
cprintf("D");
textcolor(0);
cprintf("ecrementa la vel. de barrido");
gotoxy(1,3);
textcolor(14);
cprintf("I");
textcolor(0);
cprintf("ncrementa la vel. de barrido");
textcolor(14);
gotoxy(1,5);
cprintf("H");
gotoxy(60,5);
cprintf("L");
gotoxy(20,5);
textcolor(4 + 128);
cprintf("D I S P A R A N D O");
gotoxy(1,6);
textcolor(0);
cprintf("Presione ESC para regresar al menu principal");
window(10,22,70,22);
textbackground(6);
clrscr();
textcolor(4);
output(0x230, 0x00);
delay(1);
output(0x230, 0x03);
p = 1;
while(p < 9){
    output(0x230,0x0B);
    output(0x230,0x03);
    p = p + 1;
}
output(0x230, 0x01);
x = 1;
y = 1;
n = 1;
d = atoi(ret);
for(;;){
    clrscr();
    gotoxy(x,1);
    cprintf("|");
    while(!kbhit){
        c = 0;
```

```
while(c != (x * 10)){
    outport(0x230,0x05);
    delay(d);
    outport(0x230,0x01);
    c = c + 1;
}
if(y < 57){
    y = y + 1;
    outport(0x230,0x09);
    outport(0x230,0x01);
}
else{
    y = 1;
    outport(0x230, 0x00);
    delay(1);
    outport(0x230, 0x03);
    p = 1;
    while(p < 9){
        outport(0x230,0x0B);
        outport(0x230,0x03);
        p = p + 1;
    }
    outport(0x230, 0x01);
}
}
z = getch();
if(z == 0x44 && x < 60)
    x = x + 1;
if(z == 0x49 && x > 1)
    x = x - 1;
if(z == 27){
    window(8,19,70,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
    break;
}
}
}
}
if(o == 3){
    char numero[3];
    window(8,20,69,25);
    textbackground(5);
    clrscr();
    window(10,19,70,24);
```

```
textbackground(3);
clrscr();
textcolor(0);
gotoxy(1,1);
cprintf("Proporcione el numero de la ceramica");
gets(numero);
gotoxy(1,2);
cprintf("Proporcione el tiempo de repeticion en ms de 1 a 999");
gets(ret);
x = atoi(numero);
if(x <= 64){
    n = 64;
    outport(0x230, 0x00);
    delay(1);
    outport(0x230, 0x03);
    outport(0x230, 0x0B);
    outport(0x230, 0x01);
    while(x != n){
        outport(0x230,0x09);
        outport(0x230,0x01);
        x = x + 1;
    }
    gotoxy(1,6);
    cprintf("PRESIONE ESC PARA REGRESAR AL MENU PRINCIPAL");
    gotoxy(20,4);
    textcolor(4 + 128);
    cprintf("D I S P A R A N D O");
    d = atoi(ret);
    for(;;){
        while(!kbhit()){
            outport(0x230,0x05);
            delay(d);
            outport(0x230,0x01);
        }
        a = getch();
        if (a == 27){
            window(8,19,70,25);
            textbackground(1);
            clrscr();
            break;
        }
    }
}
else {
    clrscr();
```

```
    textcolor(0);
    gotoxy(1,2);
    cprintf("EL NUMERO DE LA CERAMICA ESTA FUERA DE RANGO");
    gotoxy(1,4);
    cprintf("PRESIONE CUALQUIER TECLA");
    getch();
    window(8,19,70,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
}
}
if(o == 4){
    window(8,20,69,25);
    textbackground(5);
    clrscr();
    window(10,19,70,24);
    textbackground(3);
    clrscr();
    gotoxy(1,1);
    textcolor(14);
    cprintf("Disparo de todas las ceramicas de una en una");
    textcolor(0);
    gotoxy(1,2);
    cprintf("Proporcione el tiempo de repeticion en ms de 1 a 999");
    gets(ret);
    gotoxy(1,4);
    cprintf("SELECCIONE: Automatica o Manualmente");
    gotoxy(1,5);
    textcolor(4);
    cprintf("1 ");
    textcolor(0);
    cprintf("MANUAL");
    gotoxy(1,6);
    textcolor(4);
    cprintf("2 ");
    textcolor(0);
    cprintf("AUTOMATICO");
    a = getch();
    a = a - 48;
    if (a == 1){
        clrscr();
        gotoxy(1,1);
        cprintf("Emplee las teclas 'D' e 'I' para desplazar la ceramica");
        textcolor(14);
        gotoxy(1,2);
```

```

cprintf("D) Se desplaza a la derecha");
gotoxy(1,3);
cprintf("I) Se desplaza a la izquierda");
gotoxy(20,4);
textcolor(4 + 128);
cprintf("D I S P A R A N D O");
gotoxy(1,6);
textcolor(6);
cprintf("PRESIONE ESC PARA REGRESAR AL MENU PRINCIPAL");
n = 1;
d = atoi(ret);
outport(0x230, 0x00);
delay(1);
outport(0x230, 0x03);
outport(0x230, 0x0B);
outport(0x230, 0x01);
for(;;){
    textcolor(0);
    gotoxy(1,5);
    cprintf("El numero de la ceramica es");
    window(46,23,48,23);
    textbackground(1);
    clrscr();
    textcolor(14);
    cprintf("%d", (65-n));
    textcolor(0);
    while(!kbhit()){
        outport(0x230,0x05);
        delay(d);
        outport(0x230,0x01);
    }
    x = getch();
    if(x == 0x44 && n < 64){
        n = n + 1;
        outport(0x230,0x09);
        outport(0x230,0x01);
    }
    if(x == 0x49 && n > 1){
        n = n - 1;
        outport(0x230, 0x00);
        delay(1);
        outport(0x230, 0x03);
        outport(0x230, 0x0B);
        outport(0x230, 0x01);
    }
    c = 1;
}

```

```
while(c != n){
    outport(0x230,0x09);
    outport(0x230,0x01);
    c = c + 1;
}
}
if(x == 27){
    window(8,19,70,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
    break;
}
}
}
if(a == 2){
    clrscr();
    textcolor(14);
    gotoxy(9,1);
    cprintf("Barrido Automatico de ceramica por ceramica");
    gotoxy(1,2);
    textcolor(14);
    cprintf("D");
    textcolor(0);
    cprintf("ecrementa la vel. de barrido");
    gotoxy(1,3);
    textcolor(14);
    cprintf("I");
    textcolor(0);
    cprintf("ncrementa la vel. de barrido");
    textcolor(14);
    gotoxy(1,5);
    cprintf("H");
    gotoxy(60,5);
    cprintf("L");
    gotoxy(20,5);
    textcolor(4+128);
    cprintf("D I S P A R A N D O");
    gotoxy(1,6);
    textcolor(0);
    cprintf("Presione ESC para regresar al menu principal");
    window(10,22,70,22);
    textbackground(6);
    clrscr();
    textcolor(4);
    outport(0x230, 0x00);
```

```
delay(1);
output(0x230, 0x03);
output(0x230, 0x0B);
output(0x230, 0x01);
x = 1;
y = 1;
n = 1;
d = atoi(ret);
for(;;){
  clrscr();
  gotoxy(x,1);
  cprintf("|");
  while(!kbhit()){
    c = 0;
    while(c != (x * 10)){
      output(0x230,0x05);
      delay(d);
      output(0x230,0x01);
      c = c + 1;
    }
    if(y < 65){
      y = y + 1;
      output(0x230,0x09);
      output(0x230,0x01);
    }
    else{
      y = 1;
      output(0x230, 0x00);
      delay(1);
      output(0x230, 0x03);
      output(0x230, 0x0B);
      output(0x230, 0x01);
    }
  }
  z = getch();
  if(z == 0x44 && x < 60)
    x = x + 1;
  if(z == 0x49 && x > 1)
    x = x - 1;
  if(z == 27){
    window(8,19,70,25);
    textbackground(1);
    clrscr();
    break;
  }
}
```

```
    }  
  }  
}  
if(o == 5){  
  window(1,1,80,25);  
  textbackground(0);  
  clrscr();  
  break;  
}  
}  
}
```

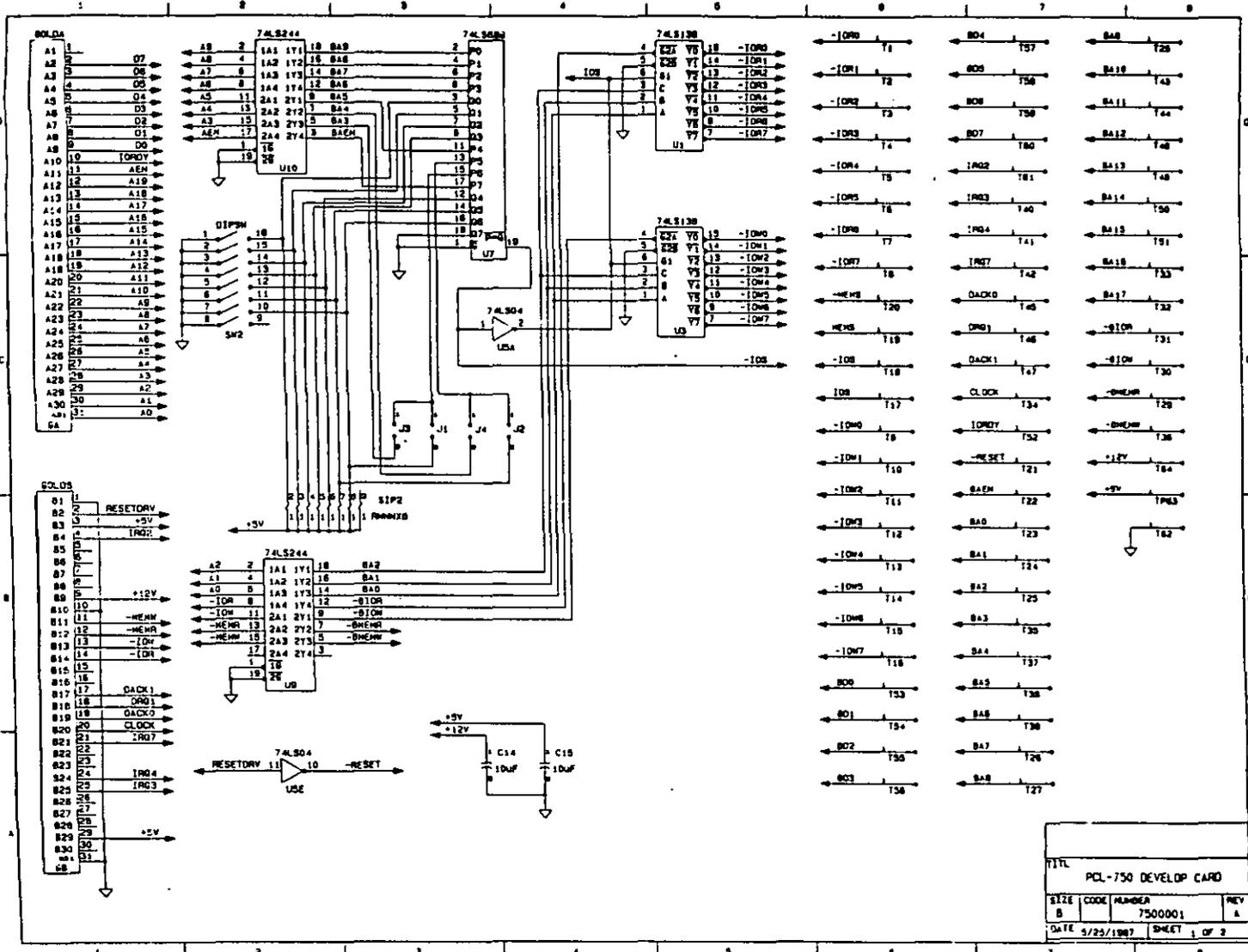
# APÉNDICE

## C

“DIAGRAMAS DE CIRCUITOS”

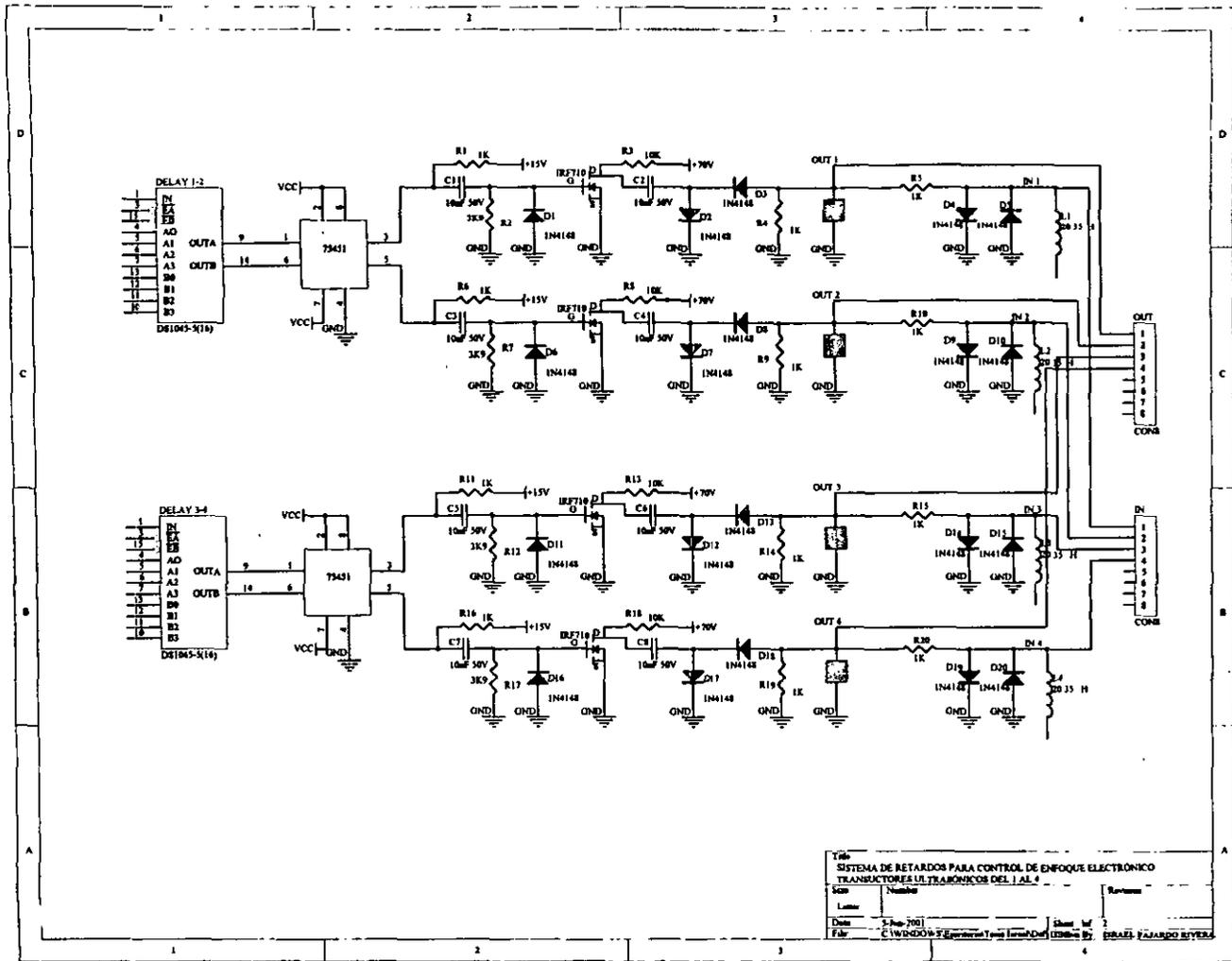
DIAGRAMA DE LA TARJETA DE CONTROL  
PCL-50



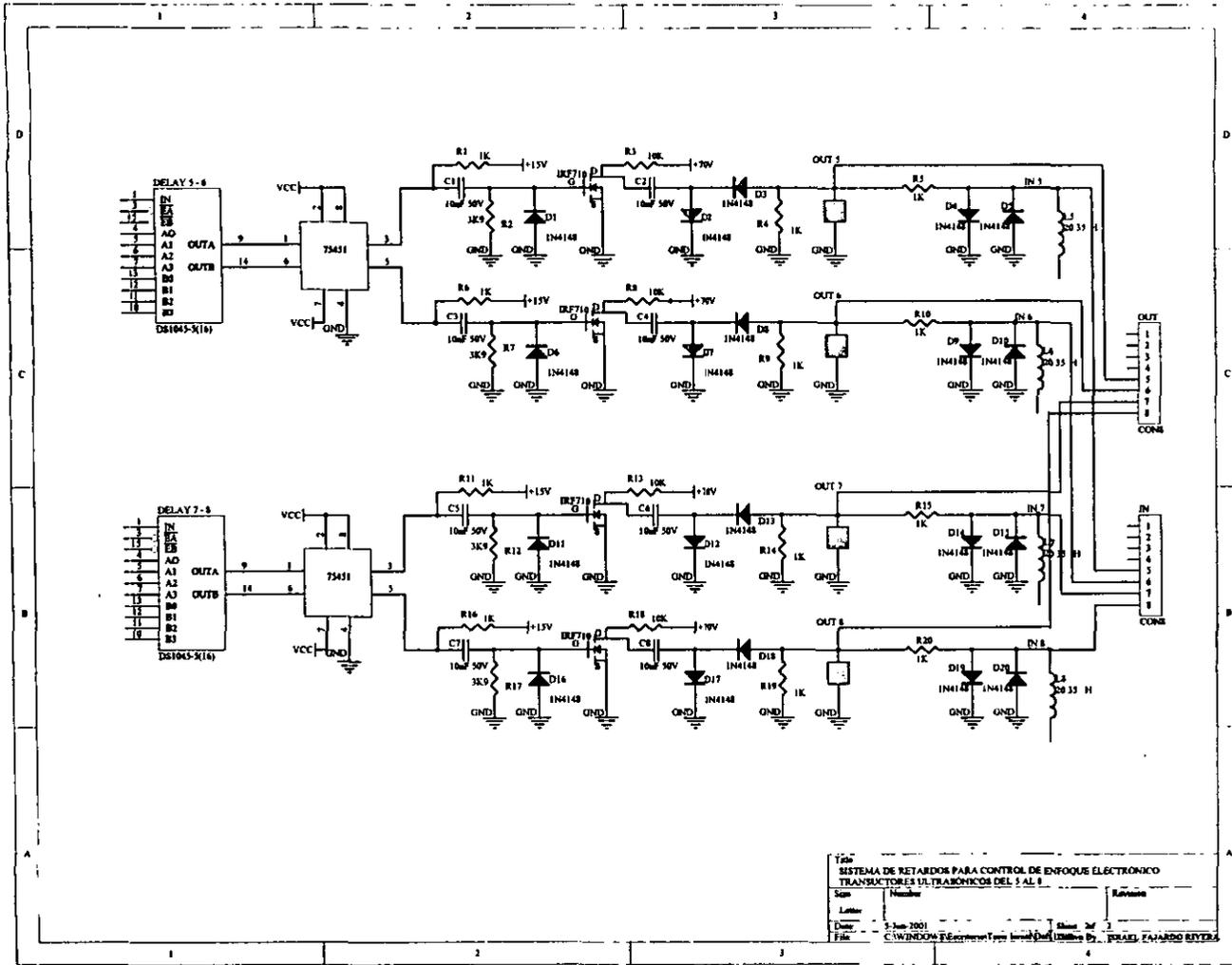


TITLE			
PCL-750 DEVELOP CARD			
SIZE	CODE	NUMBER	REV
B		7500001	A
DATE		SHEET	
5/25/1987		1 OF 2	

# DIAGRAMA DEL SISTEMA DE RETARDOS PARA ENFOQUE ELECTRÓNICO



Título			
SISTEMA DE RETARDOS PARA CONTROL DE ENFOQUE ELECTRONICO			
TRANSISTORES Y DIODOS DEL 1 AL 4			
Esc	Numero	Revision	
Letra			
Date	5-Feb-70	Edad	1
File	C:\WINDOWS\SYSTEM32\cmd.exe	Edad	1
DISEÑADO POR: BRAULIO FAJARDO RIVERA			



Título: SISTEMA DE RETARDOS PARA CONTROL DE ENFOQUE ELECTRONICO  
 TRANSDUCTORES ULTRASONICOS DEL 5 AL 8  
 Escala: \_\_\_\_\_ Numero: \_\_\_\_\_ Revisión: \_\_\_\_\_  
 Letter: \_\_\_\_\_  
 Date: 5-Jun-2001 Sheet: 2 of 2  
 File: C:\WINDOWS\Flextron\Tercer Nivel\Del\Delimbo.Dwg Drawn By: ERASER FARIAS BAYTES