

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DE
ENFOQUE ELECTRÓNICO PARA EL DIAGNÓSTICO MÉDICO,
EN UNA ARQUITECTURA DE PROCESAMIENTO PARALELO**

TESIS QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO EN COMPUTACIÓN
PRESENTA

RUBÉN ORTIZ RAMÍREZ

ASESOR:
ING. FELIPE RAUDA GARCÍA

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

JULIO DE 1996



**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

91
2y



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

*No fue encubierto de ti mi cuerpo,
Bien que en oculto fui formado,
Y entretelado en lo más profundo de la tierra.
Mi embrión vieron tus ojos,
Y en tu libro estaban escritas todas aquellas cosas
Que fueron luego formadas,
Sin faltar una de ellas.
¡Cuán preciosos me son, oh Dios, tus pensamientos!
¡Cuán grande es la suma de ellos!*

Salmo 139: 5-17

7

A mis padres y mis hermanos

A Ana Lilia

Agradezco al Departamento de Electrónica y Automatización del
Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y en Sistemas
de la Universidad Nacional Autónoma de México
por todo su apoyo para la realización de esta tesis.

Agradezco al Dr. Eduardo Moreno por su invaluable ayuda .

ÍNDICE

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Generalidades	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Metodología	3
Referencias	5
2 PROCESAMIENTO PARALELO Y TRANSPUTERS	6
2.1 Procesamiento paralelo	7
2.2 El transputer	9
2.2.1 Arquitectura del transputer	11
2.2.2 Familia de transputers	15
2.2.3 TRAM (Transputer Module)	16
2.3 Occam	20
2.3.1 Orígenes de Occam	20
2.3.2 Características de Occam	21
2.3.3 Procesos primitivos	22
2.3.4 Construcciones	23
2.3.5 Comunicación	24
Referencias	26
3 ULTRASONIDO PARA DIAGNÓSTICO MÉDICO	27
3.1 Bases de acústica	28
3.1.1 Ondas continuas	28
3.1.2 Ondas de pulsos	33
3.1.3 Propagación en tejidos	33
3.1.4 Transductores	37
3.1.5 Operación con pulsos	40
3.1.6 Campo ultrasónico	40
3.2 Ultrasonido en modo A	43
3.3 Ultrasonido en modo B	45
3.4 Tipos de barrido	46
3.4.1 Barrido lineal	47
3.4.2 Barrido sectorial	49
Referencias	50

4 MÉTODOS DE ENFOQUE ELECTRÓNICO	52
4.1 Arreglos	53
4.1.1 Arreglos lineales	53
4.1.2 Arreglos circulares	54
4.1.3 Arreglos bidimensionales	55
4.2 Lentes acústicas	55
4.2.1 Lentes físicas	56
4.2.2 Enfoque electrónico	61
4.3 Cálculo de los retardos	64
4.3.1 Deflexión simple	65
4.3.2 Focalización diédrica	66
4.3.3 Focalización cilíndrica	67
4.3.4 Focalización en barridos lineales	68
4.4 Algunas implementaciones	68
4.4.1 Sistema basado en contadores	68
4.4.2 Sistema basado en registros de corrimiento	69
4.4.3 Sistema basado en celdas maestro-esclavo	71
4.4.4 Sistema basado en generadores de rampa y comparadores	72
Referencias	73
5 PROPUESTA DE UN MÓDULO DE ENFOQUE ELECTRÓNICO	75
5.1 Características del proyecto general	76
5.2 Principio de funcionamiento	77
5.2.1 Módulo de generación de la lente	77
5.2.2 Módulo de corrimiento de la apertura	78
5.3 Diseño	78
5.3.1 Generación de las lentes	79
5.3.2 Desplazamiento de la apertura	81
5.3.3 Programas de cálculo y control	84
5.3.4 Construcción	84
6 RESULTADOS Y CONCLUSIONES	86
6.1 Pruebas al sistema	87
6.2 Resultados	88
6.3 Conclusiones y trabajo futuro	93
Referencias	96
APÉNDICE A Retardos de focalización	97
APÉNDICE B Hojas de especificaciones	103
APÉNDICE C Código fuente de programas de control	122
APÉNDICE D Diagramas de circuitos	139

1 INTRODUCCIÓN

1 INTRODUCCIÓN

1.1 GENERALIDADES

El Laboratorio de Procesamiento Paralelo (LPP) del Departamento de Electrónica y Automatización (DEA) del Instituto de Investigaciones en Matemáticas Aplicadas y en Sistemas (IIMAS) desarrolla actualmente aplicaciones de procesamiento paralelo en sistemas de tiempo real. Una de las líneas de investigación de mayor interés es la relacionada con el procesamiento paralelo de señales e imágenes, obtenidas a partir de arreglos de sensores ultrasónicos.

En esta línea de investigación se realiza trabajo conjunto con el Centro de Ultrasonía del Instituto de Cibernética, Matemática y Física del Ministerio de Ciencia, Tecnología y Medio Ambiente (ICIMAF-MCTMA), de Cuba. En particular, se trabaja en el diseño y desarrollo de un sistema visualizador de imágenes ultrasónicas, que forma la base de un tomógrafo ultrasónico.

El DEA trabaja en la integración un tomógrafo ultrasónico basado en una PC, para reducir los costos, generalmente elevados, de los tomógrafos comerciales; aunque esto impone un grado de complejidad, debido a las velocidades requeridas, las publicaciones actuales más prestigeadas anuncian la inminencia de estos sistemas (1).

La utilización de sistemas de cómputo personales ofrece el prospecto de contar con sistemas de visualización flexibles, a un costo relativamente bajo; permiten la implementación de diversas estrategias de adquisición, formación y despliegue de imágenes ultrasónicas, además de que incluyen la capacidad para procesar digitalmente tanto señales como imágenes.

Por sí misma, una PC difícilmente completa el trabajo necesario para estas aplicaciones, sobre todo si se trata de aplicaciones en tiempo real, por lo que se han propuesto arquitecturas paralelas para reconstruir los datos acústicos (2).

En el LPP se cuenta con infraestructura que permite integrar sistemas de procesamiento paralelo basados en transputers en plataformas de tipo PC. Esto ha hecho posible implementar un prototipo de visualizador ultrasónico, en donde las diversas operaciones de adquisición, formación y despliegue de la imagen ultrasónica se efectúen en

forma paralela, obteniéndose un desempeño tal que permite al sistema operar en tiempo real.

Una característica importante que los usuarios de los tomógrafos demandan es el aumento de la resolución lateral, para poder distinguir más claramente las estructuras anatómicas en observación. Este problema será el que trataremos en este trabajo, y a raíz del cual se propone la implementación de un módulo de enfoque electrónico en emisión.

En este trabajo presentamos una propuesta de un módulo de enfoque electrónico que opere en un tomógrafo ultrasónico basado en un sistema de procesamiento paralelo integrado a una computadora personal. El método de enfoque electrónico que se usará es innovador, pues utiliza técnicas de procesamiento paralelo y memorias RAM estáticas, mientras que los sistemas encontrados en la bibliografía utilizan otras técnicas.

1.2 OBJETIVOS

El objetivo principal de este trabajo se centrará en el diseño y desarrollo de un sistema de enfoque electrónico, utilizado en el prototipo de un tomógrafo ultrasónico. Este sistema de enfoque empleará una arquitectura basada en transputers programados en lenguaje Occam y lógica digital adicional, para controlar los disparos en un arreglo de transductores ultrasónicos.

Tres objetivos se derivan de este planteamiento:

1. Integrar un sistema de enfoque electrónico natural que constituya la base para implementar mecanismos de enfoque más complejos.
2. Implementar un sistema de enfoque electrónico para lograr focalización diédrica y cilíndrica.
3. Realizar un análisis comparativo de las técnicas de focalización implementadas.

1.3 METODOLOGÍA

La organización de este trabajo escrito refleja los pasos que seguimos durante el desarrollo del proyecto. En este primer capítulo se describieron ya las generalidades del trabajo y sus objetivos. En el segundo capítulo fue necesario aprender los fundamentos del procesamiento paralelo, particularmente con el Transputer con programación en Occam.

En el tercer capítulo examinamos las bases del ultrasonido para diagnóstico médico, abordando los temas de acústica pertinentes, así como su aplicación a las técnicas de formación de imágenes ultrasónicas: ultrasonido en modo A y ultrasonido en modo B. En el mismo capítulo describimos la manera en que se generan imágenes bidimensionales, al tocar el tópico de tipos de barrido.

En el cuarto capítulo explicamos los métodos de enfoque electrónico en emisión. En el apartado de arreglos especificamos las maneras de lograr el barrido en un arreglo, así como algunas de las ventajas y desventajas de cada configuración. En la siguiente sección presentamos la acción de las lentes acústicas, así como los métodos para lograrlas físicamente o sintetizarlas. Posteriormente se indican las expresiones que nos permiten calcular los retardos necesarios para cada tipo de focalización. En la última división de este capítulo mencionamos (sólo para fines de enmarcar el problema) algunas soluciones proporcionadas por otras personas para lograr el enfoque. No es nuestro propósito ahondar en estas instrumentaciones, sino presentarlas para dar un contexto a nuestra solución.

En el quinto capítulo, después de haber analizado las soluciones ya existentes, proponemos un módulo de enfoque electrónico basado en una memoria SRAM de alta velocidad para conseguir los retardos. Explicamos el módulo en sus bloques en el apartado de Características del Proyecto General; a continuación exponemos su principio de funcionamiento. En la sección de Diseño se muestra detalladamente la organización y funcionamiento del módulo de enfoque. En la sección de Resultados y Conclusiones presentamos las imágenes logradas, comparándolas entre sí para mostrar la efectividad de nuestra propuesta.

Al final de cada capítulo se enlista la bibliografía que fue utilizada. En los apéndices se encuentran las especificaciones de los circuitos más importantes del módulo, los mapas de los circuitos, los cálculos de los retardos, y el código fuente de los programas controladores.

REFERENCIAS

- (1) WELLS, P. N. T. **Sate-of-the-art of ultrasonic imaging.** *22nd International Symposium on Acoustical Imaging.* Firenze, Italy. September, 1995.
- (2) KLINE, R. A. **A Parallel Processing Algorithm for Acoustic Tomography.** *22nd International Symposium on Acoustical Imaging.* Firenze, Italy. September, 1995.

7

2 PROCESAMIENTO PARALELO Y TRANSPUTERS

2 PROCESAMIENTO PARALELO Y TRANSPUTERS

2.1 PROCESAMIENTO PARALELO

Desde que von Neumann en 1946 propuso su arquitectura de computadoras, la mayoría de ellas se han construido usando los mismos principios y apegándose al mismo diseño básico: un procesador único y unidades de memoria unidos a través de un solo bus de datos. El procesador adquiere las instrucciones los datos son de la memoria usando un bus común; posteriormente, los datos resultantes se almacenan de nuevo en la memoria. Este ciclo de lectura y almacenamiento secuencial ocurre repetidamente durante la ejecución de cualquier programa.

Las computadoras se emplean principalmente para modelar el mundo real. Ciertamente la mayoría de aplicaciones de las computadoras modelan objetos de su entorno, en donde, sin embargo, los sucesos ocurren normalmente de manera simultánea. Es posible que dos eventos ocurran en distintos lugares, pero al mismo tiempo. Es más, algunas aplicaciones, tales como la visión y el procesamiento del lenguaje tienen un paralelismo inherente, de manera que su solución en una manera secuencial consume demasiado tiempo. El distribuir la carga de procesamiento en más de una computadora debería incrementar el desempeño del sistema (1).

Por otro lado, los desarrollos de software actuales, con su gran énfasis en interfaces adecuadas para el usuario, requieren de grandes velocidades en el procesamiento; lo cual requiere a su vez de computadoras cada vez más rápidas. Finalmente, el límite físico absoluto es la velocidad de la luz; las velocidades de procesamiento no pueden incrementarse por mucho tiempo como lo han venido haciendo; aun cuando los microprocesadores se desarrollan rápidamente, el tiempo de acceso a memoria es inaceptable, debido en parte a la conformación física del bus y sus capacitancias asociadas. Una solución ha consistido en colocar más de los circuitos requeridos en un solo circuito integrado .

Este tipo de dispositivos han sido posibles gracias al desarrollo de circuitos con muy grande escala de integración (VLSI). Sin embargo, no dejan de tener dificultades, como su gran costo, difícil manufactura y alta disipación de calor. La solución es, evidentemente, reemplazar un microprocesador por varios para compartir el trabajo. Cuando la carga de trabajo resulte demasiado alta, podrán añadirse más procesadores .

Para producir computadoras cada vez más poderosas requerimos más poder a través de más procesadores que trabajen cooperativamente para lograr una solución. Las técnicas de procesamiento en paralelo se pueden aplicar a todo tipo de procesador y no se vuelven obsoletas con la creación de nueva tecnología (2).

Tipos de computadoras paralelas

Flynn creó una clasificación para las computadoras paralelas:

SISD. Flujo de único de instrucciones, flujo único de datos (*single instruction stream, single data stream*). En esta categoría entran la mayoría de las computadoras actuales, en las cuales un solo programa se ejecuta usando un solo conjunto de datos.

SIMD. Flujo único de instrucciones, flujo múltiple de datos (*single instruction stream, multiple data stream*). Estas máquinas ejecutan el mismo flujo de instrucciones simultáneamente en varios conjuntos de datos.

MISD. Flujo múltiple de instrucciones, flujo único de datos (*multiple instruction stream, single data stream*). Pueden, potencialmente, ejecutar varias instrucciones en varios flujos sobre un solo conjunto de datos. En realidad, no se tienen ejemplos de este tipo de máquinas.

MIMD. Flujo múltiple de instrucciones, flujo múltiple de datos (*multiple instruction stream, multiple data stream*). Pueden ejecutarse diversos conjuntos de instrucciones sobre diversos conjuntos de datos. Este es el modelo más general y a partir de él pueden desarrollarse los tres anteriores, razón por la cual trataremos sólo esta arquitectura con más detalle.

En esta última categoría se encuentran máquinas con memoria compartida o distribuida. En las máquinas con memoria compartida los procesadores recurren a un banco común de memoria, con hardware que evita conflictos cuando los procesadores intentan tener acceso a la memoria al mismo tiempo. Los procesadores se comunican entre sí a través de variables compartidas. La principal desventaja es que con cada procesador que se agrega el sistema no mejora linealmente, sino que tiende a disminuir el mejoramiento del desempeño.

Los sistemas de memoria distribuida, en cambio, cuentan con procesadores con su propia memoria local y se comunican con los otros procesos por medio de canales de hardware. La mejoría en el desempeño del sistema continúa mientras se siguen agregando procesadores, pero tiene la desventaja del número tan grande de canales de comunicación que se requieren. Así, en un sistema con n procesadores (para que cada uno esté en comunicación con todos los demás) se requieren $n(n-1)/2$ canales bidireccionales (3).

2.2 EL TRANSPUTER

Actualmente los microprocesadores entran en alguno de dos grupos principales. Por un lado están las computadoras CISC (*complex instruction set computer*), que poseen un conjunto de instrucciones muy rico que les permite manipular datos tanto en registros como en memoria.

Los procesadores del otro grupo, RISC (*reduced instruction set computer*), cuentan con un conjunto más reducido de instrucciones y normalmente sólo maneja datos en los registros, ya que trata de construir una computadora más rápida al volverla más sencilla.

Sin embargo, el transputer no es fácilmente clasificable. Tiene un conjunto reducido de instrucciones, lo que lo calificaría con tipo RISC; sin embargo, posee una gran funcionalidad construida ya en el circuito, como el manejo de procesos, que lo hacen mucho más que una computadora tipo RISC (4).

El transputer (contracción de dos palabras: *transistor* y *computer*) es una arquitectura de muy grande escala de integración (VLSI) que explícitamente soporta sincronización y concurrencia (5). El transputer es en realidad una familia de microprocesadores relacionados consistentes con la arquitectura del transputer pero con distintas capacidades. Esta familia será examinada más adelante; por ahora, podemos decir que las características comunes de todos ellos son (6):

Procesador de alta velocidad con un despachador (*scheduler*) en microcódigo.

Memoria RAM estática rápida en el mismo circuito.

Hasta cuatro enlaces (*links*) para comunicación con otros transputers.

Timers internos

Interface para memoria externa

En la figura 2.1 se puede observar el diagrama de bloques del transputer T800, donde son notables las características mencionadas anteriormente. Puede apreciarse también que el T800 incluye una unidad aritmético-lógica de 64 bits. Esta unidad se incluye en el diagrama por estar incluida en el T800, pero no es parte de lo definido para un transputer (7).

El transputer no cuenta con capacidad para manejar memoria virtual, debido a que está diseñado para la implementación de sistemas con varios procesadores, donde cada procesador tiene su memoria local y los procesadores se comunican por medio de mensajes a través de los links. Como puede verse, la protección del espacio de direccionamiento de un proceso puede protegerse de las acciones de otros al poner los dos procesos en transputers distintos, en vez de hacerlo por medio de un esquema de manejo de memoria.

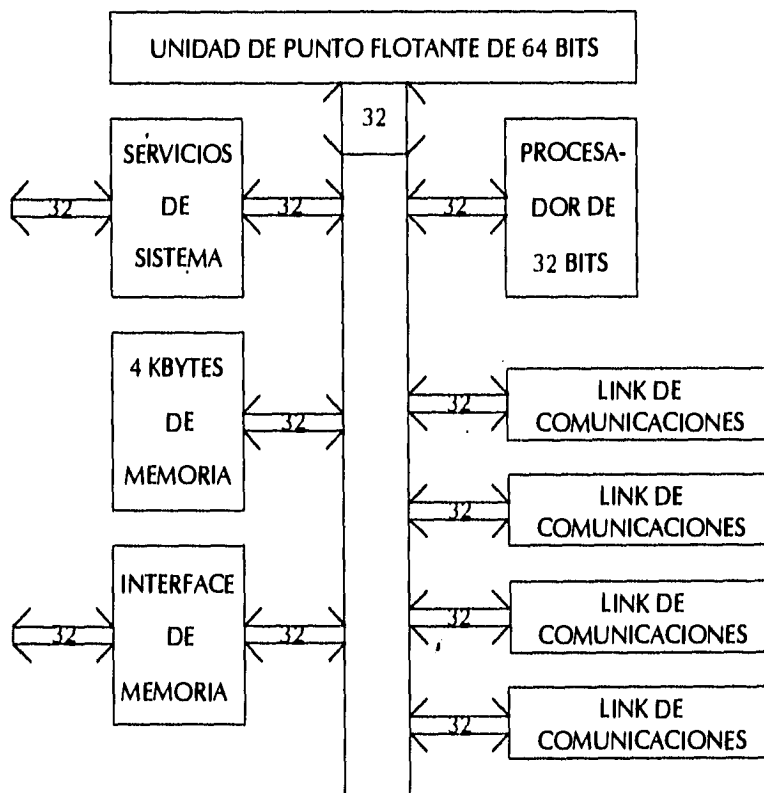


Diagrama de bloques del transputer T800
Figura 2.1

El transputer es fabricado por INMOS Ltd., parte del SGS-Thompson Microelectronics Group. El primer transputer fue puesto en el mercado en 1986. En 1989 ya se contaba con diez tipos distintos en la familia (8).

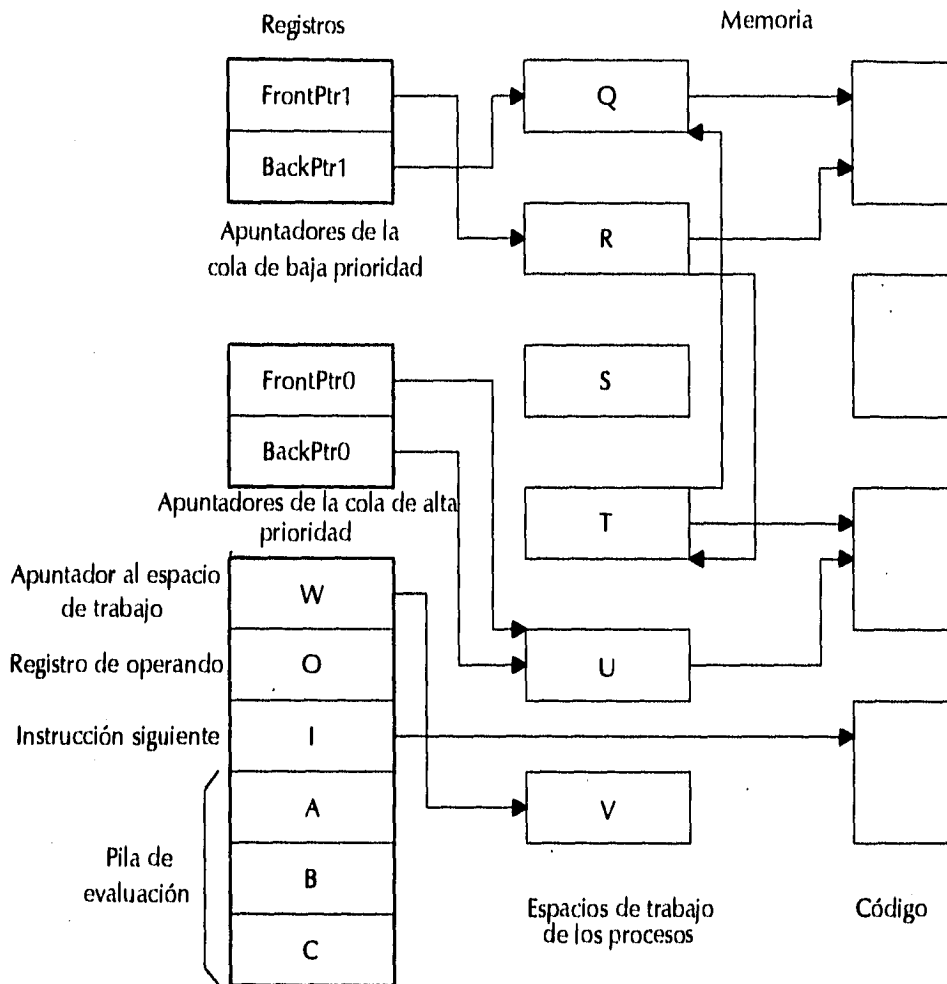
2.2.1 ARQUITECTURA DEL TRANSPUTER

Un concepto central del transputer es el de proceso, que resalta a través de las características de su conjunto de instrucciones. Un proceso representa un hilo de control individual y el transputer conmuta entre procesos en ejecución para dar la ilusión de que se están ejecutando simultáneamente. Normalmente esta capacidad (multitarea) es manejada por el sistema operativo, pero en el transputer está completamente instrumentada por el hardware y el microcódigo del procesador.

Todos los registros del procesador tienen 16 ó 32 bits, dependiendo de la longitud de palabra del transputer. Los registros A, B y C forman una pila de evaluación, alrededor de la cual giran las instrucciones del transputer, en vez de utilizar registros de propósito general como lo hacen la mayoría de los microprocesadores convencionales (9).

El registro W es el apuntador al espacio de trabajo, un vector de palabras en la memoria usado para almacenar las variables locales y valores temporales utilizados por el proceso. El espacio de trabajo se organiza como una pila (10).

El registro I apunta a la siguiente instrucción a ejecutarse (es el equivalente al PC de los microprocesadores más usuales). El registro de operando O se usa en la construcción de operandos de las instrucciones. La figura 2.2 muestra el modelo de registros del transputer.



Registros del transputer
Figura 2.2

Scheduler

Un proceso comienza, ejecuta varias acciones y después se detiene o termina exitosamente. Externamente, un proceso puede ser visto como una caja negra que, después de comenzar, puede intentar o no comunicarse con otros procesos. Un proceso que

funcione correctamente se comunicará normalmente con otros procesos para realizar su tarea y después terminará normalmente .

Cada transputer ejecuta un proceso, que a su vez puede consistir de varios procesos concurrentes; el procesamiento concurrente se implementa al compartir el tiempo del procesador entre los distintos procesos concurrentes, ya que el procesador sólo ejecuta uno a la vez (11).

El transputer contiene un scheduler en microcódigo que mantiene dos colas de procesos, una en prioridad alta y otra en prioridad baja; los procesos en la primera cola pueden ejecutarse hasta que terminen o requieran entradas o salidas, mientras que los procesos de baja prioridad son interrumpidos automáticamente en intervalos de 1 milisegundo. Estas colas se implementan como listas ligadas a través de los espacios de trabajo de los procesos activos; se utiliza un registro para apuntar al frente y otro para apuntar al final de cada cola.

A cada nivel de prioridad se encuentra asociado un timer. El de alta prioridad conmuta cada microsegundo, mientras que el de prioridad baja lo hace cada 64 microsegundos, exactamente 16 625 veces por segundo.

Comunicaciones

Como el transputer fue diseñado para usarse en computadoras paralelas cuyos procesadores envían mensajes, tiene fuerte soporte para comunicación entre los procesadores. Casi no hay diferencia en la programación si los procesos están en el mismo transputer o en dos o más.

Cuando los procesos están en el mismo transputer se copian datos en espacios de memoria. La transferencia se sincroniza por medio de una palabra de control de canal, en cualquier lugar de la memoria. La comunicación entre dos procesos en diferentes transputers usa el mismo mecanismo. Se emplean las mismas instrucciones y las máquinas de link en cada transputer se ocupan del acceso directo a memoria para la transferencia entre link y memoria, sin intervención del procesador.

Cada transputer disponible actualmente tiene dos o cuatro links externos, de tipo full duplex; pueden intercambiar datos con otros transputers a 5, 10 ó 20 millones de bits por

segundo (Mbps). La transmisión se lleva a cabo como un flujo serial, con reconocimiento de cada byte por el transputer receptor; no se lleva a cabo detección de errores.

Memoria

Los transputers actuales cuentan con 2 ó 4 Kbytes de memoria interna, del tipo RAM estática, ocupando el fondo del espacio de memoria. Esta memoria es rápida y requiere un solo ciclo del reloj del procesador para leer o escribir en ella. Es suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Adicionalmente, cada transputer tiene una interface para memoria externa, mucho más lenta: se requieren por lo menos dos ciclos del reloj del procesador y usualmente cuatro o cinco sistemas de memoria dinámica.

Una sección de la memoria interna está reservada para funciones del microcódigo; las ocho más bajas localidades contienen las palabras de control para los links externos, con la palabra de control de eventos en la novena localidad. Las siguientes dos localidades contienen los apuntadores al principio de las colas de procesos de prioridad alta y baja. Arriba de éstas se encuentran las siete palabras que almacenan el estado del procesador cuando un proceso de baja prioridad es interrumpido por un proceso de alta prioridad, la única situación en que se tiene que salvar el estado del procesador.

Servicios del sistema

Esta interface cuenta con las señales necesarias para inicializar el transputer, fijar la velocidad del procesador y sus links y responder a eventos externos.

2.2.2 FAMILIA DE TRANSPUTERS

Existen tres tipos principales de transputers: la serie T2 (16 bits), serie T4 (32 bits) y la serie T8 (32 bits). Dentro de cada grupo los procesadores se distinguen por la cantidad de RAM interna, el número de links, detalles del conjunto de instrucciones y tipo de interface de memoria; sin embargo, a pesar de que la longitud de palabra es distinta, el conjunto de instrucciones se ha diseñado para ser independiente de la longitud de palabra del procesador.

El primer transputer de 16 bits fue el T212 con 2 Kbytes de memoria interna; el T22 cuenta con 4 Kbytes de memoria; el T225 es casi idéntico al anterior, pero contiene algunas instrucciones para depuración (debugging).

16 bits				
	T212	T222	T225	M212
Longitud de palabra	16	16	16	16
RAM interna	2K	4K	4K	2K
Número de links	4	4	4	2
Instrucciones extendidas	n	s	s	n
Instrucciones de depuración	n	n	s	n

32 bits						
	T400	T414	T425	T800	T801	T805
Longitud de palabra	32	32	32	32	32	32
RAM interna	2K	2K	4K	4K	4K	4K
Número de links	2	4	4	4	4	4
Unidad de punto flotante	n	n	n	s	s	s

La familia de transputers.

Fig. 2.3

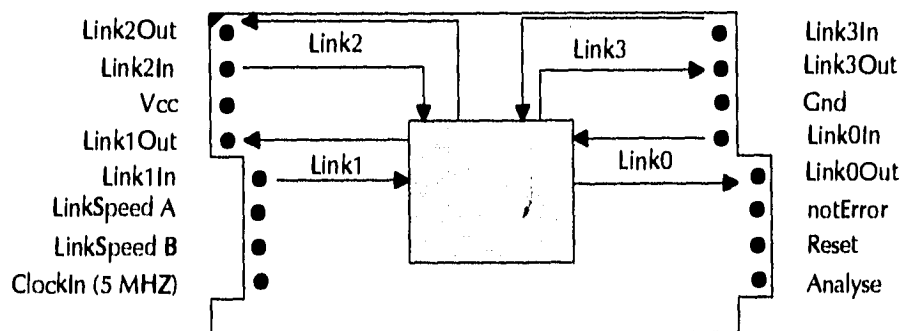
El transputer original fue el T414; su palabra es de 32 bits, tiene 2 Kbytes de memoria interna. El primer transputer diseñado específicamente para aplicaciones numéricas fue el T800. Tiene 4 Kbytes de memoria interna y una unidad de punto flotante. La tabla de la figura 2.3 muestra un resumen de la familia de los transputers (12).

2.2.3 TRAM (TRANSPUTER MODULE)

El transputer es un elemento computacional de propósito general encapsulado en un solo circuito integrado. Contiene circuitería especialmente dedicada a las comunicaciones, que permite que una máquina de cómputo completa se construya a partir de más de uno de ellos. Esto puede lograrse fácilmente a partir de *TRAMs*.

Un *TRAM* es un módulo de transputer (*TRAN*sputer *Module*), un ensamblado pequeño (normalmente con un transputer) con una interface eléctrica y mecánica estándar. Se conectan en tarjetas estándares que a su vez son instaladas en una variedad de computadoras (PC, Sun, IBM PS/2) (TMB16 Hardware). La tarjeta a la que se conecta el TRAM provee potencia y servicios de conectividad para los links de los transputers.

El tamaño básico, tamaño 1, de un TRAM es de 2.67 cm por 9.3 cm;



Pines del TRAM
(No está a escala)

Figura 2.4

es suficientemente grande para contener un transputer T805 con 4 Mbytes de RAM

dinámica. Otros TRAMs son más grandes, pudiendo contener hasta 16 Mbytes de RAM dinámica. La figura 2.4 muestra los pines de un TRAM.

Los TRAMs se diseñaron de manera que fueran independientes de: el tipo de transputer (T212, T414, T425, T800, T801, T805, M212); la velocidad del transputer (15-30 MHz); función periférica (salida gráfica, interface SCSI); tamaño de la memoria (32 Kbytes hasta 16 Mbytes).

El TRAM posee conexiones para todos los links del transputer. LinkSpeedA y LinkSpeedB controlan la velocidad de operación de los links del transputer. Las señales *error*, *analyse* y *reset* son salidas del TRAM. Los otros pines proporcionan potencia al circuito y reloj para el transputer. La señal de entrada de reloj se multiplica dentro del circuito para dar la velocidad final (25 MHz, típicamente) (13).

La tarjeta madre de los transputers les permite estar instalados en varios tipos de máquinas. Está dividida en dos partes, una que es una interface específica para la máquina en la que se aloja y una parte genérica para los TRAMs. Los objetivos de diseño fueron: construir sistemas de cómputo con cualquier combinación de tipos de TRAMs; configurar los transputers en cualquier topología; conectar varias tarjetas madres juntas; correr y probar aplicaciones de prueba en transputers sin tener que configurar los links.

La arquitectura resultante tiene las siguientes características: los módulos en la red están conectados en pipeline usando dos links de cada módulo; los links restantes de cada módulo están disponibles para que el usuario los configure ya sea por alambrado directo o por un interruptor de links programable (14).

La figura 2.5 muestra el diagrama de una TMB16, una tarjeta madre para transputers. Puede notarse que cuenta con 10 *slots* o espacios, en donde se instalan los TRAMs. La tarjeta cuenta con un transputer T2, para controlar el interruptor de links electrónico IMSC004; una porción del espacio externo de memoria de este T2 está mapeado directamente hacia la PC, para permitir la comunicación directa entre el transputer y el procesador Intel (15).

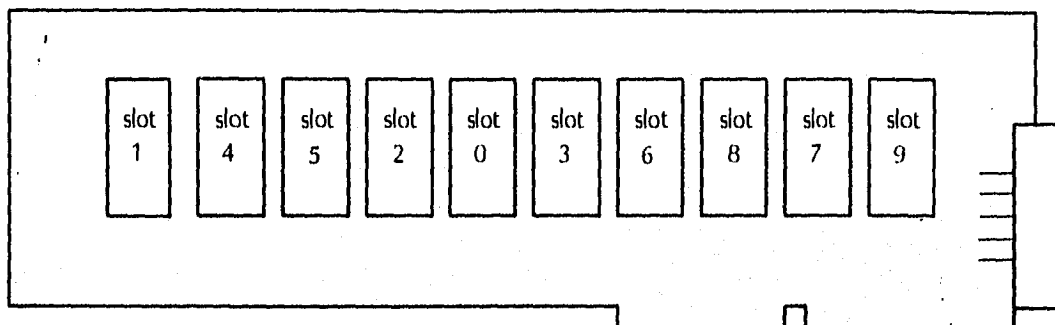


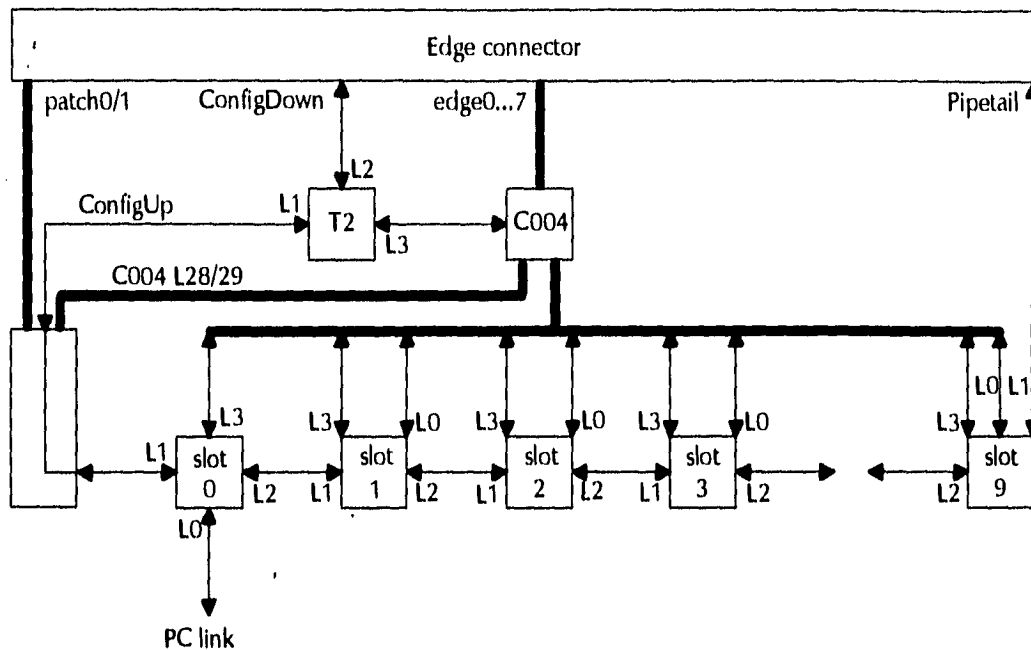
Diagrama de la tarjeta TMB16
Figura 2.5

El IMSC004 es un dispositivo al cual están conectados: el link0 de todos los slots, excepto el del slot0, que está conectado a la PC a través del T2; el link3 de todos los slots; ocho *edge connectors* (que permite la conexión con otra TMB16) y dos links extras.

El IMSC004 permite interconectar cualesquiera de los links conectados a él, con lo cual podemos crear las topologías deseadas en la TMB16 (16). Esta configuración se controla por medio utilizando el programa *ncs*, ejecutado por el usuario desde el sistema operativo del procesador Intel (17).

Otra herramienta de software es el *iserver*, un servidor que corre en cualquier sistema al cual pueda conectarse un link de un transputer. El servidor soporta un protocolo que le permite al transputer tener acceso al monitor, el teclado y los archivos del sistema. También localiza un archivo por medio del sistema operativo y lo envía al transputer para ser ejecutado (18).

Al configurar una red particular se debe considerar que los links que no están conectados al IMSC004 no pueden cambiarse en sus conexiones (links 1 y 2 de todos los transputers). El edge connector permite la conexión a otra TMB16. La figura 2.6 muestra esquemáticamente las conexiones existentes (19).



Configuración de la red.
Figura 2.6

La tarjeta también nos permite seleccionar la velocidad de los links (20 MHz ó 10 MHz), así como el esquema de control de los transputers (20).

La versatilidad de la tarjeta TMB16 permite que TRAMs que no necesariamente incluyan un transputer puedan ser colocados en alguno de los slots y se realicen funciones de entrada y salida, conversión digital-analógico o analógico-digital, etc.

Un caso particular es la tarjeta iot332, producida por Sunnyside Systems; consiste en un TRAM con cuatro registros de 8 bits que pueden utilizarse tanto para salidas como para entradas en paralelo de un transputer. Esta tarjeta se configura para establecer la velocidad de transmisión y seleccionar el link del slot por medio del cual se comunicará con algún otro TRAM que sí incluya un transputer (21).

2.3 OCCAM

2.3.1 ORÍGENES DE OCCAM

Hoare realizó trabajos tendientes a la creación del modelo teórico Procesos Secuenciales Comunicados (CSP, por su nombre en inglés, *Communicating Sequential Processes*), mediante el cual se describen matemáticamente procesos secuenciales. Los procesos sólo pueden comunicarse por medio de operaciones de entrada y salida, que además son las únicas operaciones permitidas entre dos procesos paralelos. Los procesos están completamente sincronizados, ya que cuando uno de ellos llega a una operación de entrada (salida), espera al otro proceso hasta que llegue a la operación correspondiente de salida (entrada).

Con este modelo matemático pueden representarse completamente complejos sistemas, debido a la posibilidad de expresar condiciones tales como que un proceso se ejecuta después de otro; un proceso se ejecuta concurrentemente con un segundo proceso; se ejecuta el primer proceso si se cumple una condición, en caso contrario, se ejecuta un segundo proceso; un proceso se ejecuta mientras que una condición sea cierta; se asigna una expresión a una variable; se hace una operación de salida de una expresión; se hace una operación de entrada y el valor se asigna a una variable.

Los trabajos de Hoare tuvieron gran influencia sobre el diseño de Occam, cuyo nombre se deriva del filósofo Guillermo de Occam (1270-1349) (23), famoso por su declaración "Entia non sunt multiplicanda praeter necessitatem", que en español es: "Las entidades no deben ser multiplicadas más allá de lo necesario", o bien, hacer las cosas sencillas (24).

De una manera similar a CSP, un programa Occam contiene una colección de procesos; los que sean concurrentes con necesidad de interacción se sincronizan completamente. Un programa de Occam puede ejecutarse en un solo transputer o en una red de ellos, dando como resultado un paralelismo auténtico.

Occam constituye más que un lenguaje de programación. Se ha usado en el diseño como una especificación tanto para sistemas de software como de hardware. Además, se han desarrollado técnicas que permiten que un programa Occam (o una especificación) se verifique que sea correcto.

La primera versión del lenguaje (Proto-occam u Occam 1) se introdujo en 1982. Se sustituyó por la última versión, Occam 2, en 1986. Esta nueva versión tiene un mayor número de tipos de datos, es un lenguaje tipificado, cuenta con protocolos para la transferencia de datos a través de canales, incluye cambios en la sintaxis para configuración de redes, introduce arreglos multidimensionales y aumenta el número de palabras reservadas (25).

Occam 2 proporciona la mayoría de las características que esperaríamos de un lenguaje de alto nivel; sin embargo, resultará inusual para el programador acostumbrado a lenguajes tales como Pascal o C, ya que Occam no cuenta con recursión, estructuras o asignación dinámica de memoria (26).

2.3.2 CARACTERÍSTICAS DE OCCAM

Como se mencionó anteriormente, Occam se basa en el modelo de procesos de CSP. Los tres procesos básicos en Occam son:

- a) Procesos de asignación, se asigna un valor a una variable.
- b) Procesos de entrada, se da un valor a una variable.
- c) Procesos de salida, se obtiene un valor de una variable.

Otros dos procesos primitivos son SKIP, un proceso que termina inmediatamente y STOP, un proceso que comienza, pero nunca termina.

Otros procesos de más alto nivel se construyen a partir de estos elementos básicos, a través de las construcciones de Occam: PAR, para procesos que se ejecutan concurrentemente; SEQ, para procesos que se ejecutan secuencialmente; ALT, para procesos alternantes.

Occam es un lenguaje tipificado. El nombre y tipo de los objetos de Occam, como constantes y variables, deben declararse antes de utilizarse. Los procesos anidados dentro de otros procesos pueden utilizar estos datos. Los procesos dentro de una construcción PAR pueden, sin embargo, compartir datos sólo a través de canales, utilizados para la comunicación entre procesos paralelos.

La sintaxis de este lenguaje es simple. Cada enunciado de Occam ocupa una línea. Se utiliza la indentación con dos espacios para reflejar la estructura de bloques del programa y reemplaza los enunciados BEGIN y END de muchos lenguajes convencionales.

2.3.3 PROCESOS PRIMITIVOS

Asignación

Los procesos de asignación asignan un valor a una variable con nombre de un programa de Occam. Su forma general es:

variable := expresión

en donde *variable* es un identificador de Occam y *expresión* es una expresión de Occam

Entrada

Los procesos de entrada permiten que un valor sea obtenido desde un canal de Occam y que este valor sea asignado a una variable. Su forma general es:

canal ? variable

donde *canal* es un identificador de canales de Occam y *variable* es una variable de Occam que recibe el valor a través del canal.

Salida

Estos procesos colocan el valor de una expresión en un canal. Su forma general es:

canal ! expresión

donde *canal* es un identificador de canales y *expresión* es una expresión de Occam.

2.3.4 CONSTRUCCIONES

Construcción SEQ

Esta construcción secuencial causa que los procesos componentes sean ejecutados uno después de otro; siempre debe especificarse; no se toma por omisión como en cualquier lenguaje secuencial convencional. Su forma general es:

SEQ

proceso 1

.

.

.

proceso n

donde *proceso 1 ... proceso n* representan una colección de procesos que se ejecutarán secuencialmente; cada uno debe estar indentado con dos espacios a partir de la palabra reservada SEQ. La construcción SEQ termina al terminar el último de los procesos componentes, que pueden ser procesos primitivos o algún otro proceso más complejo.

Construcción PAR

Esta construcción ocasiona que los procesos componentes se ejecuten concurrentemente. Si los procesos componentes residen en un solo transputer, entonces el proceso se ejecutará pseudoparalelamente; si cada proceso componente se encuentra en un transputer distinto, entonces los procesos se ejecutarán en paralelismo real.

Su forma general es:

PAR

proceso 1

.

.

.

proceso 2

donde *proceso 1 ... proceso 2* representa una colección de procesos y cada uno puede ser del tipo primitivo o uno más complejo. Cada proceso de estos debe estar indentado con dos espacios respecto a la palabra reservada PAR.

La construcción PAR termina sólo cuando todos los procesos componentes hayan terminado; los procesos componentes no necesariamente terminan todos al mismo tiempo.

Construcción ALT

Esta construcción permite a un proceso particular de una lista de procesos componentes, o alternativos, ser seleccionado para ejecución. En el caso más simple, cada componente está controlado por un proceso de entrada. El proceso asociado con el primer guardia de entrada en recibir un dato será ejecutado.

Su forma general es:

ALT

```
entrada 1  
proceso 1  
.  
.  
.  
entrada n  
proceso n
```

donde *entrada 1 ... entrada n* representan los guardias de entrada y *proceso 1 ... proceso n* representan los procesos asociados, que pueden ser a su vez procesos primitivos o más complejos. Deben respetarse las indentaciones indicadas.

Las construcciones pueden anidarse dentro de otras construcciones. De esta manera es posible construir procesos complejos a partir de otros más simples

2.3.5 COMUNICACIÓN

Los procesos se comunican a través de canales, sobre los cuales operan los procesos de entrada y salida. Una salida sólo ocurrirá cuando la entrada correspondiente en el otro proceso esté preparada. De esta manera se logra la sincronización entre los procesos.

La comunicación en dos sentidos entre dos procesos requiere de dos canales separados. Por ejemplo, a continuación se presenta una construcción PAR. Dentro está la primera construcción SEQ que asigna el valor 21 a la variable Valor; después, tratará de colocar el valor de la variable Valor en el canal Com1; después, esperará hasta que en Comm2 haya un dato presente y lo coloca en la variable Respuesta. Al mismo tiempo que la construcción SEQ anterior se ejecuta, también se ejecuta la segunda construcción SEQ: se recibe un dato a través de Com1 y se coloca en la variable Dato. Después, el resultado de la multiplicación de dos por Dato se envía al primer proceso a través del canal Comm2:

PAR

SEQ

Valor:=21

Comm1 ! Valor

Comm2 ? Respuesta

SEQ

Comm1 ! Dato

Comm2 ? 2 * Dato

Debe notarse que si en la primera construcción SEQ del ejemplo anterior invirtiéramos el orden de los procesos de entrada y salida, este proceso se quedaría detenido, esperando a que Comm2 tuviera un dato; a su vez, sin alterar nada en él, el segundo proceso SEQ estaría esperando a que el primer proceso estuviera listo para recibir Dato a través de Comm1. Todo el proceso se detendría y se presenta la condición conocida como *deadlock*, una situación en la que uno o más procesos no pueden continuar por alguna razón. Se quedarán esperando una situación que nunca ocurrirá (27).

Otra situación indeseable es el *livelock*, en donde los procesos internos sólo se comunican con ellos mismos y nunca con el mundo externo (28).

Siempre debe tenerse cuidado en la planeación de la sincronización de los procesos para nunca caer en una situación como la descrita arriba.

REFERENCIAS

- (1) POUNTAIN, Dick. **A Tutorial Introduction to Occam 2**. INMOS. U. K., 1988. p. 7.
- (2) GRAHAM, Ian. **The transputer Handbook**. Prentice-Hall. U. K., 1990. p. 4.
- (3) *id.* pp. 5, 6.
- (4) *id.* pp. 9-11.
- (5) GALLETLY, John. **Occam2**. Pitman. U. K., 1990. p. 3.
- (6) GRAHAM, Ian. *op. cit.* p. 9.
- (7) GALLETLY, John. *op. cit.* p. 5.
- (8) GRAHAM, Ian. *op. cit.* pp. 8, 9.
- (9) *id.* pp. 9-11.
- (10) **Transputer Instruction Set**. Prentice-Hall. Hertfordshire, 1988. p. 39.
- (11) *id.* p. 3.
- (12) GRAHAM, Ian. *op. cit.* pp. 12-16.
- (13) **TMB16 Hardware**. Transtech. 1991. pp. 19-21.
- (14) *id.* p. 23.
- (15) *id.* pp. 37, 38.
- (16) *id.* p. 44.
- (17) **TMB16 Software**. Transtech. 1991. p. 22.
- (18) GRAHAM, Ian. *op. cit.* p. 64.
- (19) **TMB16 Hardware**. p.48.
- (20) *id.* p. 50.
- (21) **iot332 Digital I/O TRAM User's Manual**. Sunnyside. Scotland, 1991. p. 10.
- (22) GALLETLY, John. *op. cit.* pp. 7, 8.
- (23) GRAHAM, Ian. *op. cit.* p. 64.
- (24) GALLETLY, John. *op. cit.* p. 3.
- (25) *id.* p. 8.
- (26) GRAHAM, Ian. *op. cit.* p. 64.
- (27) GALLETLY, John, *op. cit.* pp. 11-26.
- (28) **Transputer Instruction Set**. p. 3.

**3 ULTRASONIDO PARA DAGNÓSTICO
MÉDICO**

3 ULTRASONIDO PARA DIAGNÓSTICO MÉDICO

3.1 BASES DE ACÚSTICA

La energía ultrasónica viaja a través de un medio en la forma de una onda. Una onda de sonido o de ultrasonido consiste en una perturbación mecánica de un medio (gas, líquido o sólido) que lo atraviesa a una velocidad determinada. Las ondas de sonido consisten en una perturbación de moléculas de aire; la vibración pasa de molécula a molécula desde la fuente del sonido hasta el oído; no hay conducción de las moléculas, sólo de la perturbación. La razón a la cual vibran las partículas en el medio es la frecuencia del sonido, medida en Hertz (Hz, ciclos/segundo). Cuando esta frecuencia supera un límite localizado alrededor de los 20 kHz el sonido ya no es audible y la perturbación se conoce como ultrasonido (1).

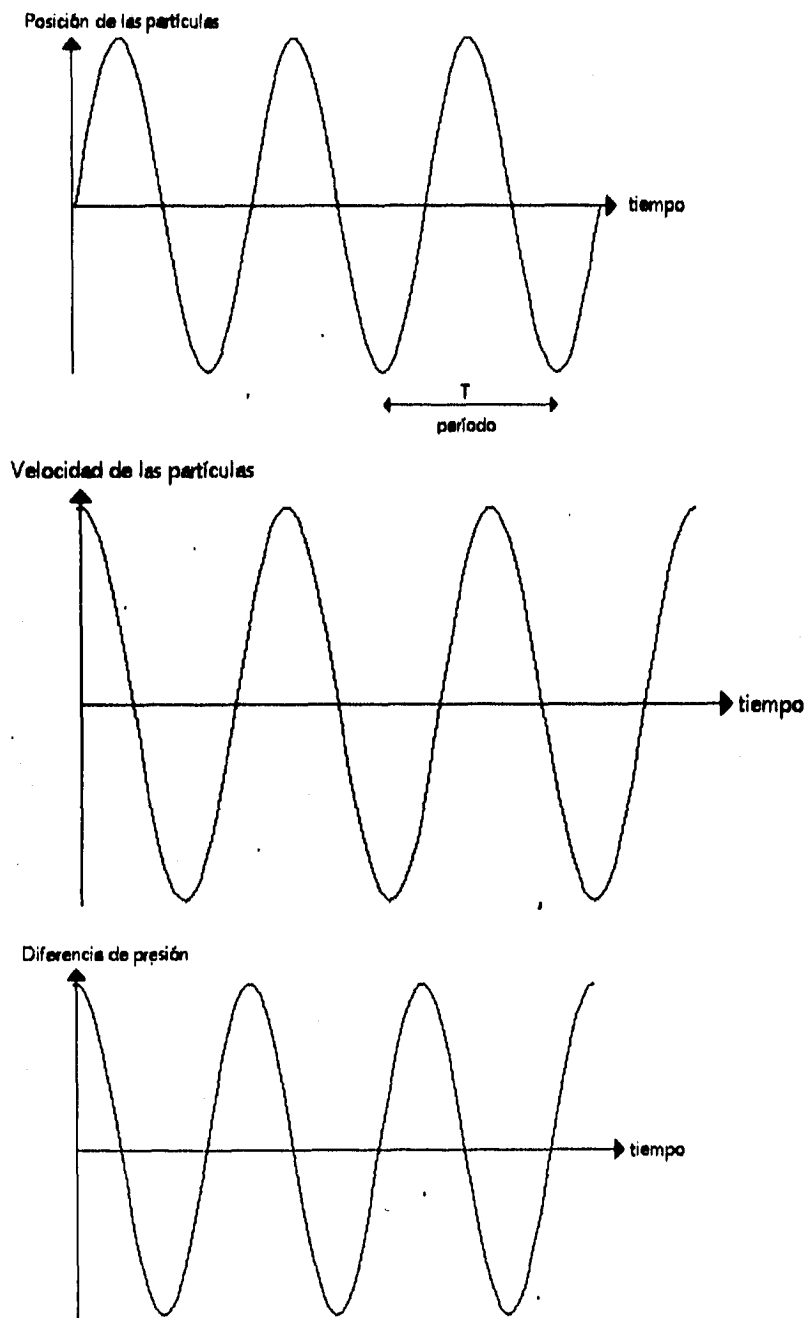
Existen dos tipos de movimiento ondicular: transversal y longitudinal. En las ondas transversales el movimiento de las partículas es perpendicular a la dirección de propagación, mientras que en las ondas longitudinales, también llamadas de compresión, el movimiento de las partículas se da en la misma dirección de propagación de la onda. El ultrasonido pertenece a esta segunda clase de ondas, por lo que pueden viajar en cualquier tipo de medio (2).

Durante la propagación de la perturbación, las partículas se mueven en la misma dirección que la propagación con lo que se acercan a sus vecinas y comprimen el medio, causando un incremento local de presión; después, cuando como resultado de la elasticidad del medio regresan a su posición inicial, crean una zona de rarificación o reducción de la presión local.

3.1.1 ONDAS CONTINUAS

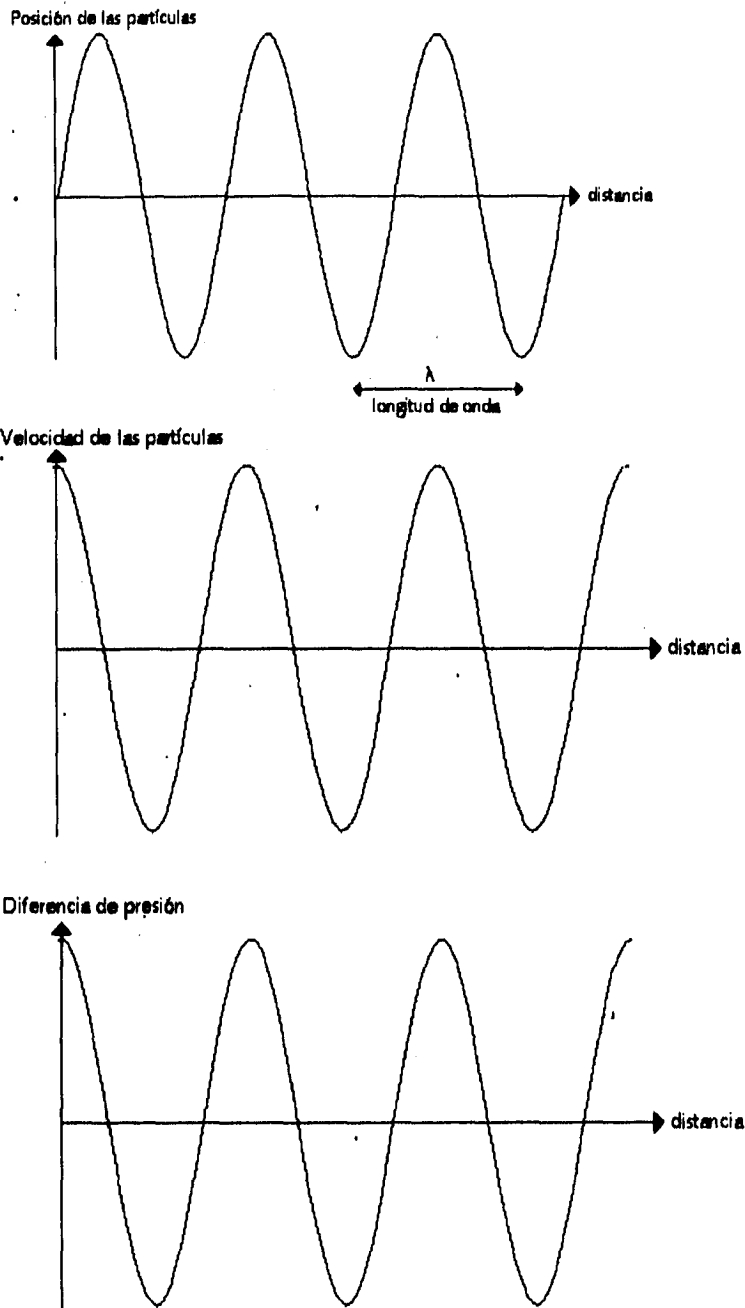
La superficie de una fuente de ondas ultrasónicas continuas se moverá como lo indica la primera gráfica de la figura 3.1. A su vez, este movimiento causará que el medio sea perturbado de la manera similar, de modo que el movimiento visto en la misma parte de la figura será el de las partículas del medio en una posición dada.

máximo de cualquiera de estas cantidades es la amplitud de la onda. El periodo T es el tiempo transcurrido entre la ocurrencia de puntos similares en la onda. El recíproco del periodo es la frecuencia f y es el número de ciclos que ocurren en la unidad de tiempo, usualmente un segundo.



Onda ultrasónica
Figura 3.1

Si, ahora, nosotros vemos la variación de estas cantidades en un instante de tiempo a lo largo de una distancia, podemos obtener la gráfica 3.2. La distancia entre dos puntos similares de dos ciclos consecutivos es la longitud de onda λ .



Onda ultrasónica.
Figura 3.2

Como la perturbación debe recorrer una distancia en un tiempo T , la frecuencia y la longitud de onda λ están relacionadas con la velocidad de propagación (la velocidad del sonido) c por:

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

O bien, en función de la frecuencia:

$$c = \lambda f$$

La velocidad de propagación depende de la masa, el espacio y la fuerza de atracción entre las partículas. La velocidad de transmisión aumenta cuando crece la fuerza de atracción, pero disminuye cuando aumenta la masa. La relación exacta (con el resultado en m/s) está dada por:

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

donde K es el módulo elástico ($\text{kg m}^{-1} \text{s}^{-2}$) y ρ es la densidad (kg/m^3). La tabla 3.1 nos presenta la velocidad del sonido en distintos materiales y tejidos biológicos (3).

Material	Velocidad promedio m/s
Aire	330
Agua (20 °C)	1480
Sangre	1570
Tejido adiposo	1450
Humor acuoso	1500
Humor vítreo	1520
Cerebro	1541
Hígado	1549
Riñón	1561
Bazo	1566
Músculo	1585
Cristalino	1620
Hueso	4080
Promedio en el hombre	1540

Velocidad del sonido en distintos materiales.

Tabla 3.1

La velocidad de las partículas en el medio se relaciona con la diferencia de presión por una cantidad llamada impedancia acústica, determinada por la densidad y compresibilidad del material. Puede calcularse de la siguiente manera:

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

donde P_0 es la diferencia de presión y U_0 es la velocidad de las partículas del medio. La unidad de impedancia acústica es el *rayl*, $\text{kg m}^{-2} \text{s}^{-1}$ (4).

La tabla 3.2 nos muestra la impedancia característica de algunos materiales y tejidos (5).

Material	Impedancia acústica característica Rayl X 10 ⁻⁵
Aire	0.0004
Agua	1.48
Poliétileno	1.84
Aluminio	18.0
Mercurio	19.7
Sangre	1.61
Tejido adiposo	1.38
Humor acuoso del ojo	1.5
Humor vítreo del ojo	1.52
Cerebro	1.58
Hígado	1.65
Riñón	1.62
Bazo	1.64
Músculo	1.70
Cristalino	1.84
Hueso	7.80
Promedio en el hombre	1.63

Impedancias acústicas características de distintos materiales.

Tabla 3.2

La energía viaja a través del medio a la velocidad c de la onda. La energía que pasa a través de un área unitaria por unidad de tiempo (intensidad I de la onda) es igual a la energía total contenida en una columna de área unitaria y de longitud igual a la velocidad del sonido c entre la unidad de tiempo (6). La intensidad de ultrasonido es la potencia que pasa a través de un área unitaria, perpendicular a la dirección de propagación.

La intensidad I (watt/m²) es proporcional al producto de la diferencia de presión y velocidad de las partículas, según lo indica la siguiente expresión.

$$I = \frac{1}{2} P_0 U_0 = \frac{1}{2} \frac{P_0^2}{Z}$$

La intensidad no es uniforme en todo el haz, sino que es mayor en el centro que en la periferia. Se puede calcular un promedio, que es útil, ya que la diferencia con los extremos es de un 10%, aproximadamente. Este promedio se llama promedio espacial.

3.1.2 ONDAS DE PULSOS

Se expusieron los conceptos fundamentales de las ondas ultrasónicas con fines explicativos, aunque no se utilizan con mucha frecuencia en ultrasonido médico, excepto en algunos instrumentos Doppler y otros de terapia.

Las aplicaciones para la formación de imágenes requieren pulsos cortos para poder separar fácilmente los ecos de reflectores cercanos. Un pulso de este tipo, para la formación de imágenes, típicamente tendrá tan sólo entre uno y tres ciclos, incluso en muchos aparatos terapéuticos, que utilizan pulsos sumamente largos (de alrededor de 2 ms).

La duración de un pulso de ultrasonido se llama normalmente longitud de pulso. Cada uno de los pulsos emitidos contiene una cierta energía por segundo, de manera que para calcular la potencia transmitida promedio se debe multiplicar la energía del pulso por la frecuencia de repetición de pulsos (11).

3.1.3 PROPAGACIÓN EN TEJIDOS

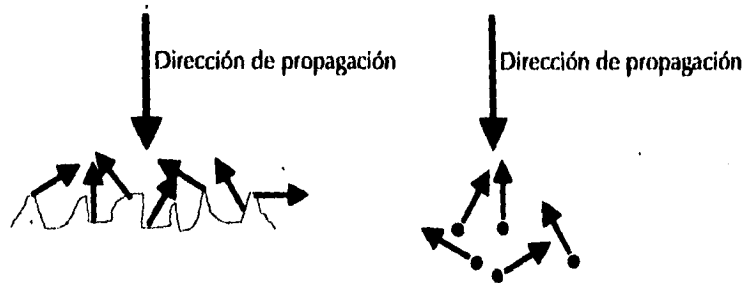
El ultrasonido es alterado a través de su paso por los tejidos. En las fronteras entre diferentes tipos de tejidos, es parcialmente reflejado y parcialmente desviado por refracción; también es dispersado del haz principal por pequeñas partículas; pierde energía por

absorción. Estas consideraciones son de crucial importancia para lograr imágenes por medio de ultrasonido.

Dispersión

Cuando el ultrasonido incide sobre una superficie rugosa o sobre partículas con dimensiones comparables con la longitud de onda es dispersado en todas direcciones (figura 3.3). Normalmente las pérdidas de energía se aumentan junto con la frecuencia; si las partículas son pequeñas con respecto a la longitud de onda la potencia disipada es proporcional a la cuarta potencia de la frecuencia del ultrasonido (7).

Se ha demostrado que la dispersión se incrementa con algunas enfermedades. Podría desarrollarse una herramienta de diagnóstico para la determinación de algunas enfermedades al monitorear los cambios en la dispersión ultrasónica (8).



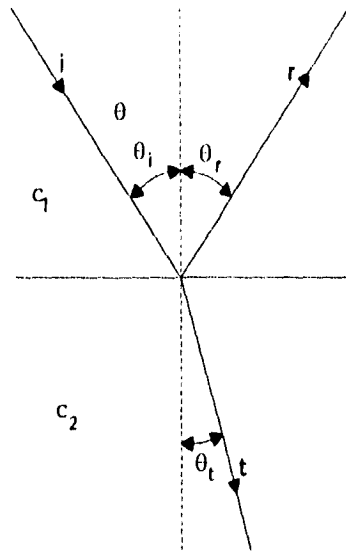
Dispersión de ultrasonido.

Figura 3.3

Refracción y reflexión

Cuando una onda plana encuentra una frontera no rugosa entre dos medios distintos es parcialmente reflejada y parcialmente transmitida .

La parte reflejada regresa al medio del que provenía a la misma velocidad a la que se acercaba a la frontera, mientras que la parte transmitida continua su movimiento hacia el segundo medio, pero a la velocidad correspondiente de éste. Esto se cumple sólo cuando la longitud de onda es comparable con las dimensiones del objeto reflejante. Las leyes que rigen la reflexión y refracción acústica son las mismas que las que se aplican en óptica. La figura 3.4 muestra la aplicación de estas leyes en acústica.



Dirección de las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas.

Figura 3.4

Los subíndices de la figura 3.4 i , r y t se refieren, respectivamente, a las ondas incidente, reflejada y transmitida; c_1 nos indica la velocidad del sonido en el primer medio y c_2 la velocidad del sonido en el segundo medio.

Como en óptica, el ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión:

$$\theta_i = \theta_r$$

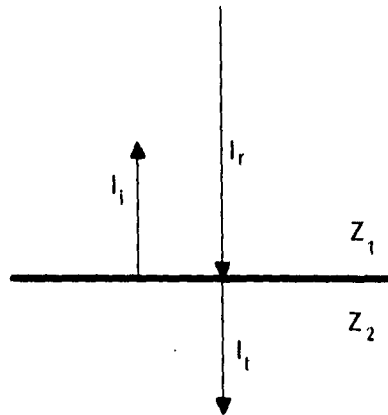
De acuerdo con la ley de Snell, la relación entre los ángulos de incidencia y refracción está dada por (9):

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{c_2}{c_1}$$

Un caso particular se tiene cuando el ángulo de incidencia es perpendicular a la frontera entre los dos medios, como en la figura 3.5. En este caso, las intensidades de los haces de ultrasonido reflejado I_r y transmitido I_t pueden expresarse como fracciones de la intensidad incidente I_i , en una expresión que involucra a las impedancias acústicas de los dos medios. R es el coeficiente de reflexión de intensidad y T ($T=1-R$) es el coeficiente de transmisión de intensidad:

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

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



Reflexión especular.
Figura 3.5

Atenuación

Además del redireccionamiento de pequeñas fracciones del haz debido a inhomogeneidades del medio (dispersión), se pierde energía ultrasónica a través de la conversión a otras formas de energía, particularmente calor (10), en el tejido (11).

Se ha observado que la razón de absorción depende de la temperatura del espécimen en el que se hacen las mediciones. Además el coeficiente de absorción α es aproximadamente proporcional a la frecuencia en tejidos suaves. Sin embargo, en tejidos óseos la absorción es proporcional al cuadrado de la frecuencia hasta los 2 MHz (12).

La ecuación que describe el cambio de intensidad a través del espacio es:

$$I = I_0 e^{-\alpha x}$$

donde I es la intensidad en la profundidad x ; I_0 es la intensidad a la profundidad cero; α es el coeficiente de atenuación (13).

Normalmente la máxima absorción debido a relajación se da entre los 2 y los 5 MHz en tejidos biológicos. La relajación consiste en que en la fase compresiva de la onda ocurre un cambio de forma de energía en el tejido; este cambio se revierte en la fase de rarificación

y puede no haber pérdida de energía. Sin embargo, el proceso no es instantáneo y es posible que, con altas frecuencias, no haya tiempo para el proceso inverso; como resultado, durante la rarificación, la energía regresa fuera de fase, lo que ocasiona pérdida de energía ultrasónica. (14).

3.1.4 TRANSDUCTORES

El transductor representa un componente central en cualquier sistema de ultrasonido. Típicamente incorpora un elemento piezoeléctrico que convierte señales eléctricas en vibraciones mecánicas; emplea el efecto inverso para la detección. El campo ultrasónico de un transductor limita usualmente el desempeño de un sistema. Por estas razones es importante tener un conocimiento básico de este tipo de dispositivos (15).

Una sustancia piezoeléctrica cambia sus dimensiones cuando se aplica un campo eléctrico a través de ella; cuando son deformadas mecánicamente se presentan cargas en sus superficies (16). Este efecto se llama piezoeléctrico ("electricidad proveniente de presión") (17). Los materiales piezoeléctricos pertenecen a su vez a otro grupo de dispositivos, conocidos como transductores, capaces de convertir una forma de energía en otra.

El efecto piezoeléctrico puede darse sólo en materiales sin eje de simetría o anisotrópicos; algunos cristales naturales, como el cuarzo, y otros artificiales, como el fosfato deshidrogenado de amonio y el sulfato de litio son piezoeléctricos debido a su distribución de cargas iónicas. Otro grupo de materiales artificiales, ferroeléctricos policristalinos polarizados cuentan también con fuertes propiedades piezoeléctricas; al calentar un material ferroeléctrico se logra su polarización; después se deja enfriar lentamente en la presencia de un campo eléctrico fuerte, aplicado en la dirección en la que se desea el efecto piezoeléctrico. Este proceso alinea las cargas individuales en la dirección del campo polarizante, análogamente a la magnetización de un material. Esta similitud representa la razón por la cual las cerámicas piezoeléctricas se conocen como ferroeléctricas.

Aunque la habilidad del hombre para el manejo de ultrasonido data del descubrimiento de los hermanos Curie, en 1880, del efecto de la piezoelectricidad en cuarzo, zirconato de bario, turmalina, caña de azúcar y topacio (18), el primer material piezoeléctrico en comercializarse fue el titanato de bario, un ferroeléctrico (19). Actualmente el material piezoeléctrico más popular se conoce como PZT (zirconato titanato de plomo), que no es naturalmente piezoeléctrico, pero se transforma, como se describió en el párrafo

anterior, por tratarse de una cerámica. Este material presenta ventajas, ya que pueden fabricarse para altas frecuencias (53 MHz) y de forma esférica (20).

Piezoeléctricos recientes son los polímeros *PVDF*, difluoruro de polivinilideno, descubierto en la década de 1970 (21); el cloruro de polivinilo, *PVC* (22); y el LMN (metaniato de plomo) (23)

Parámetros de materiales piezoeléctricos

Los parámetros más importantes de algunos piezoeléctricos importantes aparecen en la tabla 3.3.

Constante	Cuarzo	PZT4	PZT5A	PVDF
d (m/V)	2.31×10^{-12}	284×10^{-12}	374×10^{-12}	20×10^{-12}
g (V m /N)	5.78×10^{-2}	2.61×10^{-2}	2.48×10^{-2}	17.4×10^{-2}
k	0.095	0.70	0.705	0.10
ϵ (F/m)	4.0×10^{-11}	1150×10^{-11}	1500×10^{-11}	0.98×10^{-11}
ρ (kg/m ³)	2650	7500	7750	1.780
c (m/s)	5740	4000	3780	3000
Z (kg/m ² /s)	15.21×10^6	30×10^6	29.29×10^6	5.34×10^6
T_c (°C)	573	328	365	(80)

Características de materiales piezoeléctricos.

Tabla 3.3

A continuación se menciona el significado de cada una de estas constantes:

d . Constante de transmisión; es la distancia que la partícula se desplaza por unidad de voltaje aplicado, normalmente alto.

g . Constante de recepción. Necesita ser alta para lograr la sensibilidad a ecos pequeños para dispositivos de diagnóstico. Un transductor que servirá tanto como emisor como receptor requiere que tanto d como g tengan valores altos.

k . Coeficiente de acoplamiento electromecánico. Nos proporciona la habilidad de un transductor para convertir electricidad de una forma a otra.

ϵ . Constante dieléctrica. Su valor depende del grado de libertad mecánica del transductor.

ρ . Densidad.

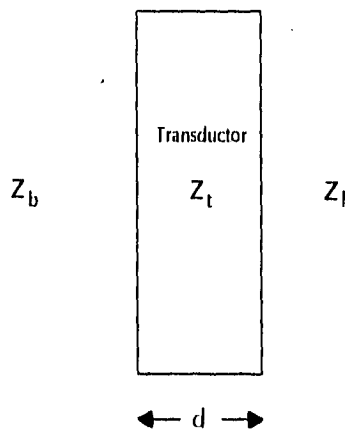
c . Velocidad del sonido

Z . Impedancia acústica característica.

T_c Temperatura de Curie, a la cual el material pierde sus propiedades piezoeléctricas. Para el pvdF aparece entre paréntesis porque no pierde sus propiedades, pero se vuelven muy inestables a la temperatura indicada (24).

Resonancia

Cuando se aplica un voltaje senoidal a un transductor se generarán ondas ultrasónicas en ambas caras del piezoeléctrico, de manera que, dependiendo de las impedancias acústicas del soporte Z_b , el transductor Z_t y la carga Z_l se reflejará algo de la energía de regreso hacia el transductor, como lo muestra la figura 3.6.



Resonancia.

Figura 3.6.

La energía reflejada en cada cara del transductor viaja de regreso hacia la cara opuesta; mientras tanto, el voltaje instantáneo aplicado está variando, de manera que cuando la energía reflejada dentro del transductor llega a la cara opuesta, ya hay una nueva compresión debida al efecto piezoeléctrico. La compresión total resulta de la suma de la usada por el efecto piezoeléctrico y la de la onda reflejada.

Si el grosor del transductor d es exactamente la mitad de la longitud de onda λ , entonces se refuerzan y el transductor resuena con un desplazamiento máximo en sus caras :

$$2d = \lambda$$

La frecuencia que corresponde a un grosor d de igual a la mitad de la longitud de onda λ se llama frecuencia resonante fundamental f_r del transductor; está dada por:

$$f_r = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{2d}$$

3.1.5 OPERACIÓN CON PULSOS

Para propósitos de la formación de imágenes ultrasónicas requerimos generar sólo pulsos muy cortos, en vez de ondas continuas. Una manera de lograrlo es la aplicación de un pulso muy corto, pero amplio, de voltaje en las caras del transductor; como resultado de lo anterior, el transductor oscila con su frecuencia de resonancia; la duración de la oscilación depende de cuánta energía se pierde en cada ciclo de oscilación, lo cual a su vez nos es proporcionada por el factor Q . Mientras menor sea el valor de Q , tendremos pulsos también más cortos (25).

3.1.6 CAMPO ULTRASÓNICO

Un frente de onda es una superficie sobre la cual una perturbación tiene una fase constante; Huygens propuso en 1690 que cada punto en un frente de onda sirve como fuente de onditas esféricas, de manera que el frente de onda primario será un instante después la envolvente de estas onditas; además, las onditas avanzan con velocidad y frecuencia iguales a la de la onda primaria (26).

Puede considerarse que la superficie de un transductor está representada por áreas pequeñas, cada una de las cuales actúa como un transductor simple que irradia energía en todas direcciones, por lo que se aplica el principio anterior, el principio de Huygens, para calcular el campo ultrasónico. La directividad de todo el transductor puede analizarse mediante la adición de las contribuciones de cada uno de estos elementos simples, considerando tanto la fase como la amplitud.

Sin embargo, los cálculos son difíciles; además, bajo una excitación en una sola frecuencia, sólo existen soluciones en condiciones limitadas, como lo es a lo largo del eje del haz (27). Tomando el caso de un pistón, la relación que se aplica a la distribución a lo largo

del eje central del haz es la siguiente:

$$\frac{I_x}{I_0} = \sin^2 \left[\frac{\pi}{\lambda} \left(\sqrt{x^2 + r^2} - x \right) \right]$$

donde I_x es la intensidad a una distancia x del pistón; I_0 representa la intensidad máxima; r es el radio del pistón; y λ es la longitud de onda en el medio. La ecuación anterior nos arroja máximos x_{max} y mínimos x_{min} como sigue:

$$x_{max} = \frac{4r^2 - \lambda^2(2m+1)^2}{4\lambda(2m+1)}$$

donde $m = 0, 1, 2, \dots$

$$x_{min} = \frac{r^2 - \lambda^2 m^2}{2m\lambda}$$

donde $m = 1, 2, 3, \dots$

El último máximo x'_{max} axial ocurre a una distancia dada por:

$$x'_{max} = \frac{4r^2 - \lambda^2}{4\lambda}$$

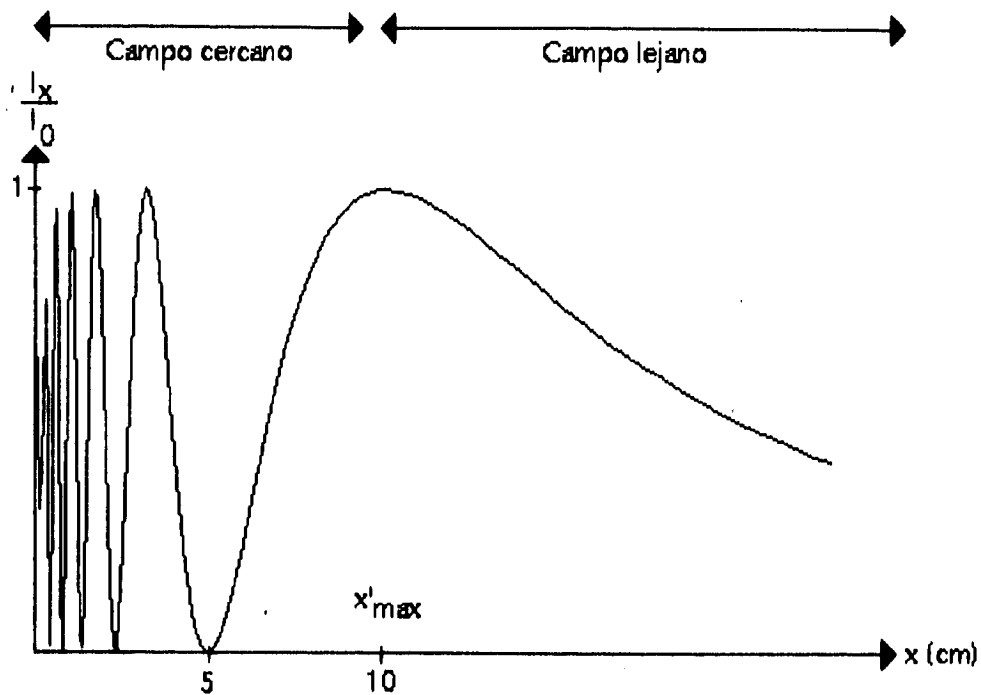
Si r^2 es mucho mayor que λ^2 , esta expresión se simplifica para obtener:

$$x'_{max} = \frac{r^2}{\lambda}$$

Esta distancia divide el campo cercano y el lejano. Para poder prolongar el campo cercano es necesario aumentar el radio, pero eso reducirá la resolución lateral, como se verá más adelante. A continuación se presenta la gráfica 3.7 que mostrará el campo ultrasónico, utilizando un transductor de 1 cm de radio y una longitud de onda de 0.001 m.

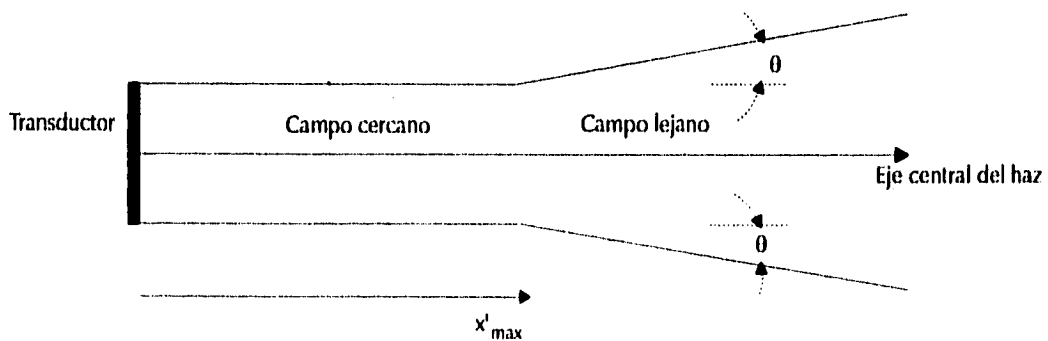
En el campo cercano, o zona de Frénel, la energía está confinada principalmente en un cilindro de radio r , pero la distribución de energía a través del grosor del haz no es uniforme. Para aplicaciones de tomografía para diagnóstico se utiliza el campo cercano. El campo lejano o zona de Fraunhofer diverge con un ángulo θ dado por:

$$\sin \theta = \frac{0.61\lambda}{r}$$



Intensidad del campo ultrasónico.
Figura 3. 7.

Podemos entonces elaborar la gráfica 3.8, que nos muestra la forma del campo ultrasónico de un disco (28). Cuando se trata de un transductor rectangular hay ya dos dimensiones significativas, mientras que en el caso del disco sólo tenemos el radio. El campo de una fuente rectangular cada dimensión producirá sus propios efectos de campo cercano y lejano; la interferencia de los dos proporcionará el efecto total, mucho más complejo que el de un disco simple (29).



Campo ultrasónico.
Figura 3.8.

Hasta ahora hemos mencionado el caso de ondas continuas, pero cuando se utilizan pulsos la variación de intensidad en el campo cercano se reduce debido a que las diferentes componentes senoidales del pulso se suman y suavizan las diferencias. De la misma manera, cada componente tendrá su propia distancia limitante del campo cercano (30).

3.2 ULTRASONIDO EN MODO A

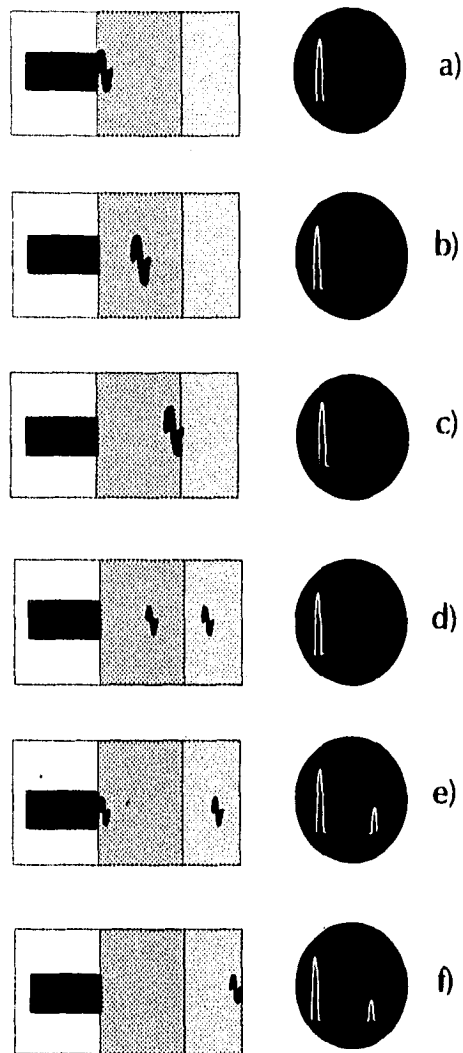
Cuando el ultrasonido viaja de un tipo de tejido a otro, algo del ultrasonido se refleja en la frontera. Además, los tejidos poseen inhomogeneidades que reflejan también parte del ultrasonido que incide en ellos. Los dispositivos para la formación de imágenes usan estos fenómenos para construir una figura del tejido en exploración. El transductor emite un pulso de ultrasonido en una dirección; después espera a que los reflejos regresen; cuando lo hacen, el transductor funciona como un receptor y convierte la presión acústica en voltaje (31).

Si τ es el tiempo que transcurre para que el reflejo llegue al transductor, entonces la distancia L entre el transductor y el reflector puede calcularse conociendo la velocidad del sonido c en el medio:

$$L = \frac{c\tau}{2}$$

Una manera conveniente de mostrar la profundidad de los reflectores es por la representación de las señales de eco como función del tiempo. Podemos lograr lo anterior por medio de un osciloscopio, cuya base de tiempo mueve el haz a través de la pantalla a una velocidad fija y los ecos (cambiados a voltaje por el transductor que funciona como receptor) aparecen como deflexiones verticales.

La figura 3.9 nos muestra el proceso descrito. Los círculos que aparecen del lado derecho representan la pantalla del osciloscopio, mientras que los rectángulos del lado izquierdo nos muestran el medio de propagación y el transductor, así como el pulso del ultrasonido viajando. En la parte a), el transductor es excitado con un pulso, que aparece en el osciloscopio; en la parte c), el pulso ha alcanzado la frontera entre los medios (debe notarse que esto no aparece en el osciloscopio, pues el reflejo no ha llegado al transductor); en la parte f) puede observarse que el reflejo se registra en el osciloscopio (32).



Ultrasonido en modo A.

Figura 3.9.

Las señales reflejadas son convertidas en señales eléctricas por el transductor; después deben amplificarse, ya que regresan muy atenuadas; deben también demodularse para que las variaciones de cada reflector queden como un solo pulso (como en la figura 3.10). Debido a la atenuación que sufre el ultrasonido a través de su paso por los tejidos, los reflejos de dos objetos similares, pero en distintas profundidades, se reciben con amplitudes distintas; debido a esto, se requiere de un amplificador que aumente su ganancia con el

tiempo. La atenuación también causa que haya una profundidad, llamada profundidad de penetración, después de la cual ya no pueden diferenciarse los ecos del ruido.

La resolución axial es una medida de la capacidad del instrumento para separar los ecos de reflectores que están cerca uno de otro a lo largo del eje del haz ultrasónico. Este parámetro depende del ancho de banda del pulso emitido por el transductor; la resolución axial será mejor mientras el pulso sea más corto (33).

A pesar de constituir el modo más sencillo dentro de las técnicas de ultrasonido, el modo A (Amplitud) se ha utilizado para el diagnóstico de tumores en glándula mamaria (34) y determinación de la medida de la vejiga urinaria (35).

3.3 ULTRASONIDO EN MODO B

La manera más sencilla de obtener el ultrasonido en modo B (Brillo) es por medio del osciloscopio. Como lo muestra la figura 3.10, se aplican rampas de voltaje a las placas de deflexión horizontal y vertical para mover sobre la pantalla el haz electrónico a lo largo de una línea correspondiente al haz ultrasónico, a una velocidad correspondiente a 13 $\mu\text{s}/\text{cm}$ en el tejido.

Las rampas se disparan al mismo tiempo que se emite el pulso. El punto sobre la pantalla alcanza una posición en la pantalla correspondiente a la posición del reflector al mismo tiempo que el eco de ese reflector se recibe; la señal de tipo A se usa para modular el haz electrónico en el tubo de rayos catódicos, de manera que el punto brilla más con las señales de eco. Un reflejo más amplio producirá puntos más brillantes sobre la pantalla.

El desplegado puede ser biestable, en cuyo caso un eco sólo se muestra si la señal sobrepasa un límite establecido; puede mostrarse también en una escala de grises, proporcional a la amplitud de la señal recibida. El brillo de la imagen se pierde con el tiempo después de ser dibujada en la pantalla; para resolver esta situación puede emplearse un monitor de video (36).

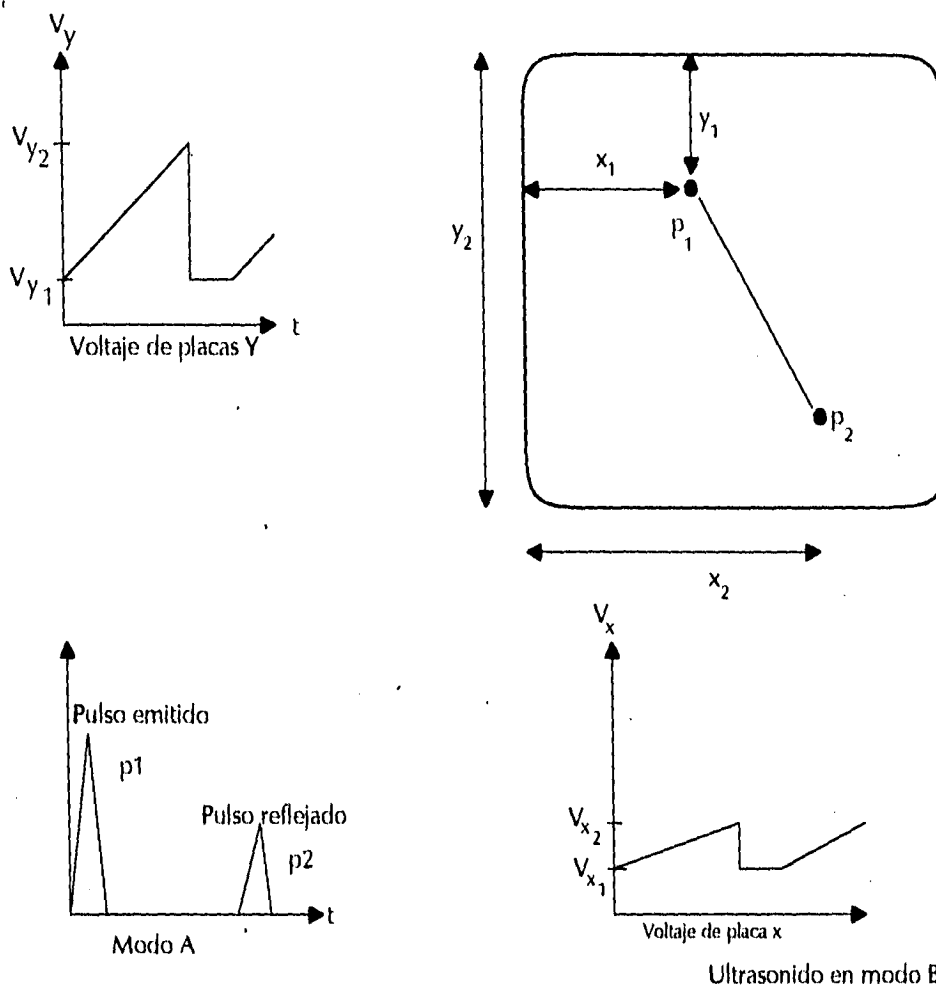


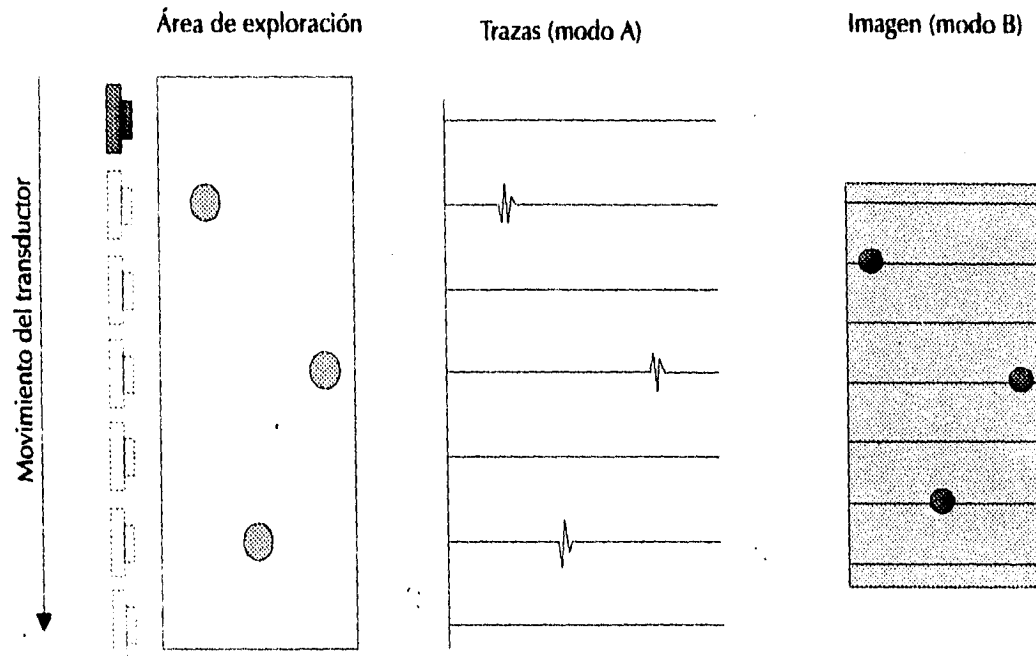
Figura 3.10

3.4 TIPOS DE BARRIDO

Hasta ahora hemos considerado un solo transductor; sin embargo, nosotros tenemos como propósito formar imágenes con dos dimensiones, para lo cual necesitamos realizar un barrido; hay varias maneras de realizar esto, como veremos a continuación.

3.4.1 BARRIDO LINEAL

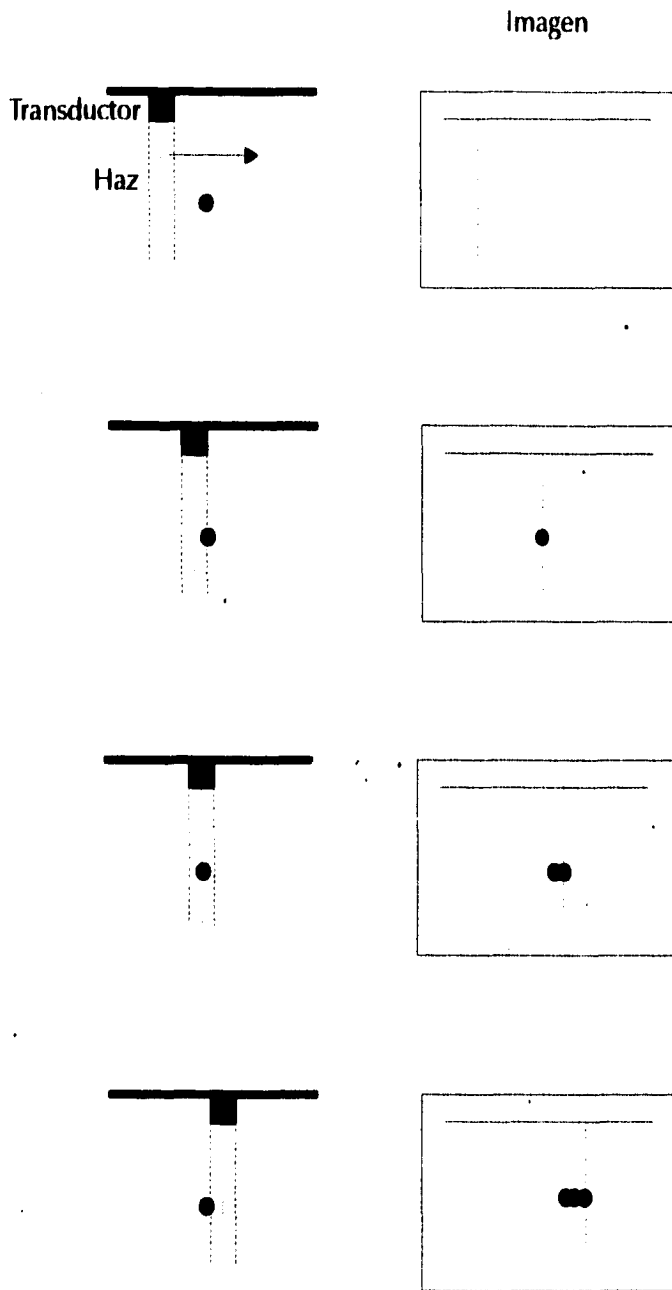
Con este tipo de barrido se recorre el transductor a lo largo de una línea; en cada posición se emite un pulso ultrasónico y se espera a que regresen los reflejos antes de avanzar a la siguiente posición. La figura 3.11 muestra este procedimiento (37).



Barrido lineal.

Figura 3.11.

En este método debe permitirse el tiempo suficiente para que la onda de ultrasonido viaje hasta la profundidad deseada y regrese hasta el transductor, antes de pasar a la siguiente posición. Se debe considerar que la resolución lateral se rige por el ancho del haz ultrasónico; el instrumento mostrará una estructura dentro del haz como si estuviera sobre el eje del haz, como lo muestra la figura 3.12 (38):



Resolución lateral.

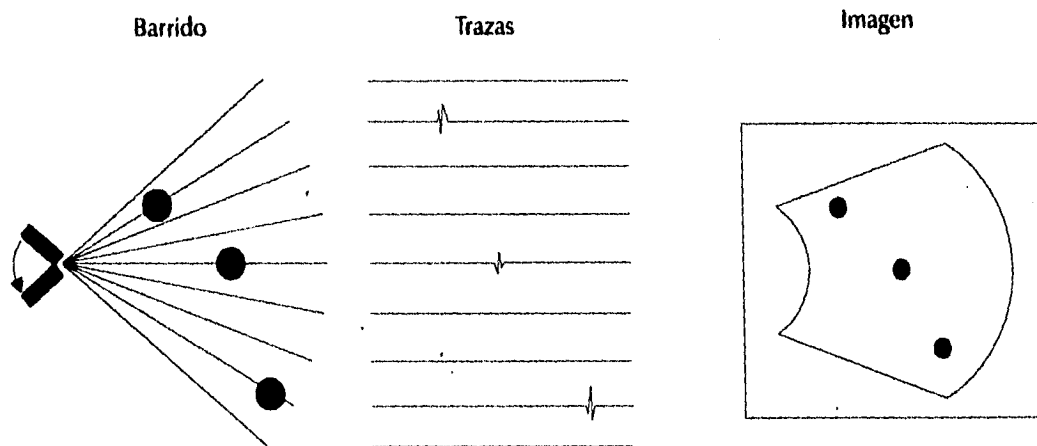
Figura 3.12.

Al obtener imágenes por medio del barrido de un área con un haz acústico y posicionar los ecos en una pantalla para mostrar su origen relativo, encontramos que la

imagen contiene variaciones de amplitud como resultado de interferencia constructiva y destructiva; estas variaciones se conocen como textura o manchas; son distintas en cada estructura observada. Existe la posibilidad de que se pueda también obtener información útil para el diagnóstico a partir de ellas (39).

3.4.2 BARRIDO SECTORIAL

El barrido sectorial se logra desplazando angularmente la apertura en incrementos iguales; se obtienen imágenes con formato de sector circular, como muestra la figura 3.13 (40).



Barrido sectorial.

Figura 3.13.

REFERENCIAS

- (1) FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound**. John Wiley, West Sussex, 1990. p. 1.
- (2) WELLS, P. N. T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis**. Academic Press. Bristol, 1969. p. 1.
- (3) WELLS, P. N. T. *op. cit.* p. 5, 6.
- (4) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 7-11.
- (5) WELLS, P. N.T. *op. cit.* p. 10.
- (6) *id.* p. 7.
- (7) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 21, 22.
- (8) HETE, B. **A Study of the Relationship Between Mechanical and Ultrasonic Properties of Dystrophic and Normal Skeletal Muscle**. *Ultrasound in Medicine and Biology, Vol 21, No. 3*. U. S. A., 1994. pp. 343-351.
- (9) WELLS, N. T. *op. cit.* pp. 10-11.
- (10) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 21-23.
- (11) PRESTON, Roy. **Output Measurements for Medical Ultrasound**. Springer-Verlag, Teddington, 1991. p. 26.
- (12) WELLS, N. T. *op. cit.* pp 22-24.
- (13) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 23-26.
- (14) LITOVITZ, T. A. **Ultrasonic spectroscopy in liquids**. 1959. pp. 681-691.
- (15) HUTCHINS, D. A. **Radiated Fields of Ultrasonic Transducers**. *Physical Acoustics, Vol XIX*. 1990. pp. 1-2.
- (16) FISH, Peter. *op. cit.* p. 41.
- (17) PRESTON, Roy. *op. cit.* p. 27.
- (18) BALLATO, Arthur. **Piezoelectricity: Old Effect, New Thrusts**. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol 42*. U. S. A., September 1995. p. 916.
- (19) WELLS, N. T. *op. cit.* p. 28.
- (20) LOCKWOOD, Geoffrey. **Fabrication of High Frequency Spherically Shaped Ceramic Transducers**. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol 41, No. 2*. March 1994. p. 231.
- (21) PRESTON, Roy. *op. cit.* p. 27.
- (22) BALLATO, Arthur. *op. cit.* p. 923.
- (23) PATEL, N.D. **Effect of Active Diameter and Damping in the Performance of Ultrasonic Transducers**. *Ultrasonics, Vol. 32*. May 1992. p. 99.

- (24) PRESTON, Roy. *op. cit.* 27.
- (25) WELLS, N. T. *op. cit.* 33-39.
- (26) ZAJAC, Eugene. **Óptica**. p. 65.
- (27) HUTCHINS, D. A. *op. cit.* p. 3.
- (28) WELLS, N. T. *op. cit.* pp. 53-56.
- (29) PRESTON, Roy. *op. cit.* p. 31.
- (30) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 37-38.
- (31) PRESTON, Roy. *op. cit.* p. 130.
- (32) WELLS, N. T. *op. cit.* p. 78.
- (33) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 52-68.
- (34) WILD, J. J. **Further Pilot Echographic Studies on the Histologic Structure of the Living Intact Human Breast. *Am. J. Path., Vol. 28.* 1952. pp. 839, 861.**
- (35) HOLMES, J. H. **Ultrasonic Studies of the Bladder, *J. Urol., Vol 97.* 1967. pp. 654-663.**
- (36) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 61-72.
- (37) CASTRO, Marcos. **Sistema programable para la generación electrónica de lentes acústicas.** Madrid, 1992. p. 13.
- (38) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 76, 81.
- (39) WAAG, Robert. **Nonlinear Receiver Compression Effects on the Amplitude Distribution of Backscattered Ultrasonid Signals. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol 38., No. 7.* July, 1991. p. 628.**
- (40) CASTRO, Marcos. *op. cit.* p. 14.

4 MÉTODOS DE ENFOQUE ELECTRÓNICO

4 MÉTODOS DE ENFOQUE ELECTRÓNICO

En la sección 3.4.1 de este trabajo se explicó que la resolución lateral de sistema de formación de imágenes ultrasónicas está dada por las dimensiones del transductor; además, sólo podemos utilizar el campo cercano, ya que en el campo lejano el haz diverge. En este capítulo se estudiarán primero los arreglos y cómo puede efectuarse con ellos el barrido; esto tiene la finalidad de, una vez que se haya explicado cómo funciona una lente acústica, poder mostrar la forma en que se logra la generación de lentes acústicas por medio de arreglos, particularmente los lineales.

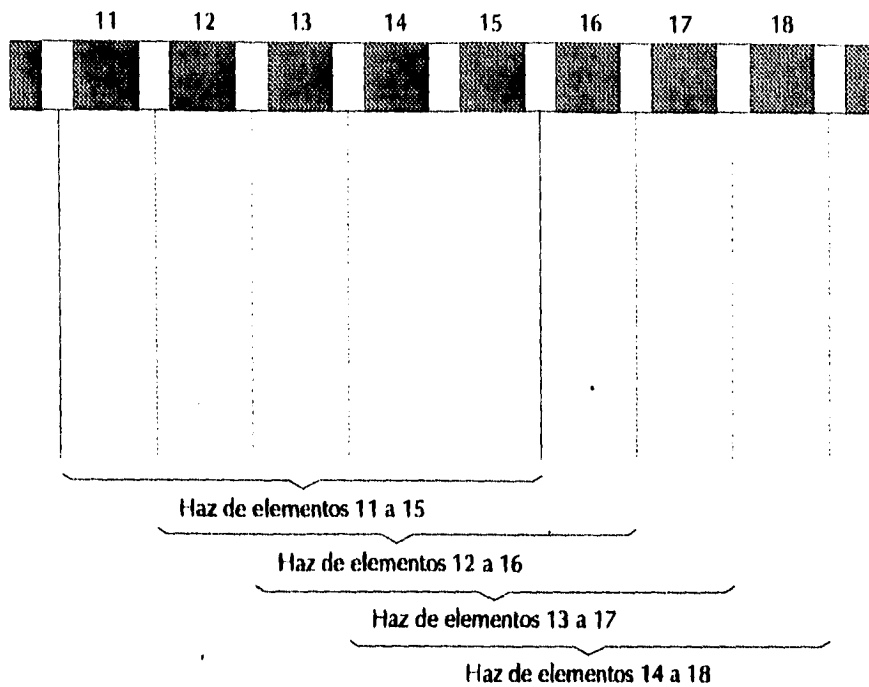
4.1 ARREGLOS

En la sección 3.4.1 se mencionaron también dos tipos de barrido que se tienen: lineal y sectorial. Normalmente un motor proporciona el movimiento del transductor en cualquiera de los métodos antes mencionados; sin embargo, en aplicaciones de tiempo real para la formación de imágenes, los arreglos nos proporcionan un método para direccionar secuencialmente un área o volumen de interés, sin necesidad del barrido mecánico. Otra ventaja más de los arreglos consiste en que nos permiten efectuar enfoque dinámico (en recepción) (1) o en emisión (2).

4.1.1 ARREGLOS LINEALES

El arreglo lineal consiste en la colocación de pequeños elementos transductores a lo largo de una línea recta. Se utiliza un grupo de elementos vecinos para proyectar un haz. El haz se desplaza al recorrer el grupo de transductores que son disparados en cada ocasión. Al finalizar el recorrido se tiene un cuadro completo de la imagen, como se muestra en la figura 4.1 (3).

El criterio más difícil de satisfacer al diseñar los arreglos lineales es el del espaciamiento entre los elementos piezoeléctricos. Idealmente esta distancia debe ser de un medio de la longitud de onda de los transductores ($\lambda/2$), con la finalidad de evitar los lóbulos laterales, regiones que quedan a un lado del haz ultrasónico principal en donde en ocasiones hay energía ultrasónica considerable (4).



Barrido por medio de un arreglo lineal.

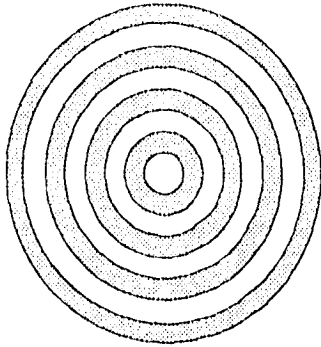
Figura 4.1

4.1.2 ARREGLOS CIRCULARES

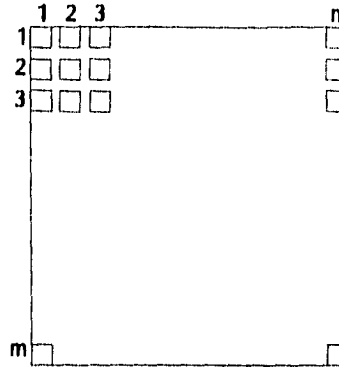
Los arreglos circulares o anulares constan de elementos piezoeléctricos colocados sobre líneas circulares concéntricas. Al igual que en los arreglos lineales, cada elemento se controla independientemente; mediante el control de los retardos en los disparos es posible simular diversas lentes. Su principal desventaja es que sólo pueden emitir haces que se propagan en el eje geométrico del transductor, lo que nos impide realizar barridos en un plano (5).

4.1.3 BIDIMENSIONALES

Los arreglos bidimensionales constan de $m \cdot n$ transductores rectangulares, cuyos instantes de excitación se controlan independientemente. La figura 4.2 nos muestra los esquemas de un arreglo circular y uno bidimensional (normalmente son rectangulares).



Arreglo circular



Arreglo bidimensional rectangular

Arreglos circular y bidimensional.

Figura 4.2

Los arreglos lineales tienen varias desventajas: no pueden enfocar y deflectar más que en el plano en el que se encuentran, por lo que, para mejorar las imágenes para diagnóstico médico, se requiere la implementación de arreglos bidimensionales. Estos arreglos pueden, además de superar las deficiencias mencionadas de los arreglos lineales, realizar barridos sobre volúmenes y no sólo sobre planos. Por supuesto que existe la enorme desventaja del número elevado de transductores necesarios, lo que conlleva un control difícil de diseñar (6). Recientemente se han diseñado transductores de PZT de varias capas, específicos para este tipo de arreglos (7).

4.2 LENTES ACÚSTICAS

Como hemos explicado en secciones anteriores, a cierta distancia de un transductor la intensidad puede ser demasiado baja, mientras que el diámetro del haz es demasiado amplio para obtener una resolución lateral adecuada; nos encontramos entonces en la necesidad de emplear un haz acústico enfocado, tal como se hace en óptica, para obtener una buena resolución lateral y una intensidad alta en un punto de interés (8).

Aunque nos concentraremos en este trabajo en la formación de lentes acústicas para propósitos de diagnóstico médico, no es ésta la única aplicación de las lentes acústicas. El haz ultrasónico enfocado se emplea también para producir calor en puntos localizados, como parte de algunos tratamientos para combatir tumores cancerosos en el interior del cuerpo (9).

Dependiendo de la aplicación, los frentes de onda del ultrasonido pueden ser planos o curvos; en el caso de los frentes de onda no planos, la curvatura es normalmente cóncava (campo enfocado) o convexa (campo dispersado). Entre las técnicas que se tienen para generar frentes de onda curvos se encuentran los transductores curvos, las lentes acústicas, el control de retardos por medios electrónicos o analógicos y técnicas digitales (10). Este trabajo pretende sintetizar lentes acústicas por medios electrónicos y en este punto nos detendremos más, sin dejar de mencionar algunas otras técnicas para posibilitar la comprensión.

4.2.1 LENTES FÍSICAS

Existen tres métodos básicos para alterar la directividad de un haz ultrasónico por medios físicos; se ilustran en la figura 4.3.

El haz ultrasónico puede enfocarse por medio de lentes, como lo ilustra la figura 4.3 b). Idealmente la lente se fabricará de un material con coeficiente de absorción de cero, una impedancia característica que se acople con el medio de carga y un índice de refracción distinto de cero (el índice de refracción es igual al cociente de la velocidad del sonido en la lente entre la velocidad del sonido en el medio).

Pueden aplicarse las leyes de la óptica geométrica para los cálculos de la lente, siempre y cuando su apertura sea pequeña y el diámetro del transductor sea grande comparado con la longitud de onda. Si se reúnen estas condiciones, entonces, para una lente esférica:

$$f_1 = \frac{R}{1 - \frac{c_1}{c_2}}$$

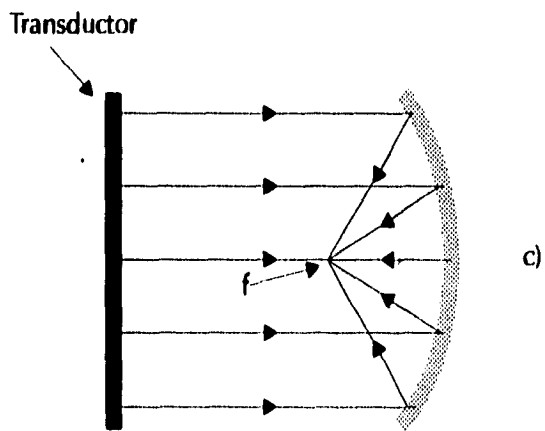
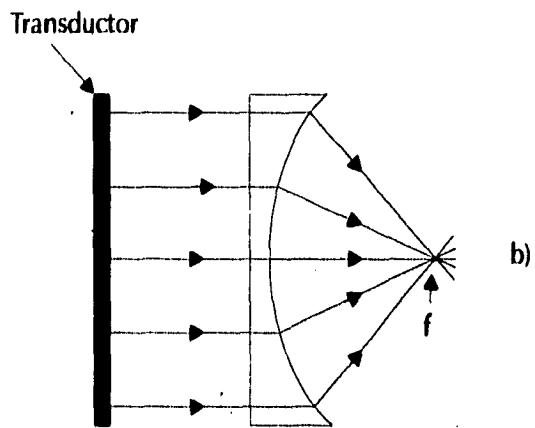
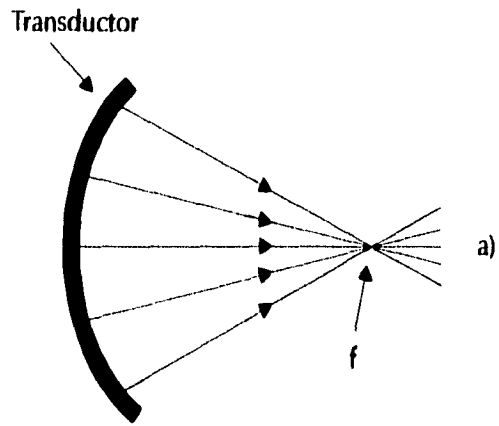
donde

f_1 es la distancia focal,

c_1 es la velocidad del sonido en la lente,

c_2 es la velocidad del sonido en el medio y

R es el radio de curvatura de la superficie esférica.

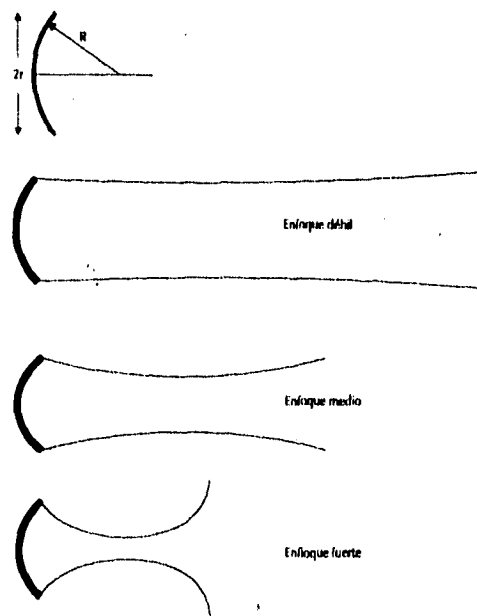


Enfoque ultrasónico por lentes físicas.
Figura 4.3

El signo de la distancia focal es negativo si c_1 es mayor que c_2 , lo que indica que la lente es cóncava.

Como se indica en la figura 4.3 a), el haz ultrasónico puede enfocarse por medio de transductores curvos, lo que equivale a colocar una lente como la descrita anteriormente sobre un transductor plano. Un transductor fabricado en forma de sección esférica irradia ondas esféricas que convergen cerca del centro de curvatura de la esfera. Debe aclararse que sólo puede enfocarse dentro del campo cercano y el inicio del campo lejano.

El grado de enfoque depende del radio de curvatura del transductor y de la posición del último máximo en la intensidad del ultrasonido del transductor plano equivalente:



Grado de enfoque.

Figura 4.4

Enfoque débil:

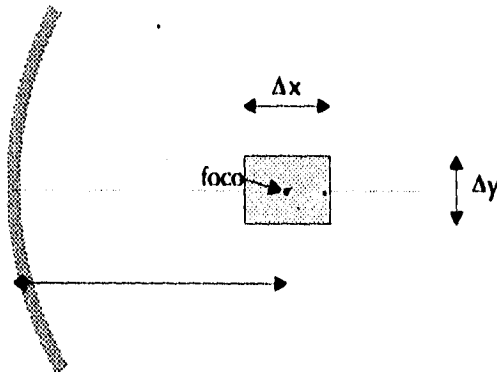
$$2 \geq \frac{\lambda_{\max}}{R} > 0$$

Enfoque medio:

$$2\pi \geq \frac{\lambda_{\max}}{R} > 2$$

Enfoque fuerte:

$$\frac{\lambda_{\max}}{R} > 2\pi$$



Lente esférica.
Figura 4.5

El aumentar el enfoque reduciendo el radio de curvatura del transductor nos proporcionará un haz más angosto en el foco, pero también se reducirá la distancia focal (donde la anchura del haz se ha reducido). En la figura 4.5 se ilustra la longitud y la anchura de la zona focal para un transductor esférico (11). La resolución lateral Δy , medida como distancia entre ceros del lóbulo principal en el foco, está dada por:

$$\Delta y = \frac{\lambda_{x_f}}{r}$$

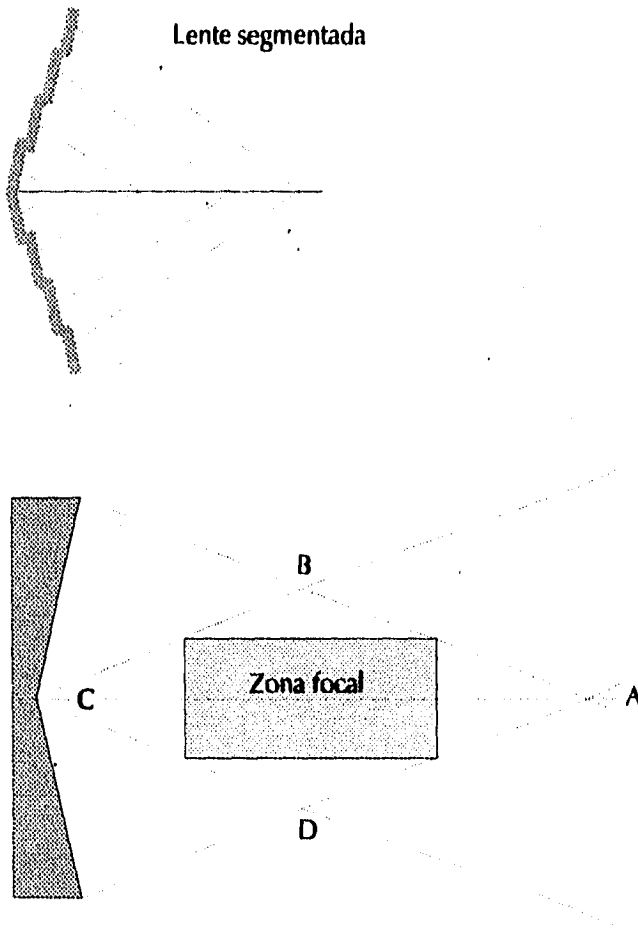
Otros autores (12) indican que la resolución lateral en la zona focal nos es proporcionada por:

$$\Delta y = \frac{\lambda}{r}$$

El principal problema con las lentes esféricas es que la zona focal, donde obtenemos un haz angosto, es muy reducida (13):

$$\Delta x = 4\lambda \left(\frac{x_f}{2r}\right)^2$$

En la figura 4.3 c) se aprecia que puede emplearse un reflector, puede ser un paraboloide, para enfocar el haz ultrasónico en un punto F, cuya distancia al centro del reflector está determinada por la geometría del paraboloide. En realidad, no es sencilla la construcción de un paraboloide, por lo que más frecuentemente se recurre a secciones de esferas (14).



Lente cónica
Figura 4.6

Otro tipo de curvatura empleado es el axicon, que posee un campo focal más amplio, convergente hacia una línea, aunque con una resolución lateral menor que la lente esférica y con menos contraste (15). Una desventaja más consiste en que produce lóbulos laterales considerables.

La profundidad del campo de una lente es proporcional al cuadrado del número F , definido como el cociente de la distancia focal entre el diámetro de la lente; considerando esto, podemos obtener una distribución más uniforme de energía si logramos que las porciones exteriores de una lente formada por segmentos se enfoquen en un rango lejano, mientras que las interiores se enfoquen en un rango más corto. Si aumentamos el número de segmentos de la lente a la vez que reducimos el tamaño de los segmentos, conseguiremos una lente cuya forma será aproximada a la de un cono (16).

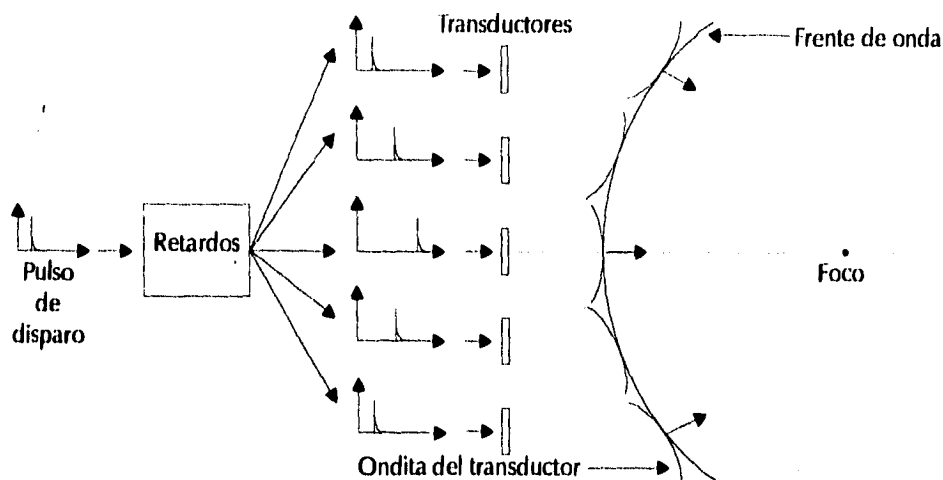
En los transductores o lentes cónicos, la mayor resolución se encuentra en la zona de revolución (rombo ABCD) generada por la intersección de las proyecciones de las dos semiaperturas, como se muestra en la figura 4.6, donde también podemos observar una lente segmentada (17).

4.2.2 ENFOQUE ELECTRÓNICO

Es deseable tener una alternativa para las lentes físicas, ya que no podemos variar su longitud focal. Esta técnica alternativa es el uso de arreglos de transductores, que se comporten como una lente enfocada electrónicamente. Una lente física retrasa los rayos que pasan a través de ella; debemos entonces introducir retardos en la emisión o recepción de cada transductor para simular que contamos con una lente (18).

Enfoque en emisión

Para lograr el enfoque en emisión se introducen retardos en el pulso de excitación de cada elemento del arreglo. Si se va a realizar un barrido con el vector de transductores, entonces en cada ventana se introducen los retardos para lograr una mejor resolución lateral a lo largo de todo el arreglo. La figura 4.7 a) muestra el enfoque electrónico en emisión. Los retardos están dibujados con respecto al tiempo, mientras que los frentes de onda se muestran como una fotografía instantánea.



Enfoque en emisión.

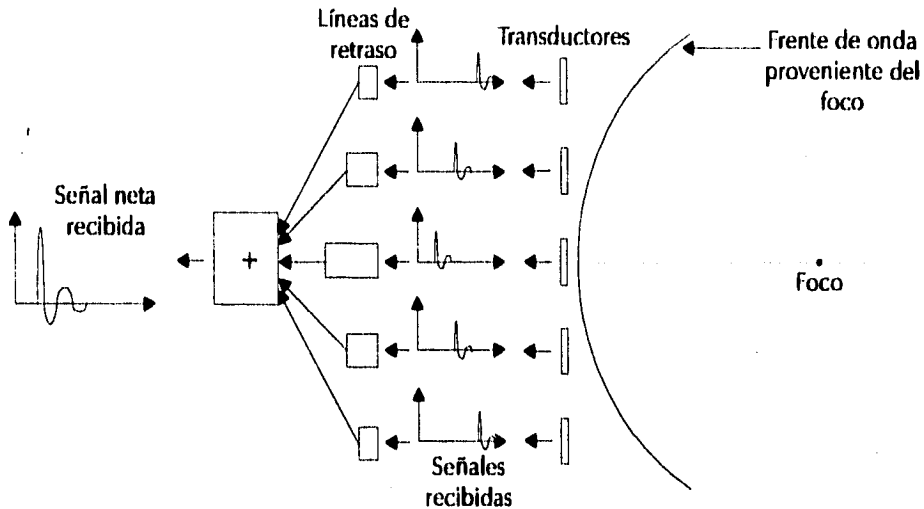
Figura 4.7

Es posible también deflectar el haz acústico mediante la aplicación de retardos en incrementos iguales a cada transductor. Una aplicación de esta técnica es la búsqueda de fallas en las paredes de reactores nucleares, en donde se requiere realizar observaciones desde distintos ángulos incidentes para poder detectar reflectores especulares (19). Si utilizamos la misma ventana de transductores con distintos ángulos de deflexión, obtendremos un barrido sectorial (20). Pueden también combinarse los efectos de enfoque con los de deflexión.

Los haces transmitidos pueden enfocarse a distintas profundidades al alterar los retardos y conseguir el enfoque en zonas múltiples. En este modo de operación, se produce el primer disparo y se reciben los ecos de la zona 1; después se cambian los retardos, se dispara y se reciben los ecos de la zona 2, etc. El número de cuadros por segundo que pueden desplegarse con esta técnica se reduce con un factor de $1/N_f$, donde N_f es el número de zonas focales.

Enfoque en recepción

En esta técnica, las salidas de cada transductor se retrasan y después se suman para representar la energía proveniente de una porción específica del plano en estudio. La figura 4.8 nos muestra gráficamente el proceso (21).



Enfoque en recepción.

Figura 4.8

El enfoque dinámico consiste en, una vez que los transductores están recibiendo, activar 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. En el enfoque dinámico no hay reducción de los cuadros por segundo, como sucede en el enfoque de zonas múltiples, aunque los resultados en resolución son comparables. Otra ventaja más del enfoque dinámico estriba en que se elimina el dilema de escoger entre resolución lateral y profundidad de foco (22).

Existen diversos métodos para instrumentar las líneas de retardo. La primera línea de retardo para señales de ultrasonido se usó en 1942, haciendo pasar la señal ultrasónica a través de una mezcla de agua y glicol etileno. Como se requiere que en las líneas de retardo analógicas, como la anterior, cuenten con homogeneidad, baja absorción y una impedancia característica adecuada, se pensó desde la esa década en utilizar sólidos en vez de líquidos. Otros medios analógicos para inducir retrasos incluyen el manejo de líneas magnetorrestrictivas (23).

Las líneas analógicas de retardo presentan varias desventajas, como alto volumen y costo. Existen también técnicas digitales que, debido a los avances recientes en tecnología de semiconductores, hacen posible la utilización de técnicas de procesamiento digital de

señales para lograr el enfoque electrónico. Recientemente se han desarrollado métodos por medio de los cuales puede reducirse la gran cantidad de memoria que requiere el procesamiento digital (14). Se han adaptado también métodos digitales para convertirlos en analógicos (con dispositivos AFIFO), con menos distorsión y menos complejidad en los circuitos que los dispositivos analógicos tradicionales (25).

La resolución en diagnóstico con ultrasonido puede determinarse usando la imagen de un reflector puntual. La resolución se define como el recíproco de la dimensión de la imagen. Algunas técnicas digitales pueden aumentar disminuir la anchura de la imagen de un reflector puntual en con un factor, factor de aumento de resolución, de 1.2 ó 4 (26).

Pueden proporcionarse los retardos por medio de líneas CCD; los retardos se cambian al variar la frecuencia del reloj de la línea; en realidad, este sistema es menos simple de lo que parece (27).

Los arreglos poseen ventajas sobre las lentes físicas; una de ellas es su flexibilidad, ya que el patrón del haz de un arreglo puede cambiarse simplemente modificando las señales electrónicas de excitación de los transductores. Sin embargo, las lentes son utilizadas cuando se requiere utilizar frecuencias muy altas, debido a que pueden fabricarse transductores muy pequeños, lo que permite un enfoque más localizado para aplicaciones terapéuticas (28).

Finalmente, se alcanzan todavía mejores resultados si se enfoca tanto en emisión como en recepción. Se han propuesto sistemas híbridos en los que se emplea un transmisor cónico y un receptor esférico (29).

4.3 CÁLCULO DE LOS RETARDOS

En esta sección se presentan las expresiones que nos permiten calcular el retardo que cada transductor de una ventana o sección de un arreglo debe tener para lograr la deflexión del haz acústico y la síntesis de dos tipos de lentes. La primera lente considerada será la focalización diédrica, equivalente a la lente cónica física; posteriormente se tratará la cilíndrica, que es la correspondiente a la lente esférica física.

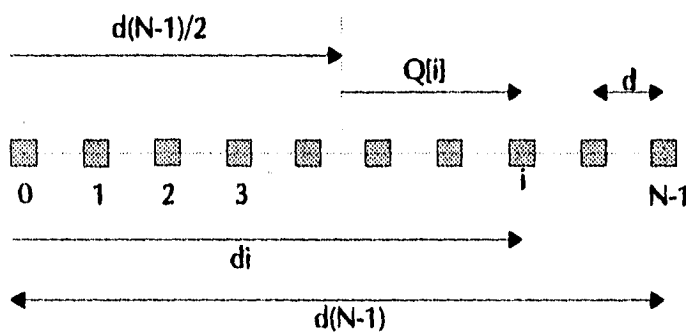
Se llamará vector de retardos al conjunto de retardos $\tau(i)$ correspondientes a un perfil determinado; los retardos se ordenan de acuerdo con el orden de los elementos ($i=0, 2, \dots, N-1$). Las expresiones que nos permiten hacer estos cálculos son funciones de aspectos

geométricos, como el tipo de arreglo, número y tamaño de los elementos; de la forma de la lente (tipo de perfil, distancia focal, ángulo de deflexión); la última variable es la velocidad del sonido en el medio de propagación.

Supongamos que tenemos un arreglo con N elementos, cuyos centros están separados por una distancia d ; la longitud de la apertura (o ventana) es $D=(N-1)d$.

Llamaremos $Q[i]$ a la distancia desde el centro del elemento i al centro del arreglo como lo ilustra la figura 4.9:

$$Q[i] = di - \frac{d(N-1)}{2}$$



Geometría de un arreglo.

Figura 4.9

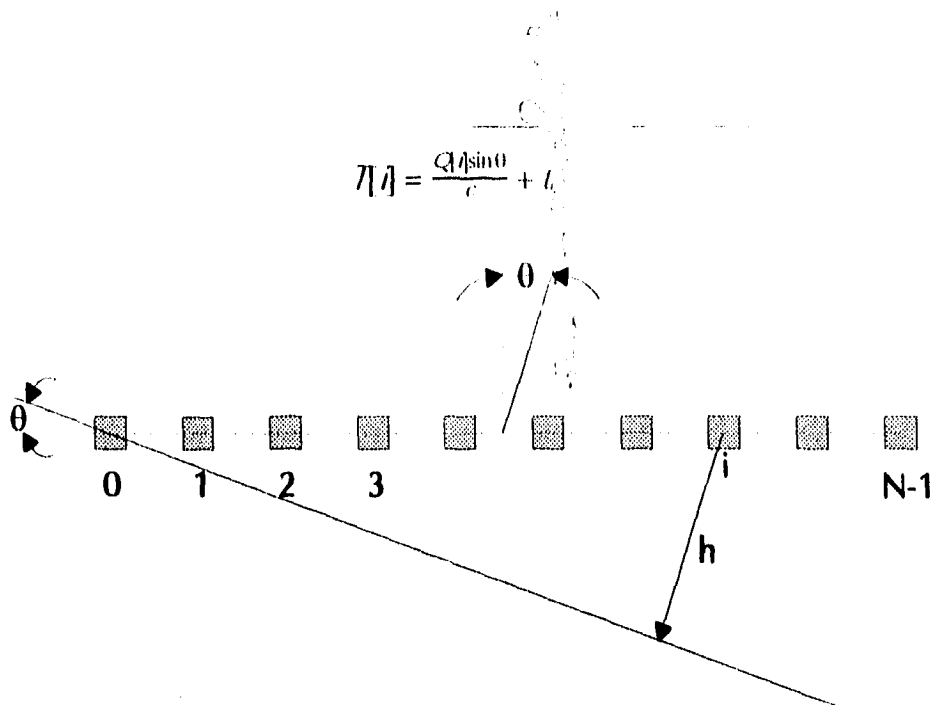
4.3.1 DEFLEXIÓN SIMPLE

La deflexión se obtiene al aplicar una variación lineal en el vector de retardos. En la figura 4.10 se muestra el perfil físico que se busca simular.

La distancia $h[i]$ es el espacio que existe entre el transductor i y la posición que tendría ese mismo transductor si se girara el vector un ángulo θ .

$$h[i] = Q[i] \sin \theta$$

El tiempo que el sonido tarda en llegar hasta esta nueva posición desde la localización real del transductor es $h[i]/c$. Por lo tanto, el vector de retardos se obtiene mediante la expresión que sigue, en donde t_0 es una constante que sirve para que los retardos adquieran exclusivamente valores positivos:



Deflexión simple

Figura 4.10

El ángulo de deflexión en un barrido sectorial se ve limitado por el ángulo β de apertura que emite cada elemento. La deflexión no debe superar el ángulo θ_{max} :

$$\theta_{max} \approx \beta = \frac{\lambda}{2r}$$

4.3.2 FOCALIZACIÓN DIÉDRICA

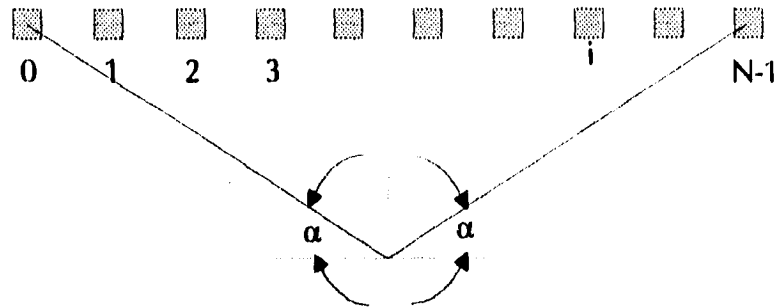
En este tipo de perfil se aplican retardos que dividan la apertura del arreglo en dos semiaperturas giradas cada una un ángulo α con respecto del plano del arreglo. Este ángulo normalmente se ubica entre los 3° y los 15° .

$$\tau[l] = -\frac{|Ql| \sin \alpha}{c} + t_0$$

Es posible realizar, adicionalmente a la focalización diédrica, una deflexión (con ángulo θ) del haz acústico. En este caso, el vector de retardos está dado por:

$$\tau[l] = \frac{Ql \sin \theta}{c} + \frac{|Ql| \cos \theta \sin \alpha}{c} + t_0$$

La figura 4.11 muestra el perfil que se pretende sintetizar por medio de la focalización diédrica.



Focalización diédrica.

Figura 4.11

4.3.3 FOCALIZACIÓN CILÍNDRICA

Se busca que los haces acústicos provenientes de cada transductor lleguen la mismo tiempo al punto (R, θ) , utilizando coordenadas polares (ver la figura 4.12). La distancia $h[i]$ entre un transductor i y el punto mencionado cuando θ es cero está dada por:

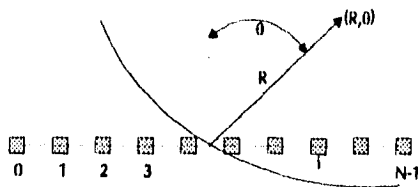
$$h[i] = \sqrt{(Q[i])^2 + R^2} - R$$

Por lo tanto, el tiempo que tarda la onda en llegar al punto (R, θ) desde un transductor particular es $d[i]/c$, de donde deducimos que

$$\tau[i] = \frac{R}{c} - \frac{\sqrt{(Q[i])^2 + R^2}}{c} + t_0$$

Al igual que con el método anterior, es posible deflectar el haz; es decir, hacemos que θ sea diferente de cero. En este caso,

$$\tau[i] = \frac{R}{c} - \frac{\sqrt{R^2 + (Q[i])^2 - 2RQ[i]\sin\theta}}{c} + t_0$$



Focalización cilíndrica.

Figura 4.12

4.3.4 FOCALIZACIÓN EN BARRIDOS LINEALES

A continuación proporcionamos un resumen de estas expresiones, particularizando para $\theta=0$, ya que cuando se realiza un barrido lineal el haz se emite en líneas perpendiculares al plano de apertura (30):

Focalización diédrica

$$\tau[l] = -\frac{|Q[l]|\sin\alpha}{c} + t_0$$

Focalización cilíndrica

$$\tau[l] = \frac{R}{c} - \frac{\sqrt{(Q[l])^2 + R^2}}{c} + t_0$$

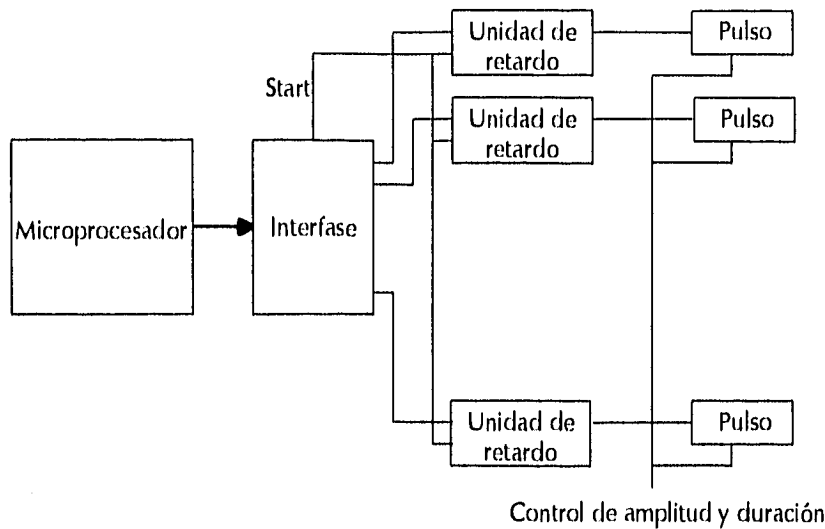
4.4 ALGUNAS IMPLEMENTACIONES DE ENFOQUE ELECTRÓNICO EN EMISIÓN

El propósito de esta sección es presentar antecedentes para, en el siguiente capítulo, plantear una propuesta para un dispositivo de enfoque electrónico en emisión.

4.4.1 SISTEMA CON BASE EN CONTADORES

La figura 4.13 muestra un sistema propuesto recientemente (31). Este dispositivo trabaja con base en contadores digitales de 8 bits (uno para cada transductor), en los cuales se carga un valor inicial calculado previamente. La señal *start* permite a los contadores avanzar; cuando llegan a la cuenta máxima, originan el disparo de su transductor. El reloj utilizado posee una frecuencia de 50 MHz, de manera que la resolución máxima es de 20 ns.

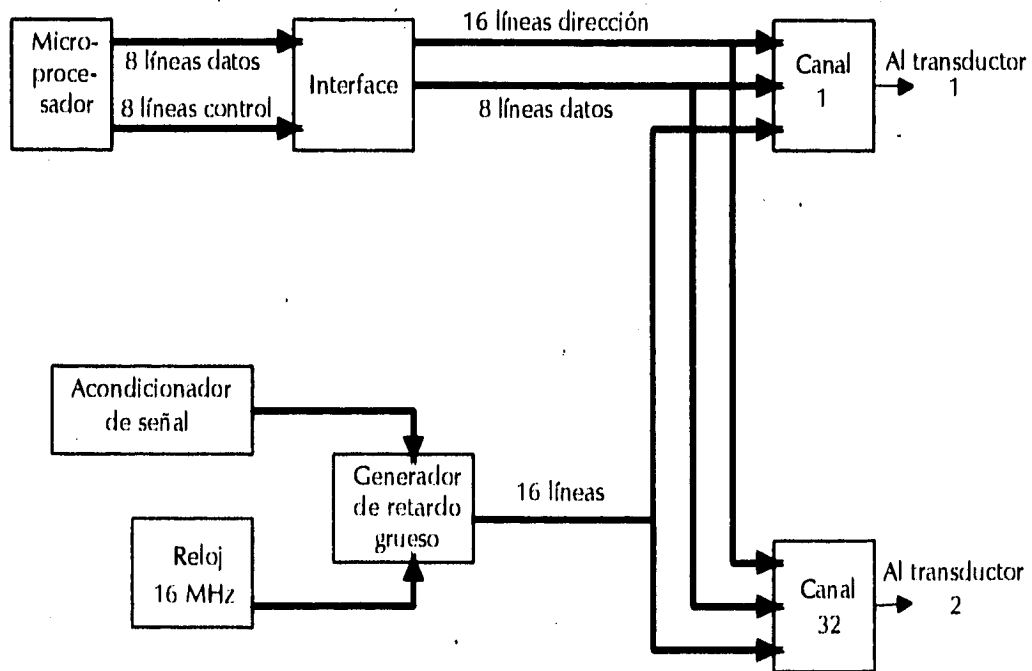
El control de amplitud y duración permite emplear este sistema con transductores que oscilen con distintas frecuencias centrales.



Sistema diseñado por Certo
 Figura 4.13

4.4.2 SISTEMA BASADO EN REGISTROS DE CORRIMIENTO

La figura 4.14 muestra el esquema general de este método (32).

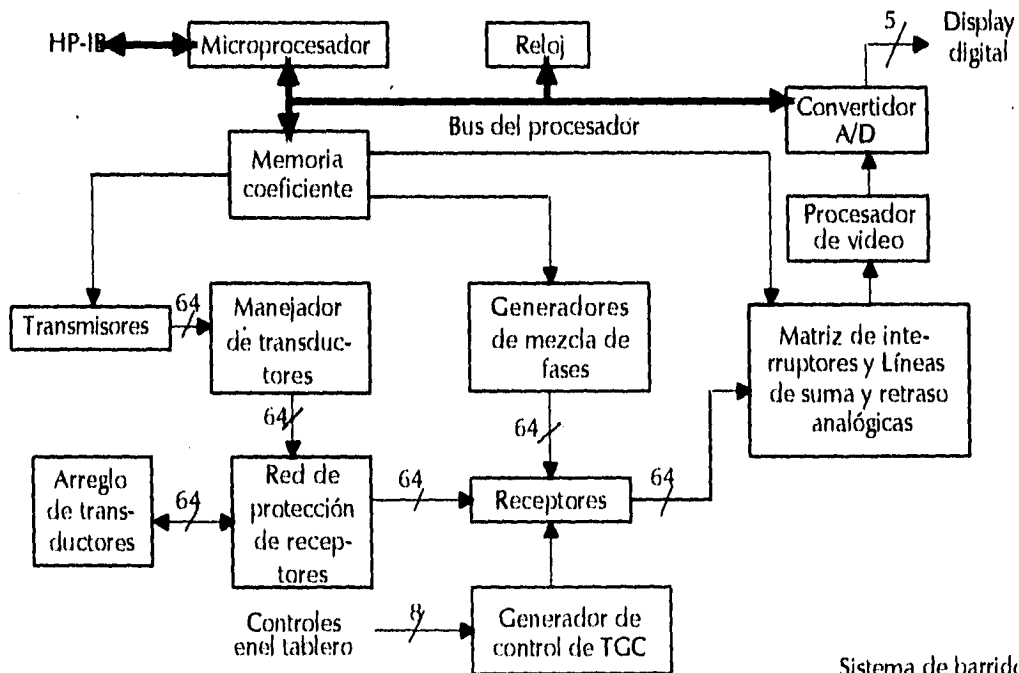


Sistema basado en registros.
 Figura 4.14

Este diseño es capaz de manejar hasta 32 transductores; emplea 32 canales independientes de transmisión; cada canal cuenta con dos parámetros de salida, retraso y amplitud. Los retrasos se generan y seleccionan dentro de la unidad de transmisión a partir de dos palabras de 8 bits que le son enviados. Una palabra es la dirección de un buffer de datos dentro de la unidad, mientras que la otra es la información que se almacenará en este buffer. Como se tienen 32 canales con dos bytes cada uno, se requieren 64 buffers. Un reloj interno determina la resolución en el retraso.

La primera etapa del retraso, grueso, se logra por medio de la aplicación de la señal en un registro de corrimiento de 240 estados y 16 salidas, con un reloj de 16 MHz, lo que equivale a una resolución de 1 μ s. Las 16 salidas se envían a cada uno de los 32 canales donde se hace la selección del retraso grueso por medio de los cuatro bits más significativos de la palabra del retardo.

La segunda etapa, que efectúa el retardo fino, utiliza un registro de 16 estados, con un reloj de 16 MHz contenido en cada uno de los canales. La selección se realiza con los 4 bits menos significativos de la palabra del retraso; la resolución aquí es de 62.5 ns.



Sistema de barrido.

Figura 4.15

4.4.3 SISTEMA BASADO EN CELDAS MAESTRO/ESCLAVO

Este sistema (33) consta de 64 generadores independientes de pulsos con retrasos; además las salidas de los transductores (ya que están recibiendo) se amplifican y se suman en tableros de retraso, por lo que realiza enfoque tanto en emisión como en recepción. La figura 4.15 muestra el diagrama de bloques del sistema de barrido.

El circuito para retardos en la emisión es un sistema diseñado como maestro/esclavo. Se compone de 32 canales maestros y 32 canales esclavos, arreglados alternadamente a lo largo del arreglo. El canal maestro consiste en contadores que se cargan con el retraso deseado. Un multiplexor selecciona uno de los varios relojes con distintas fases para aplicarlo a cada contador y lograr el retraso entre los canales. Cada canal esclavo transmite a un tiempo variable, relativo al canal maestro en la derecha o la izquierda; se programa para seleccionar un maestro y uno de los dos flip-flops del maestro. El pulso digital de salida del generador de retrasos en transmisión se aplica a la etapa de potencia de cada transductor. La figura 4.16 muestra una celda maestro/esclavo.

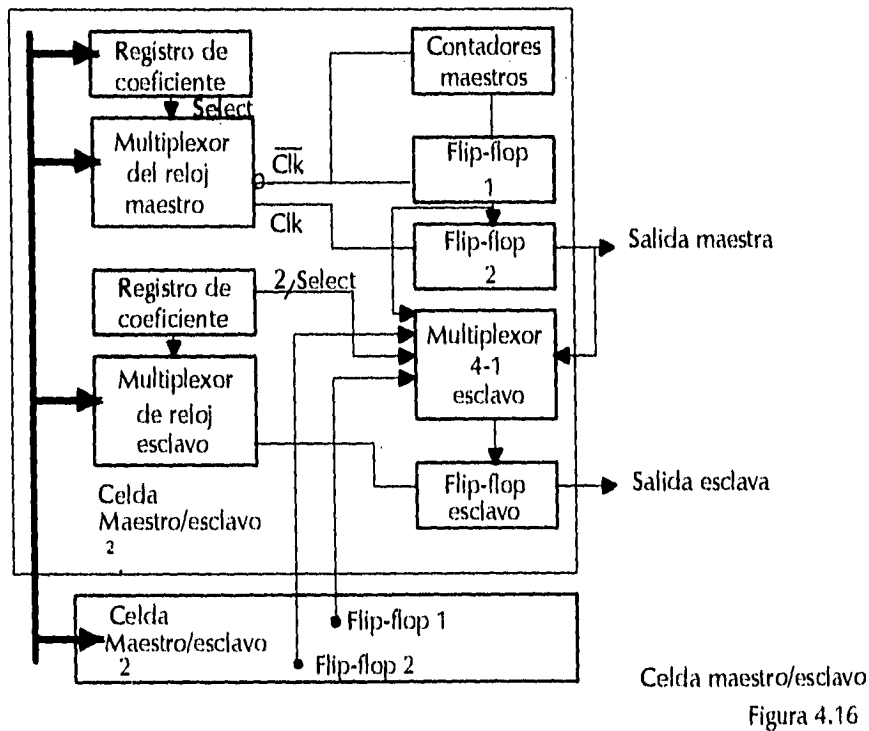
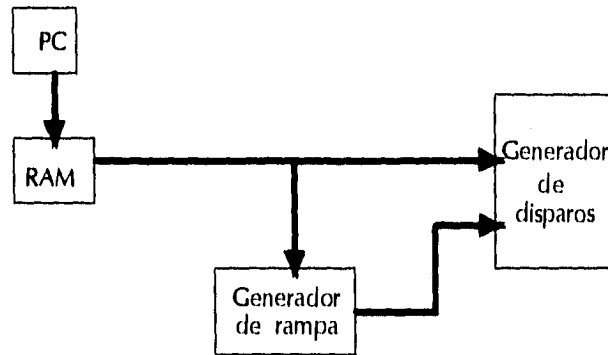


Figura 4.16

4.4.4 SISTEMA BASADO EN GENERADORES DE RAMPA Y COMPARADORES

La figura 4.17 muestra la arquitectura básica de este diseño.



Sistema basado en rampas y comparadores

Figura 4.17

La PC calcula los retrasos necesarios para la generación electrónica de las lentes acústicas y almacena los datos en RAM; después se extraen los datos y se llevan a las unidades de disparo; otro dato se lleva al generador de rampa.

Una vez que en las 32 unidades de disparo se ha almacenado un valor, éste se convierte de digital a analógico. Un voltaje creciente, producido por el generador de rampa, se compara con el valor almacenado en la unidad de disparo. Al superar el nivel creciente al fijo, se produce el disparo del transductor (34).

REFERENCIAS

- (1) MAKOVSKI, Albert. **Ultrasonic Imaging Using Arrays. *Proceedings of the IEEE, Vol. 67. No. 4.*** April 1979. p. 484.
- (2) CASTRO, Marcos. **Sistema programable para la generación electrónica de lentes acústicas.** Instituto de Automática Industrial. Madrid, 1992. p. 21.
- (3) FISH, Peter. **Physics and Instrumentation of Diagnostic Medical Ultrasound.** West Sussex, 1990. p. 91.
- (4) THURNBULL, Daniel. **Beam Steering with Pulsed Two-Dimensional Transducer Arrays. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. Vol 38. No. 4.*** July 1991. p. 320.
- (5) HARRIS, D. H. **Ultimate Limits in Ultrasonic Imaging Resolution. *Ultrasound in Medicine and Biology. Vol 17. No. 6.*** 1991. pp. 574-558.
- (6) THURNBULL, Daniel. *op. cit.* p. 320.
- (7) GOLDBERG, Richard. **Optimization of Signal-to-Noise Ratio for Multilayer PZT Transducers. *Ultrasonic Imaging 17.*** 1995. p. 95-113.
- (8) KINO, G. S. **Acoustic Waves: Devices, Imaging, and Analog Signal Processing.** U. S. A., 1987. p. 182.
- (9) LALONDE, Ronald. **Field Conjugate Acoustic Lenses for Ultrasound Hyperthermia. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. Vol. 40. No. 5.*** pp. September, 1993. 592-602.
- (10) GUYOMAR, Daniel. **Transient Fields Radiated by Curved Surfaces - Application to Focusing. *J. Acoust. Soc. Am. 76 (5).*** November 1984. p. 1564.
- (11) CASTRO, Marcos. *op. cit.* p. 18.
- (12) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 32-37.
- (13) KINO, G. S. *op. cit.* p. 183.
- (14) WELLS, P. N. T. **Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis.** Academic Press. Bristol, 1967. pp. 58-63.
- (15) PATTERSON, Michael. **Acoustic Fields of Conical Radiators. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics. Vol. SU-29, No. 2.*** March 1982. pp. 83-91.
- (16) DIETZ, Dennis. **Apodized Conical Focusing for Ultrasound Imaging. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol. SU-29, No. 3.*** May 1982. pp. 128-138.
- (17) CASTRO, Marcos. *op. cit.* pp. 18-19.
- (18) KINO, G. S. *op. cit.* pp. 226-227.
- (19) *íd.* p. 259.
- (20) MACOVSKI, Albert. *op. cit.* p. 488.

- (21) FISH, Peter. *op. cit.* pp. 85-95.
- (22) DIETZ, Dennis. *op. cit.* p. 128.
- (23) BROCKELSBY, C. F. **Ultrasonic Delay Lines**. London Iliffe Books Ltd. London, 1963. pp. 2-3.
- (24) CHANG, Seong Ho. **Phase-Error Quadrature Sampling Technique in the Ultrasonic B-Scan Imaging and its Application to the Synthetic Focusing System**. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 40, No. 3. May 1993. p. 216.
- (25) SONG, Tai K. **Ultrasonic Dynamic Focusing Using an Analog FIFO and Asynchronous Sampling**. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. Vol. 41, No. 3. May 1994. pp. 326-332.
- (26) VOLLMANN, Wolfgang. **Resolution Enhancement of Ultrasonic B-Scan Images by Deconvolution**. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Vol. SU-29, No. 2. March 1982. p. 78.
- (27) KINO, G. S. *op. cit.* p. 262.
- (28) LALONDE, Ronald. *op. cit.* p. 592.
- (29) PATTERSON, Michael. *op. cit.* p. 84.
- (30) CASTRO, Marcos. *op. cit.* pp. 28-34.
- (31) CERTO, M. **A Programmable Pulse Generator for Piezoelectric Multielement Transducers**. *Ultrasonic*. July 1984. pp. 163-168.
- (32) HOSSEINI, Sedaghat. **Computer Controlled Focused Ultrasonic Transmitting Array**. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Vol. SU-31, No. 4. July 1984. pp. 432-435.
- (33) GATZKE, Ronald. **Electronic Scanner for a Phased-Array Ultrasound Transducer**. *Hewlett-Packard Journal*. December 1983. pp. 13-20.
- (34) CASTRO, Marcos. *op. cit.* pp. 56, 65-66.

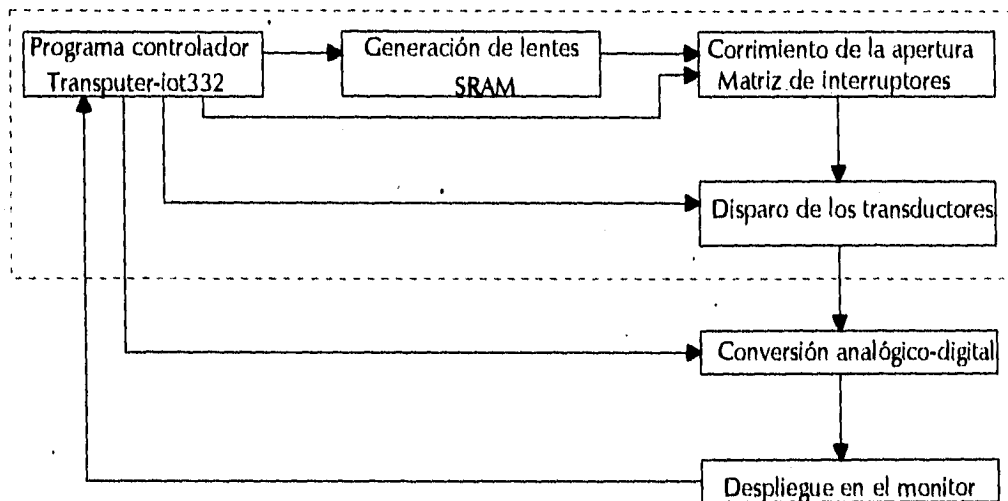
5 PROPUESTA DE UN MÓDULO DE ENFOQUE ELECTRÓNICO

5 PROPUESTA DE UN MÓDULO DE ENFOQUE ELECTRÓNICO

5.1 CARACTERÍSTICAS DEL PROYECTO GENERAL

Nuestro propósito es el diseño de un dispositivo de enfoque electrónico en emisión; se utilizará un arreglo de 64 transductores, a los que debe aplicarse una señal de disparo acondicionada para obtener tres tipos de focalización: natural, cilíndrica y cónica; el barrido será de tipo lineal, por lo que no se implementa la deflexión del haz acústico.

El sistema debe ir recorriendo una apertura de 8 transductores vecinos a lo largo del vector, lo que equivaldría a generar 57 lentes. Por razones prácticas, no se utilizará la última cerámica y sólo tendremos 56 aperturas. Una vez que se ha dado la señal de disparo, ésta debe mantenerse en un nivel alto, pues de esta manera se habilita la cerámica transductora como receptor.



Esquema general del proyecto

Figura 5.1

Se tienen tres partes principales del sistema. Por un lado, se tiene el programa controlador, residente en un transputer; permite escoger el tipo de lente que desea emplearse, así como los parámetros pertenecientes a cada focalización. Después viene la

etapa de generación de la lente. Por último, se tiene un módulo que se encarga de efectuar el corrimiento de la ventana a lo largo del arreglo.

Debe existir coordinación entre los sistemas emisores y receptores; la parte emisora debe avisar a la receptora que ha efectuado un disparo, para que la parte receptora empiece a muestrear la salida para realizar la conversión analógico-digital. En el sistema con el que cuenta el IIMAS se toman 256 muestras por cada lente. Después, sólo puede realizarse el siguiente disparo después de que el receptor haya obtenido sus 256 muestras. La figura 5.1 nos muestra el esquema general del proyecto. Enmarcado en líneas punteada están las secciones correspondientes a esta tesis.

5.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

5.2.1 MÓDULO DE GENERACIÓN DE LA LENTE

El software que estará en el transputer realiza los cálculos necesarios y codifica los mismos para almacenarlos en una memoria estática de acceso aleatorio (SRAM) de alta velocidad (con un tiempo de acceso menor de 20 ns).

Supongamos por un momento que sólo se cuenta con 8 transductores (una apertura completa); a cada generador de disparo de los transductores se conecta un bit de salida de la SRAM. Un contador hace que, cada 20 ns, aparezca un nuevo dato a la salida de la memoria, que es introducido en los controladores de cada transductor.

Cuando en el bit correspondiente a la palabra indicada por el contador es 0, la cerámica no disparará. Sin embargo, cuando este bit sea un uno, la cerámica será activada. Los bits siguientes del mismo transductor deben conservarse en un nivel alto para permitir la recepción.

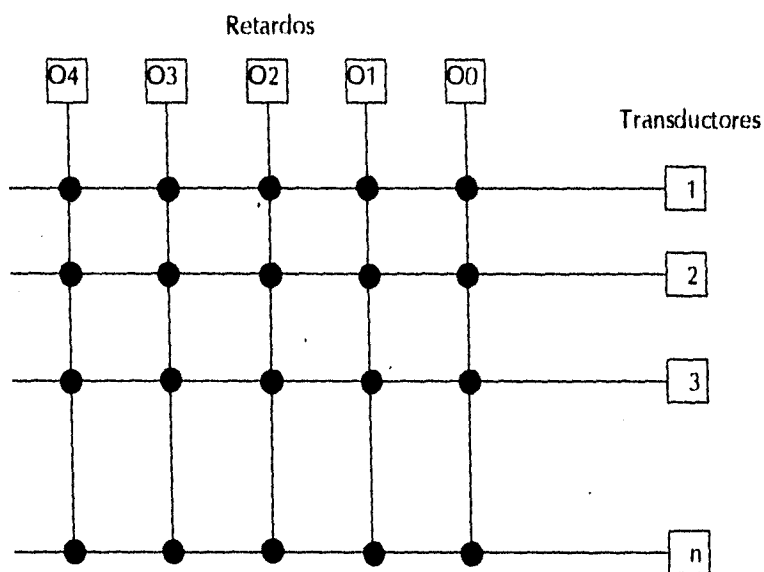
Al final de la información de cada focalización, la misma memoria ordena al contador que se detenga; con esto se queda una sola palabra (con 1 en todos sus bits) en la entrada de los transductores. Una señal del transputer indica a los contadores que pueden avanzar, para generar la siguiente lente, o regresar al principio para utilizar de nuevo la misma lente.

Las ecuaciones presentadas en la sección 4.3.4 nos muestran que los retardos de una apertura son simétricos con respecto al centro de ella, razón por la cual sólo se requiere una

memoria con palabra de 4 bits; el módulo de corrimiento de la apertura se encargará de dirigir estos cuatro bits hacia 8 cerámicas y de efectuar el desplazamiento de la ventana.

5.2.2 MÓDULO DE CORRIMIENTO DE LA APERTURA

Esta sección se instrumenta por medio de una matriz de interruptores (*crosspoint*). Una matriz de interruptores consta de n entradas y m salidas. Cualquiera de las entradas puede conectarse con cualquiera de las salidas por medio de instrucciones de control, que cierran o abren los interruptores, indicados con círculos en la figura 5.2, donde se ilustra una matriz de interruptores general.



Matriz de interruptores
Figura 5.2

5.3 DISEÑO

En este apartado describimos con detalle el diseño y especificaciones del módulo propuesto.

5.3.1 GENERACIÓN DE LAS LENTES

Las lentes son generadas por medio de retardos. El transputer, a través de la tarjeta *iot332*, escribe en la memoria *PDM41256SA*, fabricada por *Paradigm* (ver Apéndice B), palabras formadas por 5 bits. Los cuatro bits menos significativos contienen la información de los disparos de los transductores (por ser simétrica la lente, de cuatro bits podemos obtener los retardos de las 8 cerámicas). El quinto bit (O4) contiene un uno cuando los primeros cuatro bits son todos uno; contiene un cero cuando no todos los primeros cuatro bits son uno. Este bit de control se utiliza para detener el contador cuando ya todas las cerámicas hayan sido disparadas. La figura 5.3 muestra la palabra de la SRAM.

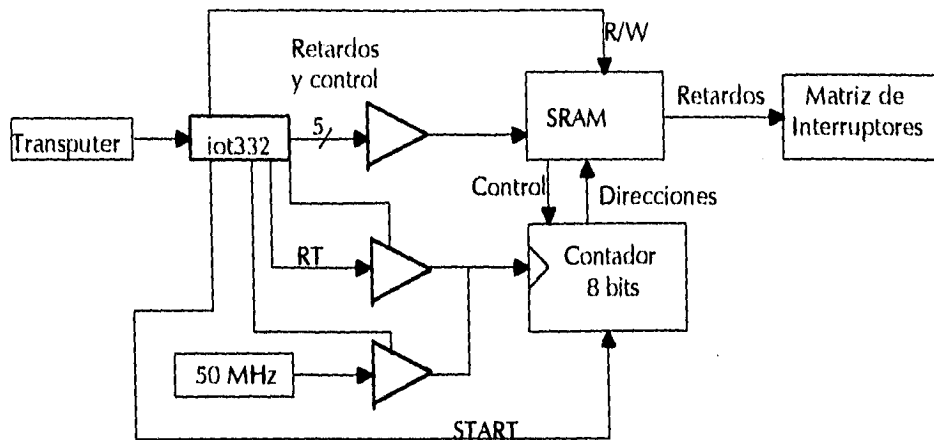
7	6	5	4	3	2	1	0
			Control	Retardo 4 y 5	Retardo 3 y 6	Retardo 2 y 7	Retardo 1 y 8

Palabra de la SRAM

Figura 5.3

La figura 5.4 nos muestra el diagrama de bloques de esta sección. Para escribir en la memoria, la señal *R/W*, conectada al *WE* de la memoria, se pone en un valor bajo; esto ocasiona que la información del registro 1 de la *iot332* pueda ser almacenada en la memoria. También deshabilita el reloj de 50 MHz y permite al transputer proporcionar el reloj (*RT*) al contador de la memoria, para escribir secuencialmente. La señal *START*, cuando tiene un valor bajo, nos permite cargar en el contador un cero; para poder contar, debe ponerse en un valor alto.

Para leer la información de la memoria, cuando se va a disparar, se pone en un uno en el pin *WE (R/W)*. Esto deshabilita el reloj del transputer, permite que el contador sea llevado por un oscilador de 50 MHz (lo que nos da 20 ns de resolución) y deja los pines provenientes del registro 1 de la *iot332* en estado de alta impedancia (para esto se emplearon dos circuitos *bus driver 74F241*). Se pone el *START* en un valor bajo, para regresar al cero; este estado no se modifica mientras *START* esté en cero. Al realizar el disparo, se suben a un valor alto el *START* y el *SHOOT* simultáneamente; esto da el permiso general de las cerámicas, al mismo tiempo que permite al reloj contar y, por consiguiente, que los disparos ocurran con los retardos almacenados en la memoria.



Generación de lentes
Figura 5.4

El contador sigue haciendo que la memoria presente en sus salidas la información almacenada secuencialmente; sólo se detiene cuando el quinto bit de la memoria (O4) detiene al contador. Para volver a leer es necesario regresar el START a cero y luego volverlo a subir. La figura 5.5 nos muestra los registros 0 y 1 de la iot332.

7	6	5	4	3	2	1	0
			SHOOT				START

Puerto 0 de la iot332

7	6	5	4	3	2	1	0
	RT	R/W	Control	Retardo4	Retardo3	Retardo 2	Retardo 1

Puerto 1 de la iot332

Figura 5.5

5.3.2 DESPLAZAMIENTO DE LA APERTURA

Este subsistema tiene dos funciones principales: a partir de una entrada de 4 bits, debe producir una ventana, simétrica, de 8 transductores; en segundo lugar, esta apertura se correrá para tener 56 aperturas consecutivas, a todo lo largo del vector de cerámicas. Estos objetivos se logran con el uso de una matriz de interruptores.

5.3.2.1 MATRIZ DE INTERRUPTORES

Se utiliza la matriz de interruptores CD22M3494, fabricada por Harris Semiconductors (ver Apéndice B). Cada circuito cuenta con 8 entradas y 16 salidas, por lo que se requiere utilizar cuatro circuitos para lograr una matriz de 8 entradas y 64 salidas.

Cada interruptor (128 en total) se direcciona por medio de un decodificador interno de 7 a 28 líneas; el estado (abierto o cerrado) del interruptor seleccionado por medio de las líneas de direccionamiento, se establece con la señal que se introduce por DATA. Un voltaje bajo en DATA abre el interruptor, mientras que un valor alto lo cierra. Ambas acciones ocurren en el flanco positivo de la señal de entrada STROBE.

Puede configurarse cualquier combinación de interconexión de entradas y salidas, aunque cada conexión debe establecerse separadamente. Pueden abrirse todos los interruptores con el flanco positivo de la entrada RESET. Además, cada circuito cuenta con una entrada CS, que selecciona el dispositivo cuando tiene un valor alto; la configuración de la matriz no se altera cuando esta señal está en un nivel bajo.

Las líneas de dirección X permiten la selección de uno de los renglones de interruptores; las líneas Y eligen una columna. Para cerrar un interruptor se especifica una dirección X y una Y; se conecta DATA a un valor alto y se produce un flanco positivo en STROBE. Para abrir un interruptor igualmente se selecciona por medio de las direcciones X y Y y se produce un flanco positivo en STROBE, pero con un valor bajo en DATA.

Al ir cambiando la configuración de los interruptores podemos dirigir la salida de la memoria a cualquier conjunto de transductores. Con este método se logra recorrer la apertura. Las tablas de verdad de los ejes X y Y se muestran a continuación (tablas 5.1 y 5.2).

AX3	AX2	AX1	AX0	INTERRUPTOR X
0	0	0	0	X0
0	0	0	1	X1
0	0	1	0	X2
0	0	1	1	X3
0	1	0	0	X4
0	1	0	1	X5
0	1	1	0	X12
0	1	1	1	X13
1	0	0	0	X6
1	0	0	1	X7
1	0	1	0	X8
1	0	1	1	X9
1	1	0	0	X10
1	1	0	1	X11
1	1	1	0	X14
1	1	1	1	X15

Tabla de verdad del eje X.

Tabla 5.1

AY2	AY1	AY0	INTERRUPTOR Y
0	0	0	Y0
0	0	1	Y1
0	1	0	Y2
0	1	1	Y3
1	0	0	Y4
1	0	1	Y5
1	1	0	Y6
1	1	1	Y7

Tabla de verdad del eje Y.

Tabla 5.2

Control de la matriz de interruptores

Cada cerámica tiene dos entradas digitales dirigidas a una compuerta NAND. Una de estas entradas es común a todas las compuertas NAND de cada cerámica, esta es la señal SHOOT; se requiere que las dos entradas de cada transductor tengan un voltaje alto para iniciar el disparo, que ocurre con flanco negativo. La figura 5. nos muestra esto esquemáticamente.

Se utilizan las 4 entradas menos significativas (Y) de la matriz para introducir la información de la lente. La quinta entrada se conecta a tierra, con la finalidad de que las cerámicas que no estén en uso queden efectivamente conectadas a tierra y evitar que su compuerta NAND correspondiente interprete un estado de alta impedancia como un voltaje alto. La formación de cada apertura requiere de los siguientes pasos (considerando que toda cerámica que no forme parte de la ventana está conectada a Y4, tierra):

1. Desconectar todos los interruptores de la ventana anterior.
2. Desconectar la última cerámica de la apertura siguiente.
3. Conectar los interruptores de la ventana que se forma a las entradas correspondientes.
4. Conectar la primera cerámica de la apertura anterior a tierra.

Sólo después de estos pasos puede realizarse el disparo. Lo cual consiste en, a la vez que se pone un voltaje alto en el SHOOT y el START: se habilitan las cerámicas y se deja fluir la información de la memoria hacia la matriz de interruptores. Los transductores que no participan en una apertura particular fueron conectados a tierra en una de sus entradas, por lo que no importa que el SHOOT las habilite.

El transputer efectúa, a través de la tarjeta iot332 (ver Apéndice B) el control de las matrices de interruptores. Se utilizan dos registros de salida de esta tarjeta (RX es el registro 2 y RY es el registro 3).

RY tiene en sus tres bits menos significativos las líneas de dirección Y, comunes a los cuatro circuitos Harris. El bit 3 contiene DATA; el bit 4 produce la señal STROBE. RX almacena en sus 4 bits menos significativos las líneas de dirección X, comunes a todos los circuitos Harris. Los últimos 4 bits contienen los CS de cada circuito.

7	6	5	4	3	2	1	0
CS3	CS2	CS1	CS0	AX3	AX2	AX1	AX0

RX

7	6	5	4	3	2	1	0
			STROBE	DATA	AY2	AY1	AY0

RY

Palabras de control para la matriz de interruptores.

Figura 5.6

5.3.3 PROGRAMAS DE CÁLCULO Y CONTROL

Este subsistema posee las siguientes tareas: calcula los retardos necesarios para la focalización seleccionada; escribe en la memoria la información necesaria para lograr la lente específica; configura la matriz de interrupciones para cada apertura; efectúa el disparo (SHOOT y START); recibe la información del convertidor analógico-digital; envía la información a la PC para que sea desplegada en el monitor.

Lo primero que realiza el programa es calcular los retardos necesarios; después codifica los resultados y los escribe en la memoria (el Apéndice A contiene un listado de los retardos necesarios para dos tipos de focalizaciones, diédrica y cilíndrica). Posteriormente conecta tierra todas las cerámicas. A continuación configura la primera apertura; dispara, recoge la información correspondiente; vuelve a configurar, ahora la segunda apertura, etc. Al final de las 56 aperturas, envía toda la matriz (de 56 *256) a otro transputer, que a su vez la envía a la PC para ser desplegada. Se utiliza la sincronización que la comunicación entre transputers provee para lograr la coordinación entre las tareas. En el Apéndice C se encuentra el listado del programa, así como la configuración requerida de la red de la TMB16.

5.3.4 CONSTRUCCIÓN

Los cuatro circuitos crosspoint de Harris, la SRAM, el oscilador de 50 MHz, los *bus driver* (74F241) y los contadores (74F169) se interconectaron mediante la técnica de

wire-wrap sobre una tarjeta externa a la PC. Mediante un cable plano de 50 líneas se conectó la *iot332* con la tarjeta diseñada.

En la PC se utilizó la tarjeta TMB16, para colocar a dos transputers T805, la *iot332* y el convertidor analógico-digital montado en un TRAM tamaño 2. La programación se efectuó en Occam 2.

Uno de los transputers se encargó del control; el segundo estuvo conectado al *host* (PC) para enviarle la información y lograr la coordinación entre el procesador Intel y los dos transputers.

6 RESULTADOS Y CONCLUSIONES

6 RESULTADOS Y CONCLUSIONES

6.1 PRUEBAS AL SISTEMA

Se efectuaron tres pruebas al sistema. La primera de ellas fue simplemente verificar, mediante el osciloscopio, que se contaban con 20 ns de resolución.

La segunda prueba consistió en conectar al convertidor analógico-digital un generador de funciones, para medir el número de cuadros por segundo que el sistema puede proporcionar. Encontramos que esta frecuencia es de 6.5 cuadros por segundo, independientemente del tipo de focalización que se emplee.

La tercera prueba fue en la formación de imágenes. Se construyó un dispositivo que permitía colocar una varilla cilíndrica de 3 mm de diámetro a distintas profundidades, medidas desde el sensor, sumergido todo en agua (en donde el sonido se propaga a una velocidad de 1500 m/s, situación muy semejante a lo que ocurre en el cuerpo humano). Se formaron imágenes con la varilla en profundidades desde 1 cm hasta 13 cm, con focalizaciones natural, cilíndrica y diédrica en todas ellas; estas imágenes fueron guardadas en archivos y empleadas para comparar los métodos de focalización.

Se empleó un arreglo de transductores de 10 cm de largo, con 64 cerámicas; su frecuencia central fue de 2.5 MHz. En realidad, los transductores empleados permitían efectuar pruebas sólo hasta con 6.5 cm de profundidad; recordemos que el campo cercano está dado por:

$$x'_{\max} = \frac{r^2}{\lambda}$$

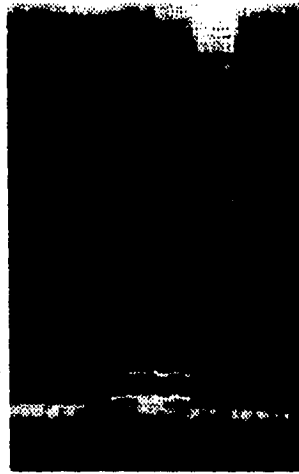
Sin embargo, el haber efectuado pruebas a más profundidad nos permitió comprobar la teoría, pues pasada esta distancia, la varilla adquiría dimensiones cada vez más grandes en la imagen, debido a la ampliación del haz acústico.

Estas pruebas debían arrojar que la imagen de la varilla en el monitor reduce su anchura cuando se utiliza focalización, lo cual es congruente con la teoría, pues se hace más angosto el haz ultrasónico.

6.2 RESULTADOS

En esta sección presentamos algunas de las imágenes obtenidas, con el objetivo de analizarlas y comprobar la eficacia de nuestra propuesta.

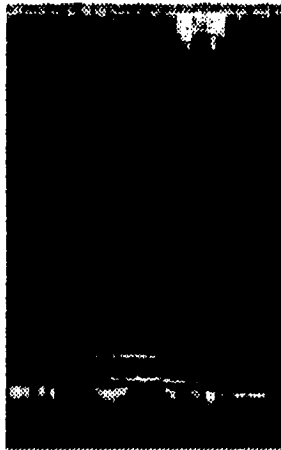
En la figura 6.1 notamos una varilla de 3 mm de diámetro a 1 cm del sensor, en la parte superior; en la parte inferior notamos el fondo del tanque y las dos líneas blancas por encima de él, se encuentra la base de la estructura que sostiene a la varilla. Son claramente distinguibles varios ecos secundarios por debajo de la varilla.



Varilla a 1 cm del sensor con enfoque natural

Figura 6.1

La figura 6.2 muestra a la varilla en la misma posición, ahora con un enfoque cilíndrico con radio de curvatura de 6 cm. Puede apreciarse que ya no hay reflejos secundarios, que en su parte superior se diferencia su límite y, sobre todo, que hubo una reducción de el ancho de la imagen de la varilla, con un factor de 0.75.



Varilla a 1 cm del sensor con enfoque cilíndrico con $R=6$ cm.

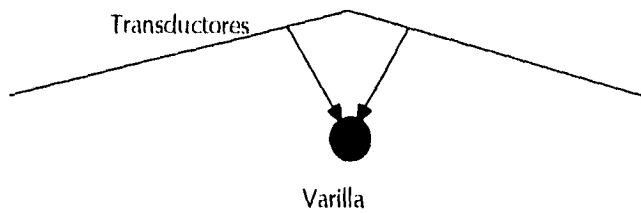
Figura 6.2

La figura 6.3 ilustra el método de enfoque diédrico. La misma varilla a 1 cm del sensor con 5 grados de apertura diédrica. El factor de reducción fue también de 0.75. Se observa que los bordes laterales están ya perfectamente definidos, no hay ecos secundarios. Puede verse también que la parte central aparece más clara que las laterales. Esto se interpreta como un fenómeno ocasionado por el método de enfoque; en los lados la reflexión es casi especular, debido al ángulo de apertura. Recordemos que el efecto es el ilustrado en la figura 6.4.



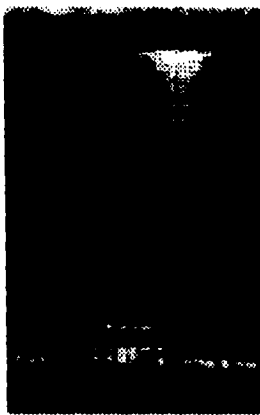
Varilla a 1 cm del sensor con enfoque diédrico 5°.

Figura 6.3



Focalización diélica.
Figura 6.4

La figura 6.5 muestra la varilla a 3 cm del sensor con a) enfoque natural, b) enfoque cilíndrico con radio de 6 cm c) enfoque diédrico con ángulo de 15 grados. En los dos últimos casos la anchura de la varilla disminuyó con un factor de 0.83.



a) Enfoque natural



b) Enfoque cilíndrico $R=6$ cm

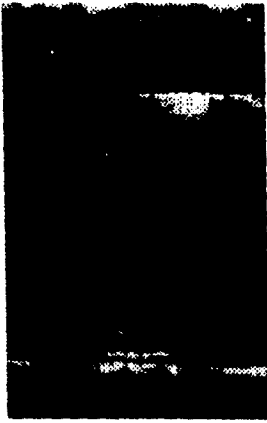


c) Enfoque diédrico 15°

Varilla a 3 cm del sensor

Figura 6.5

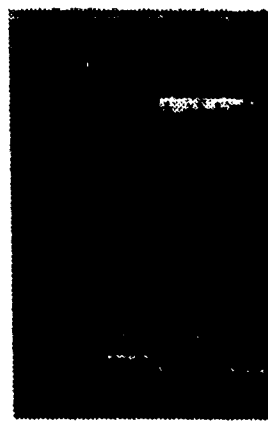
La figura 6.6 muestra la varilla a 5 cm de los transductores, con los mismos incisos que la ilustración anterior. Aquí la reducción es también de 0.83. Puede apreciarse que la imagen de la varilla es cada vez más ancha, debido a que estamos cerca del límite del campo cercano.



a) Enfoque natural



b) Enfoque cilíndrico $R=6$ cm

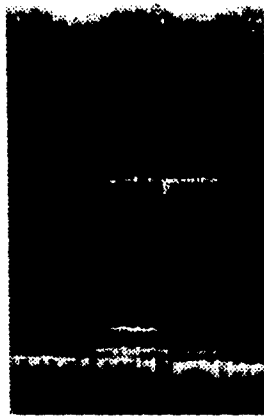


b) Enfoque diédrico 5°

Varilla a 5 cm del transductor

Figura 6.6

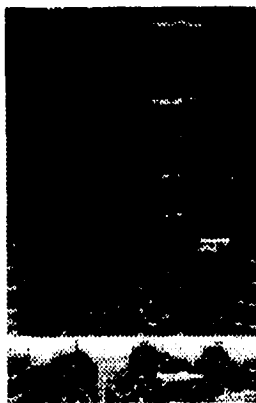
En la figura 6.7 mostramos la varilla a una profundidad de 9 cm, con enfoque natural. Aunque todavía hay imagen, la resolución lateral es ya muy deficiente a estas distancias.



Varilla a 9 cm del transductor.

Figura 6.7

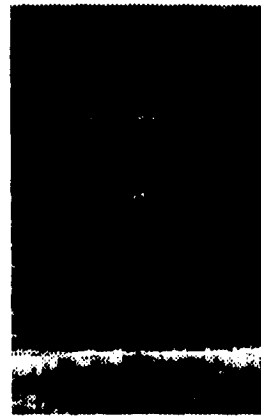
Por último presentamos la figura 6.8, en donde apreciamos, sólo para fines ilustrativos, un tubo (en el corte se ve como una elipse) aproximadamente a la misma distancia y con distintos métodos de enfoque. Es notable que en la focalización cilíndrica los bordes del cilindro aparecen más delgados, mientras que en la focalización diédrica la curvatura es más aparente.



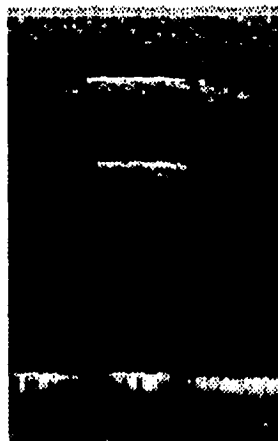
a) Enfoque natural



b) Enfoque cilíndrico con $R=7\text{cm}$



c) Focalización diédrica 3°



d) Focalización diédrica 10°

6.3 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este trabajo se han presentado un número de aportaciones originales. En primer lugar, la utilización de una arquitectura basada en transputers programados en Occam nos ha ofrecido el prospecto de integrar este subsistema de enfoque electrónico en un sistema de procesamiento paralelo aplicado a tomografía ultrasónica.

Otra aportación original de este trabajo fue la utilización de técnicas puramente digitales, con memorias SRAM, para la generación de los retardos de las lentes acústicas sintéticas; el mismo sistema puede producir imágenes con focalización general.

Creemos que los objetivos se ha alcanzado; las imágenes pueden verse con tres tipos de focalización: natural, cilíndrica y diédrica. Esto se realizó sobre una arquitectura de procesamiento paralelo, en la que trabajan dos transputers simultáneamente, en coordinación en el procesador de la PC.

En las figuras presentadas en la sección anterior observamos que en efecto la arquitectura propuesta es capaz de modificar el aspecto de una imagen de tomografía ultrasónica. Pudimos apreciar que mejora la resolución lateral del sistema; además, se verificaron algunos aspectos de la teoría, como es el que en el campo lejano el haz diverge rápidamente.

La utilización de técnicas digitales tiene la ventaja de que la misma arquitectura puede utilizarse en cuanto se cuente con circuitos integrados más rápidos. Particularmente sería deseable poseer SRAMs más veloces. La que utilizamos tiene un tiempo de acceso de 15 ns, por lo que utilizar un reloj de más de 50 MHz ocasionaría problemas.

Con una resolución menor de 20 ns, se puede tener un enfoque más fino, especialmente aquellas focalizaciones en donde es pequeño el retraso entre un transductor y otro, como lo es en aperturas diédricas con ángulos reducidos y en aperturas cilíndricas con distancias focales grandes.

Conforme disminuya el costo de las memorias SRAM, puede pensarse en no tener una matriz de interruptores, sino que cada cerámica sea controlada directamente por un bit de la salida de una memoria. Esto eliminaría el tiempo de configurar una matriz de

interrupciones, permitiría tener más flexibilidad en las lentes y lograr también la deflexión del haz acústico.

La misma arquitectura puede también producir una frecuencia de los cuadros más alta; nosotros estuvimos limitados por la comunicación serial entre los transputers y entre el transputer controlador y la tarjeta iot332; si contamos con un TRAM en donde estén integrados el convertidor analógico-digital 4 registros de salida de un transputer, puede aumentarse la velocidad hasta lograrse el tiempo real. Esto eliminaría también la impresión de que columnas de la imagen suben y bajan.

Una vez que se ha conseguido más velocidad en la generación de imágenes, puede experimentarse con distintos programas controladores, para realizar, por ejemplo, una división del campo acústico. Podemos disparar dos veces para cada columna; en la primera ocasión, utilizando 8 transductores con una focalización; en la segunda ocasión, disparando 10 ó 12 transductores con otra focalización; esto nos permitiría tener un campo cercano conjunto más largo. La mayor parte de esto puede hacerse simplemente con modificaciones del programa, sin necesidad de hardware adicional. Otras modificaciones requerirían también cambios en los circuitos, pero sin alterar el principio de funcionamiento.

Otra mejora que puede efectuarse sobre el sistema general es la focalización en recepción, explotando los recursos de procesamiento paralelo. Existen ya métodos que permiten enfocar dinámicamente, permitiendo resoluciones por debajo de 1 mm (1). El sistema propuesto tiene la ventaja de que la información de una imagen ya está en un transputer, por lo que la implantación de programas que hagan procesamiento digital sería directa.

Recientemente se han diseñado algoritmos que realizan el enfoque dinámico digitalmente en recepción; adicionalmente, estos métodos permiten obtener la precisión de enfoque de un sistema acústico (lo cual es difícil en sistemas de operación con pulsos), reducen el contraste de la imagen y el ruido, sin pérdida de resolución (2). Estos algoritmos podrían ser paralelizados, para explotar el potencial de procesamiento paralelo con el que cuenta el sistema general del IIMAS.

El sistema, pues, puede ser ampliado para lograr objetivos muy ambiciosos para una PC: enfoque en emisión y recepción, preprocesamiento e interpolación de la imagen, posprocesamiento, todo esto gracias a la arquitectura de procesamiento paralelo.

REFERENCIAS

- (1) MESOHORYANAKIS, J. I. Burov. **Multibeam Phased Array with Dynamic Focusing and Improved Image Quality.** *22nd International Symposium of Ultrasound Imaging.* Firenze, Italy. September 1995.
- (2) BENENSON, Z. M. **Dynamical Focusing of the Both Transmitted and Received Beams Via Digital Processing of the Pulsed Acoustical Signals, Obtained on a Single-Element Scanning Aperture.** *22nd International Symposium on Acoustical Imaging* Firenze, Italy. September 1995.

APÉNDICE A
RETARDOS DE FOCALIZACIÓN

APÉNDICE A
RETARDOS DE FOCALIZACIÓN

LENTE CILINDRICA

Velocidad del sonido: 1500.0 m/s

Distancia entre centros de transductores:
0.0015625 m

Numero de transductores en la lente: 8.0

Retardo minimo: 20.0 ns

Distancia focal: 0.01 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
4.221232111592185E-007	21
7.1799851133010763E-007	36
8.7084435541405951E-007	44
8.7084435541405951E-007	44
7.1799851133010763E-007	36
4.221232111592185E-007	21
0.0	0

Distancia focal: 0.02 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.265580874739326E-007	11
3.7972148154059166E-007	19
4.5696246839007502E-007	23
4.5696246839007502E-007	23
3.7972148154059166E-007	19
2.265580874739326E-007	11
0.0	0

Distancia Focal: 0.03 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
1.5322241037799695E-007	8
2.5602092771586742E-007	13
3.0761826271931181E-007	15
3.0761826271931181E-007	15
2.5602092771586742E-007	13
1.5322241037799695E-007	8
0.0	0

Distancia focal: 0.04 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
1.1550761067182873E-007	6
1.9279018810671825E-007	10
2.3151545107824579E-007	12
2.3151545107824579E-007	12
1.9279018810671825E-007	10
1.1550761067182873E-007	6
0.0	0

Distancia focal: 0.05 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
9.2627421856529091E-008	5
1.5452188402645857E-007	8
1.8551220797300335E-007	9
1.8551220797300335E-007	9
1.5452188402645857E-007	8
9.2627421856529091E-008	5
0.0	0

Distancia Focal: 0.06 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
7.7290286713253362E-008	4
1.2890005348692444E-007	6
1.5472990580002917E-007	8
1.5472990580002917E-007	8
1.2890005348692444E-007	6
7.7290286713253362E-008	4
0.0	0

Distancia Focal: 0.07 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
6.6301066830578188E-008	3
1.1055408142894111E-007	6
1.3269632436668787E-007	7
1.3269632436668787E-007	7
1.1055408142894111E-007	6
6.6301066830578188E-008	3
0.0	0

Distancia Focal: 0.11 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
4.2246555236880038E-008	2
7.0424443466591634E-008	4
8.451744767724405E-008	4
8.451744767724405E-008	4
7.0424443466591634E-008	4
4.2246555236880038E-008	2
0.0	0

Distancia Focal: 0.08 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
5.8043166474887797E-008	3
9.6773690287895359E-008	5
1.1614949896529559E-007	6
1.1614949896529559E-007	6
9.6773690287895359E-008	5
5.8043166474887797E-008	3
0.0	0

Distancia Focal: 0.12 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
3.8731498277757196E-008	2
6.4562912798900769E-008	3
7.7481747786767308E-008	4
7.7481747786767308E-008	4
6.4562912798900769E-008	3
3.8731498277757196E-008	2
0.0	0

Distancia Focal: 0.09 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
5.1612069936192897E-008	3
8.6044773460460422E-008	4
1.0326853502541181E-007	5
1.0326853502541181E-007	5
8.6044773460460422E-008	4
5.1612069936192897E-008	3
0.0	0

Distancia Focal: 0.13 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
3.5756097160851332E-008	2
5.9601689502345823E-008	3
7.1526945972307428E-008	4
7.1526945972307428E-008	4
5.9601689502345823E-008	3
3.5756097160851332E-008	2
0.0	0

Distancia Focal: 0.10 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
4.6462554469606237E-008	2
7.7455575816787196E-008	4
9.2957489524564398E-008	5
9.2957489524564398E-008	5
7.7455575816787196E-008	4
4.6462554469606237E-008	2
0.0	0

Distancia Focal: 0.14 m	
Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
3.3204997691937966E-008	2
5.534822487159493E-008	3
6.6421808477989959E-008	3
6.6421808477989959E-008	3
5.534822487159493E-008	3
3.3204997691937966E-008	2
0.0	0

Distancia Focal: 0.15 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
3.0993520943027137E-008	2
5.1661204275244012E-008	3
6.1996647744884849E-008	3
6.1996647744884849E-008	3
5.1661204275244012E-008	3
3.0993520943027137E-008	2
0.0	0

Distancia Focal: 0.18 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
20 ns	
0.0	0
2.5831703849991485E-008	1
4.3055928745538987E-008	2
5.1668968291007646E-008	3
5.1668968291007646E-008	3
4.3055928745538987E-008	2
2.5831703849991485E-008	1
0.0	0

Distancia Focal: 0.16 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.9058106370475709E-008	1
4.8434574613528026E-008	2
5.8124128652747848E-008	3
5.8124128652747848E-008	3
4.8434574613528026E-008	2
2.9058106370475709E-008	1
0.0	0

Distancia Focal: 0.19 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.4472972621832527E-008	1
4.0790914382804461E-008	2
4.895067357174598E-008	2
4.895067357174598E-008	2
4.0790914382804461E-008	2
2.4472972621832527E-008	1
0.0	0

Distancia Focal: 0.18 m

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.7350117030755519E-008	1
4.5587194860974288E-008	2
5.4706834249962369E-008	3
5.4706834249962369E-008	3
4.5587194860974288E-008	2
2.7350117030755519E-008	1
0.0	0

LENTE DIÉDRICA

Velocidad del sonido: 1500.0 m/s

Distancia entre centros de transductores:
0.0015625 m

Numero de transductores en la lente: 8.0

Retardo minimo: 20.0 ns

Angulo de apertura diédrica: 6.0 grados
Retardo (s) Pasos de 20 ns

0.0	0
1.0627085191995235E-007	5
2.1254170383990462E-007	11
3.1881255575985688E-007	16
3.1881255575985688E-007	16
2.1254170383990456E-007	11
1.0627085191995235E-007	5
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 3.0 grados

Retardo (s) Pasos de 20 ns

0.0	0
5.3208346490568786E-008	3
1.0641669298113757E-007	5
1.5962503947170636E-007	8
1.5962503947170636E-007	8
1.0641669298113756E-007	5
5.3208346490568786E-008	3
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 7.0 grados

Retardo (s) Pasos de 20 ns

0.0	0
1.2390078741884428E-007	6
2.4780157483768856E-007	12
3.7170236225653284E-007	19
3.7170236225653284E-007	19
2.4780157483768856E-007	12
1.2390078741884428E-007	6
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 4.0 grados

Retardo (s) Pasos de 20 ns

0.0	0
7.0919247210007205E-008	4
1.4183849442001436E-007	7
2.1275774163002154E-007	11
2.1275774163002154E-007	11
1.4183849442001436E-007	7
7.0919247210007205E-008	4
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 8.0 grados

Retardo (s) Pasos de 20 ns

0.0	0
1.4149298136112741E-007	7
2.8298596272225471E-007	14
4.2447894408338206E-007	21
4.2447894408338206E-007	21
2.8298596272225466E-007	14
1.4149298136112741E-007	7
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 5.0 grados

Retardo (s) Pasos de 20 ns

0.0	0
8.8608545138704729E-008	4
1.7721709027740943E-007	9
2.6582563541611413E-007	13
2.6582563541611413E-007	13
1.7721709027740938E-007	9
8.8608545138704729E-008	4
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 9.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
1.5904207496904575E-007	8
3.1808414993809149E-007	16
4.7712622490713724E-007	24
4.7712622490713724E-007	24
3.1808414993809144E-007	16
1.5904207496904575E-007	8
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 13.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.2870076417464702E-007	11
4.5740152834929383E-007	23
6.8610229252394074E-007	34
6.8610229252394074E-007	34
4.5740152834929377E-007	23
2.2870076417464702E-007	11
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 10.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
1.7654272259368438E-007	9
3.5308544518736871E-007	18
5.2962816778105298E-007	26
5.2962816778105298E-007	26
3.5308544518736865E-007	18
1.7654272259368438E-007	9
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 14.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.4595449084801332E-007	12
4.9190898169602643E-007	25
7.3786347254403964E-007	37
7.3786347254403964E-007	37
4.9190898169602643E-007	25
2.4595449084801332E-007	12
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 11.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
1.9398959334331295E-007	10
3.8797918668662589E-007	19
5.8196878002993884E-007	29
5.8196878002993884E-007	29
3.8797918668662589E-007	19
1.9398959334331295E-007	10
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 15.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.6313329705046945E-007	13
5.26266594100939E-007	26
7.8939989115140856E-007	39
7.8939989115140856E-007	39
5.262665941009389E-007	26
2.6313329705046945E-007	13
0.0	0

Angulo de apertura diédrica: 12.0 grados

Retardo (s)	Pasos de 20 ns
0.0	0
2.1137737270723522E-007	11
4.2275474541447027E-007	21
6.3413211812170533E-007	32
6.3413211812170533E-007	32
4.2275474541447017E-007	21
2.1137737270723522E-007	11
0.0	0

7

APÉNDICE B
HOJAS DE ESPECIFICACIONES

July 1995

Features

- 128 Analog Switches
- Low R_{ON}
- Guaranteed R_{ON} Matching
- Analog Signal Input Voltage Equal to the Supply Voltage
- Wide Operating Voltage. 4V to 15V
- Parallel Input Addressing
- High Latch Up Current. 50mA (Min)
- Very Low Crosstalk
- Pin and Functionally Compatible with the Following Types: SGS M3494 and Mitel MT8816

Applications

- PBX Systems
- Instrumentation
- Analog and Digital Multiplexers
- Video Switching Networks

Description

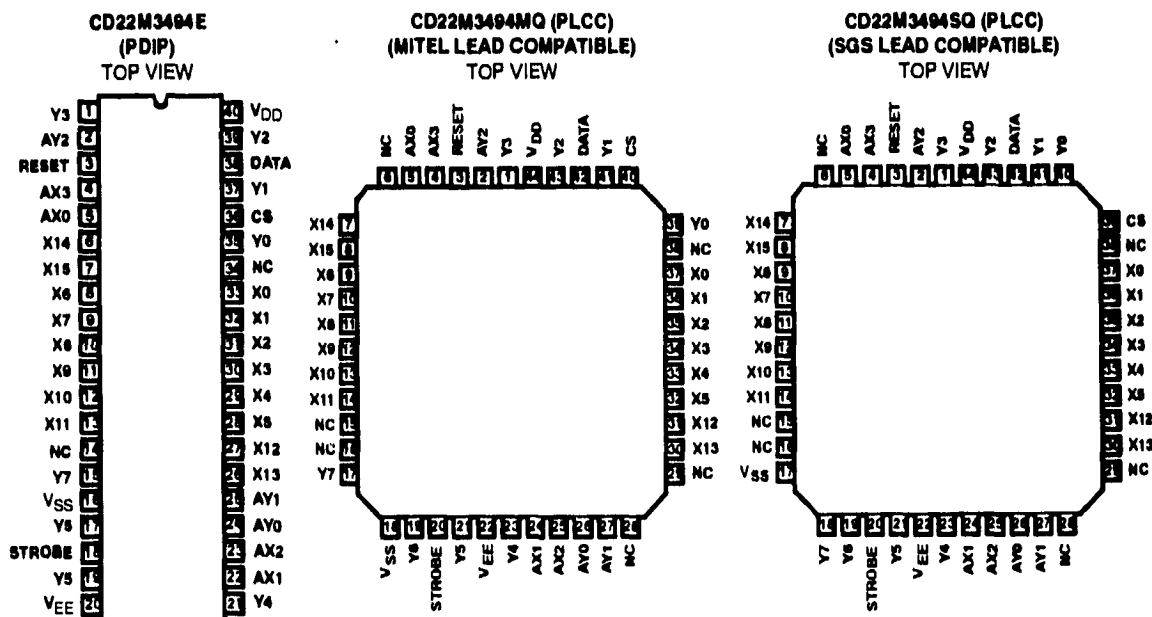
The Harris CD22M3494 is an array of 128 analog switches capable of handling signals from DC to video. Because of the switch structure, input signals may swing through the total supply voltage range, V_{DD} to V_{EE} . Each of the 128 switches may be addressed via the ADDRESS input to the 7 to 128 line decoder. The state of the addressed switch is established by the signal to the DATA input. A low or zero input will open the switch, while a high logic level or a one will result in closure of the addressed switch when the STROBE input goes high from its normally low state. Any number or combination of connections may be active at one time. Each connection, however, must be made or broken individually in the manner previously described. All switches may be reset by taking the RESET input from a zero state to a one state and then returning it to its normal low state.

CS allows crosspoint array to be cascaded for matrix expansion.

Ordering Information

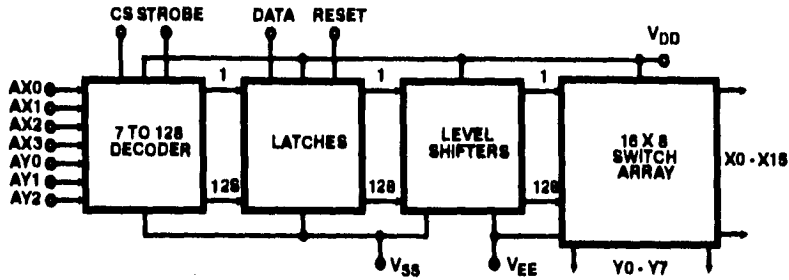
PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
CD22M3494E	-40°C to +85°C	40 Lead Plastic DIP
CD22M3494MQ	-40°C to +85°C	44 Lead PLCC (Mitel Lead Compatible)
CD22M3494SQ	-40°C to +85°C	44 Lead PLCC (SGS Lead Compatible)

Pinouts



CD22M3494

Block Diagram



Pin Descriptions

SYMBOL	40 LEAD PDIP PIN NO.	44 LEAD PLCC PIN NO.		DESCRIPTION
		MQ	SQ	
POWER SUPPLIES				
V _{DD}	40	44	44	Positive Supply
V _{SS}	16	18	17	Negative Supply (Digital)
V _{EE}	20	22	22	Negative Supply (Analog)
ADDRESS				
AX0 - AX3	5, 22, 23 and 4	5, 24, 25 and 4		X Address Lines. These pins select one of the 16 rows of switches. See the Truth Table for the valid addresses.
AY0 - AY2	24, 25 and 2	26, 27 and 2		Y Address Lines. These pins select one of the 8 columns of switches. See the Truth Table for the valid addresses.
CONTROL				
DATA	38	42		DATA Input determines the state of the addressed switch. A high or one will close the switch. A low or zero will open the switch.
STROBE	18	20		STROBE Input enables the action defined by the DATA and ADDRESS Inputs. A low or zero results in no action. The ADDRESS Input must be stable before the STROBE Input goes to the active high level. The DATA Input must be stable on the falling edge of the STROBE.
RESET	3	3		MASTER RESET. A high or one on this line opens all switches.
CS	36	40	39	CHIP SELECT. Device is selected when CS is at a high level, allows the crosspoint array to be cascaded for matrix expansion.
INPUTS/OUTPUTS				
X0 - X5 X6 - X11 X12 - X15	33 - 28 8 - 13 27, 26, 6, 7	37 - 32 9 - 14 31, 30, 7, 8		Analog or Digital Inputs/Outputs. These pins are the rows X0 - X15.
Y0 - Y7 I/O	35, 37, 39, 1, 21, 19, 17 and 15	40, 41, 43, 1, 23, 21, 19 and 18		Analog or Digital Inputs/Outputs. These pins are the columns Y0 - Y7.

Specifications CD22M3494

Absolute Maximum Ratings

DC Supply Voltage (V_{DD})	
Voltages Referenced to V_{EE}	-0.5 to +16V
DC Supply Voltage (V_{DD})	
Voltages Referenced to V_{SS}	-0.5, +16V
DC Input Diode Current, I_{IN}	
For V_I , Digital < $V_{SS} - 0.5V$ or V_I ,	
Analog < $V_{EE} - 0.5V$ or $V_I > V_{DD} + 0.5V$	$\pm 20mA$
DC Output Diode Current, I_{OK}	
For V_O , Digital < $V_{SS} - 0.5V$ or V_O ,	
Analog < $V_{EE} - 0.5V$ or $V_O > V_{DD} + 0.5V$	$\pm 20mA$
DC Transmission Gate Current	$\pm 25mA$
Power Dissipation Per Package (P_o)	
For $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$ (PDIP)	500mW
For $T_A = +60^\circ C$ to $+85^\circ C$ Derate Linearly	12mW/ $^\circ C$ to 200mW
For $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$ (PLCC)	600mW
Lead Temperature (Soldering 10s)	+300 $^\circ C$
Junction Temperature Plastic Package	+150 $^\circ C$

Operating Conditions

Thermal Package Characteristics ($^\circ C/W$)	θ_{JA}
Plastic DIP	55
PLCC	43
Operating Temperature Range (T_A)	
Package Type E and Q	-40 $^\circ C$ to +85 $^\circ C$
Storage Temperature Range (T_{STG})	-65 $^\circ C$ to +150 $^\circ C$
Supply Voltage Range	
For $T_A =$ Full Package Temperature Range	
$V_{SS} = 0V, V_{EE} = 0V, V_{DD}$	4V to 15V
DC Input or Output Voltage V_I or V_O	V_{EE} to V_{DD}
Digital Input Voltage	V_{SS} to V_{DD}

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

Static Electrical Specifications $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C, V_{DD} = 5V, V_{SS} = 0V, V_{EE} = 0V$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	CONTROLS CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Current	I_{DD}	$V_{DD} = 5V$, Logic Inputs = V_{DD}	-	-	2	mA
		$V_{DD} = 15V$, Logic Inputs = V_{DD}	-	-	5	mA
High-Level Input Voltage	V_{IH}	$V_{DD} = 5V$	2.4 (Note 1)	-	-	V
Low-Level Input Voltage	V_{IL}		-	-	0.8 (Note 1)	V
Input Leakage Current, Digital	I_{IN}	Reset = Low (Note 2)	-	-	± 10 (Note 3)	μA

Static Electrical Specifications $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C, V_{DD} = 12V, V_{SS} = 0V, V_{EE} = 0V$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	CROSSPOINTS CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
ON Resistance	R_{ON}	$V_{SS} = V_{EE} = 0V,$ $T_A = +25^\circ C, V_{IN} = V_{DD}/2,$ $V_X - V_Y = 0.2V$	$V_{DD} = 10V$	-	40	75	Ω
			$V_{DD} = 12V$	-	36	65	Ω
ON Resistance	R_{ON}	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C,$ $V_{IN} = V_{DD}/2, V_X - V_Y =$ $0.2V, V_{SS} = V_{EE} = 0V$	$V_{DD} = 10V$	-	50	75	Ω
			$V_{DD} = 12V$	-	45	65	Ω
Difference in ON Resistance Between Any Two Switches	ΔR_{ON}	$T_A = +25^\circ C, V_{IN} = V_{DD}/2, V_X - V_Y = 0.2V,$ $V_{SS} = V_{EE} = 0V, V_{DD} = 12V$	-	6	10	Ω	
Difference in ON Resistance Between Any Two Switches	ΔR_{ON}	$T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C, V_{IN} = V_{DD}/2,$ $V_X - V_Y = 0.2V, V_{DD} = 12V$ $V_{SS} = V_{EE} = 0V, V_{DD} = 12V$	-	-	10	Ω	
OFF-State Leakage Current	I_L	$ V_X - V_Y = 12V$	-	-	± 10 (Note 3)	μA	

Specifications CD22M3494

Dynamic Electrical Specifications $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{SS} = 0\text{V}$, $V_{EE} = 0\text{V}$, $V_{DD} = 14\text{V}$, $C_L = 50\text{pF}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	CROSSPOINTS CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Switch I/O Capacitance	$V_{IN} = V_{DD}/2$, $f = 1\text{MHz}$	-	-	20	pF
Switch Feedthrough Capacitance	$V_{IN} = V_{DD}/2$, $f = 1\text{MHz}$	-	0.3	-	pF
Propagation Delay Time (Switch ON) Signal Input to Output, t_{PHL} or t_{PLH}		-	5	30	ns
Frequency Response Channel ON $f = 20\log(VX/VY) = -3\text{dB}$	$C_L = 3\text{pF}$, $R_L = 75\Omega$, $V_{IN} = 2V_{p,p}$	-	50	-	MHz
Total Harmonic, T_{HD}	$V_{IN} = 2V_{p,p}$, $f = 1\text{kHz}$	-	0.01	-	%
Feedthrough Channel OFF Feedthrough = $20\log(VX/VY) = F_{DT}$	$V_{IN} = 2V_{p,p}$, $f = 1\text{kHz}$	-	-95	-	dB
Frequency for Signal Crosstalk, t_{CT} Attenuation of:	40dB $V_{IN} = 2V_{p,p}$, $R_L = 75\Omega$	-	10	-	MHz
	110dB $V_{IN} = 2V_{p,p}$, $R_L = 1\text{k}\Omega \parallel 10\text{pF}$	-	5	-	kHz
Control Crosstalk DATA-Input, ADDRESS, or STROBE to Output	Control Input = $3V_{p,p}$ Square Wave, $t_R = t_F = 10\text{ns}$ $R_{IN} = 1\text{K}$, $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega \parallel 10\text{pF}$	-	75	-	mV _{PEAK}

Dynamic Electrical Specifications

$T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{SS} = 0\text{V}$, $V_{EE} = 0\text{V}$, $V_{DD} = 14\text{V}$, $R_L = 1\text{k}\Omega \parallel 50\text{pF}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	CONTROLS CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Digital Input Capacitance	C_{IN}	$V_{IN} = 5\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$	-	5	-	pF
Propagation Delay Time STROBE to Output						
Switch Turn-ON	t_{PSN}		-	50	100	ns
Switch Turn-OFF	t_{PSF}		-	50	100	ns
DATA-IN to Output						
Turn-ON to High Level	t_{PZH}		-	60	100	ns
Turn-ON to Low Level	t_{PZL}		-	70	100	ns
ADDRESS to Output						
Turn-ON to High Level	t_{PAN}		-	70	-	ns
Turn-OFF to Low Level	t_{PAF}		-	70	-	ns
Setup Time						
CS to STROBE	t_{CS}		10	-	-	ns
DATA-IN to STROBE	t_{DS}		10	-	-	ns
ADDRESS to STROBE	t_{AS}		10	-	-	ns
Hold Time						
STROBE to CS	t_{CH}		10	-	-	ns
ADDRESS to CS			10	-	-	ns
STROBE to DATA-IN	t_{DH}		20	-	-	ns
STROBE to ADDRESS	t_{AH}		10	-	-	ns
DATA-IN to CS			20	-	-	ns

Specifications CD22M3494

Dynamic Electrical Specifications

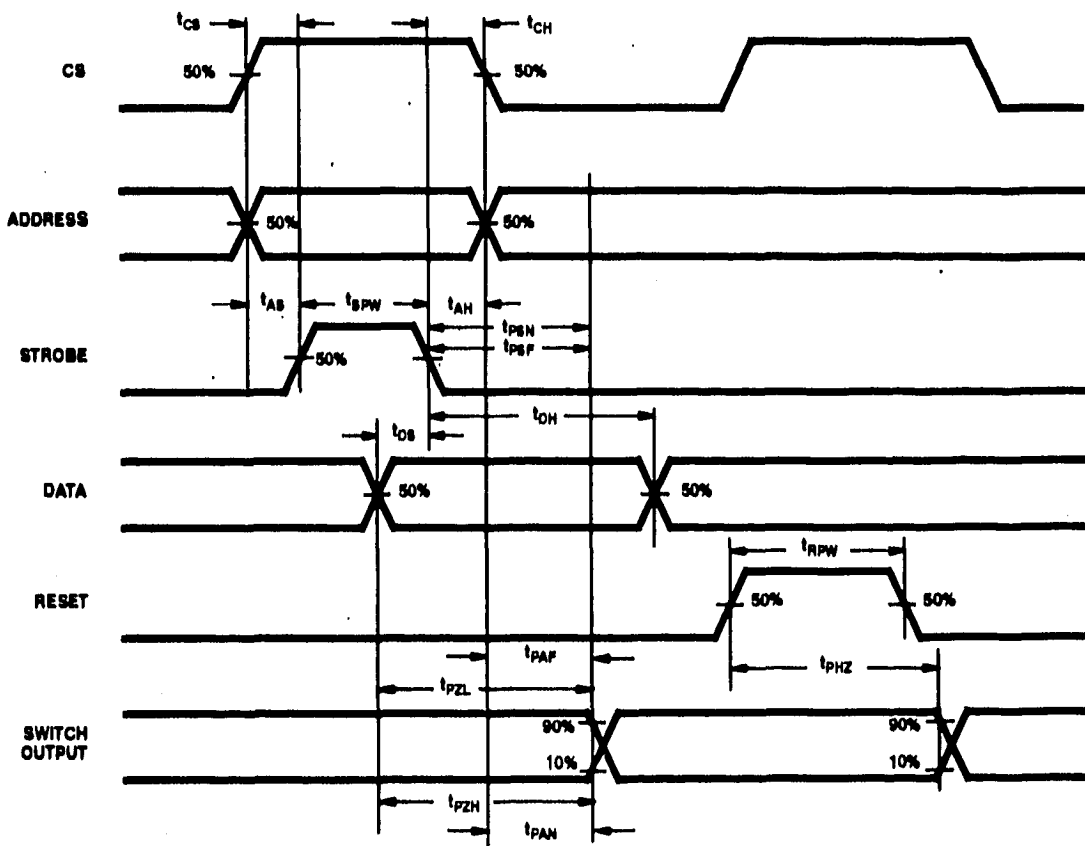
$T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{SS} = 0\text{V}$, $V_{EE} = 0\text{V}$, $V_{DD} = 14\text{V}$, $R_L = 1\text{k}\Omega \parallel 50\text{pF}$, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETERS	SYMBOL	CONTROLS CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Pulse Width						
STROBE	t_{SPW}		20	-	-	ns
RESET	t_{RPW}		20	-	-	ns
RESET Turn OFF to Output Delay	t_{PHZ}		-	70	100	ns

NOTES:

1. Operation of V_{IH} at 2.4V or V_{IL} at 0.8V will result in much higher supply current (I_{DD}) than for logic inputs equal to V_{DD} or V_{SS} respectively.
2. Reset $I_{IH} < 20\mu\text{A}$, Reset = V_{IH}
3. At $+25^\circ\text{C}$ Limit is $\pm 100\text{nA}$

Timing Diagram



CD22M3494

TRUTH TABLE X AXIS

X ADDRESS				X SWITCH
AX3	AX2	AX1	AX0	
0	0	0	0	X0
0	0	0	1	X1
0	0	1	0	X2
0	0	1	1	X3
0	1	0	0	X4
0	1	0	1	X5
0	1	1	0	X12
0	1	1	1	X13
1	0	0	0	X6
1	0	0	1	X7
1	0	1	0	X8
1	0	1	1	X9
1	1	0	0	X10
1	1	0	1	X11
1	1	1	0	X14
1	1	1	1	X15

TRUTH TABLE Y AXIS

Y ADDRESS				Y SWITCH
AY2	AY1	AY0		
0	0	0		Y0
0	0	1		Y1
0	1	0		Y2
0	1	1		Y3
1	0	0		Y4
1	0	1		Y5
1	1	0		Y6
1	1	1		Y7

To make a connection (close switch) between any two points, specify an "X" address, a "Y" address, set "Data" high, and switch "Strobe" from low to high. To break a connection, follow this same procedure with "Data" low.

Example:

To connect switch X3 to switch Y4:

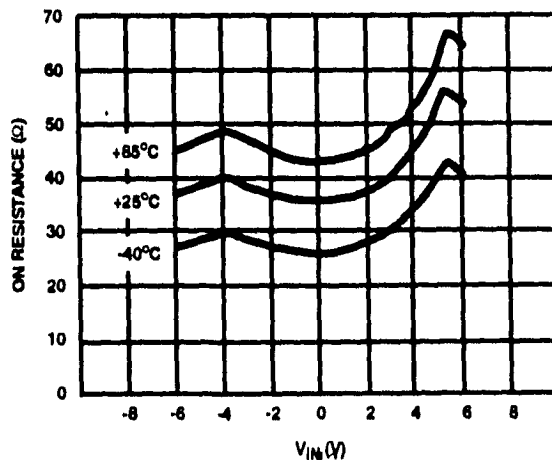
To connect switch X6 to switch Y7:

To break connection from X3 to Y4:

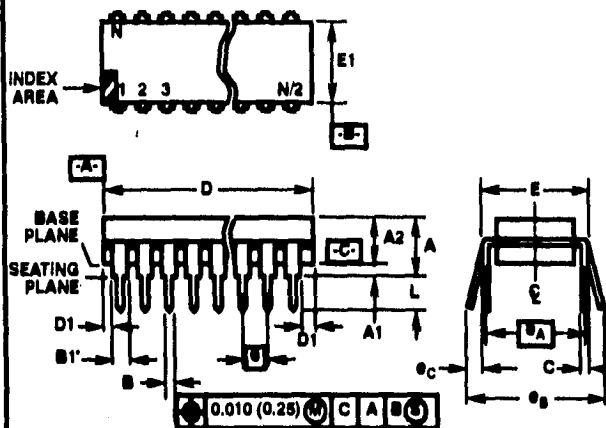
DATA	X ADDRESS				Y ADDRESS		
	AX3	AX2	AX1	AX0	AY2	AY1	AY0
1	0	0	1	1	1	0	0
1	1	0	0	0	1	1	1
0	0	0	1	1	1	0	0

Voltage and Resistance

R_{ON} vs V_{IN}
 at -55°C , $+25^{\circ}\text{C}$ and $+85^{\circ}\text{C}$
 $V_{EE} = -6\text{V}$, $V_{SS} = 0\text{V}$, $V_{DD} = 6\text{V}$



Dual-In-Line Plastic Packages (PDIP)



E40.6 (JEDEC MS-011-AC ISSUE B)
40 LEAD DUAL-IN-LINE PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	-	0.250	-	6.35	4
A1	0.015	-	0.39	-	4
A2	0.125	0.195	3.18	4.95	-
B	0.014	0.022	0.358	0.558	-
B1	0.030	0.070	0.77	1.77	8
C	0.008	0.015	0.204	0.381	-
D	1.980	2.095	50.3	53.2	5
D1	0.005	-	0.13	-	5
E	0.600	0.825	15.24	15.87	6
E1	0.485	0.580	12.32	14.73	5
e	0.100 BSC		2.54 BSC		-
eA	0.600 BSC		15.24 BSC		6
eB	-	0.700	-	17.78	7
L	0.115	0.200	2.93	5.08	4
N	40		40		9

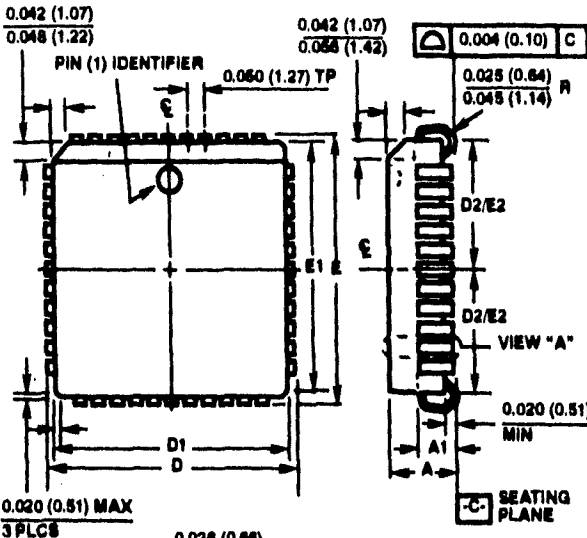
NOTES:

- Controlling Dimensions: INCH. In case of conflict between English and Metric dimensions, the inch dimensions control.
- Dimensioning and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
- Symbols are defined in the "MO Series Symbol List" in Section 2.2 of Publication No. 95.
- Dimensions A, A1 and L are measured with the package seated in JEDEC seating plane gauge GS-3.
- D, D1, and E1 dimensions do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- E and eA are measured with the leads constrained to be perpendicular to datum C.
- eB and eC are measured at the lead tips with the leads unconstrained. eC must be zero or greater.
- B1 maximum dimensions do not include dambar protrusions. Dambar protrusions shall not exceed 0.010 inch (0.25mm).
- N is the maximum number of terminal positions.
- Corner leads (1, N, N/2 and N/2 + 1) for E8.3, E16.3, E16.3, E28.3, E42.6 will have a B1 dimension of 0.030 - 0.045 inch (0.76 - 1.14mm).

Rev. 0 12/93

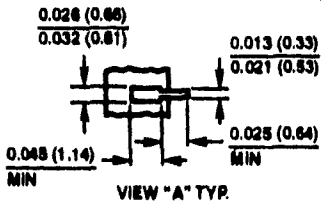
Plastic Leaded Chip Carrier Packages (PLCC)

**N44.65 (JEDEC MS-01&AC ISSUE A)
44 LEAD PLASTIC LEADED CHIP CARRIER PACKAGE**



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.165	0.180	4.20	4.57	-
A1	0.090	0.120	2.29	3.04	-
D	0.685	0.695	17.40	17.65	-
D1	0.650	0.656	16.51	16.66	3
D2	0.291	0.319	7.40	8.10	4, 5
E	0.685	0.695	17.40	17.65	-
E1	0.650	0.656	16.51	16.66	3
E2	0.291	0.319	7.40	8.10	4, 5
N	44		44		6

Rev. 1 3/95



NOTES:

1. Controlling dimension: INCH. Converted millimeter dimensions are not necessarily exact.
2. Dimensions and tolerancing per ANSI Y14.5M-1982.
3. Dimensions D1 and E1 do not include mold protrusions. Allowable mold protrusion is 0.010 inch (0.25mm) per side.
4. To be measured at seating plane **-C-** contact point.
5. Centerline to be determined where center leads exit plastic body.
6. "N" is the number of terminal positions.

All Harris Semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Harris Semiconductor products are sold by description only. Harris Semiconductor reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Harris is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Harris or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Harris or its subsidiaries.

Sales Office Headquarters

For general information regarding Harris Semiconductor and its products, call 1-800-4-HARRIS

UNITED STATES

Harris Semiconductor
P. O. Box 683, Mail Stop 53-210
Melbourne, FL 32902
TEL: 1-800-442-7747
(407) 729-4964
FAX: (407) 729-5321

EUROPE

Harris Semiconductor
Mercure Center
100, Rue de la Fusée
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA

Harris Semiconductor PTE Ltd.
No. 1 Tannery Road
Cancon 1, #09-01
Singapore 1334
TEL: (65) 748-4200
FAX: (65) 748-0400



Features

High speed access times
 t_{RD}: 10, 12, 15, 20 and 25ns
 t_{WR}: 10, 12, 15, 20, and 25ns
 t_{CS}: 12, 15, 20, 25, and 35ns

Low power operation

PDM41256SA
 Active: 400mW (typ.)
 Standby: 150 mW (typ.)
 PDM41256LA
 Active: 350mW (typ.)
 Standby: 25 mW (typ.)

Single +5V (±10%) power supply
 TTL compatible inputs and outputs
 Military product MIL-STD-883

Package
 Plastic DIP (300 mil) - P
 Plastic DIP (300 mil) - D
 Plastic SOJ (300 mil) - SO
 Ceramic LCC - L32
 Carpack (400 mil) - E

Description

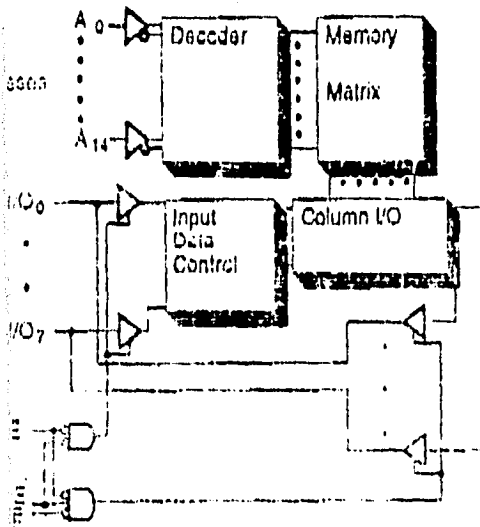
The PDM41256 is a high performance CMOS static RAM organized as 32,768 x 8 bits. This product is produced in Paradigm's proprietary CMOS technology which offers the designer the highest speed parts. Writing to this device is accomplished when the write enable (WE) and the chip enable (CE) inputs are both LOW. Reading is accomplished when WE remains HIGH and CE and OE are both LOW.

The PDM41256 operates from a single +5V power supply and all the inputs and outputs are fully TTL compatible. The PDM41256 comes in two versions, the standard power version PDM41256SA and a low power version the PDM41256LA. The two versions are functionally the same and only differ in their power consumption.

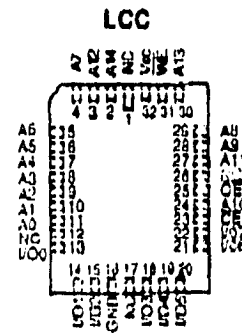
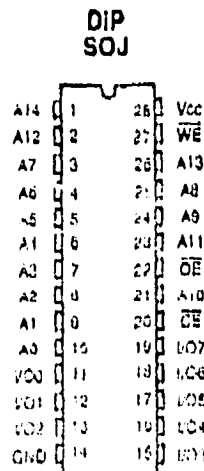
The PDM41256 is available in a 28-pin 300 mil PDIP, a 24-pin 300 mil CERDIP, in a 32-pin LCC, a 28-pin 300 mil SOJ and a 28-pin 400 mil Carpack for surface mount applications.

Military grade product is manufactured in compliance with the latest revision of MIL-STD-883.

Functional Block Diagram



Pin Configuration



> Electrical Characteristics ($V_{CC} = 5.0V \pm 10\%$)

Symbol	Parameter	Test Conditions		PDM41256SA		PDM41256LA		Unit
				Min.	Max.	Min.	Max.	
	Input Leakage Current	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IN} = \text{GND to } V_{CC}$	MIL. Com'l	-10 -5	10 5	-5 -2	5 2	μA
	Output Leakage Current	$V_{CC} = \text{MAX.},$ $CE = V_{IH}, V_{OUT} = \text{GND to } V_{CC}$	MIL. Com'l	-10 -5	10 5	-5 -2	5 2	μA
	Input High Voltage			2.2	6.0	2.2	6.0	V
	Input Low Voltage			-0.5 ⁽¹⁾	0.8	-0.5 ⁽¹⁾	0.8	V
	Output Low Voltage	$I_{OL} = 8\text{mA}, V_{CC} = \text{Min.}$		—	0.4	—	0.4	V
		$I_{OL} = 10\text{mA}, V_{CC} = \text{Min.}$		—	0.5	—	0.5	V
	Output High Voltage	$I_{OH} = -4\text{mA}, V_{CC} = \text{Min.}$		2.4	—	2.4	—	V

NOTE: 1. $V_{IL}(\text{min}) = -3.0\text{V}$ for pulse width less than 20ns.

Power Supply Characteristics

Symbol	Parameter	Power	10 ⁽¹⁾	12		15		20		25		35	Unit
				Com'l.	Ind./Mil.	Com'l.	Ind./Mil.	Com'l.	Ind./Mil.	Com'l.	Ind./Mil.		
I_{CC}	Operating Current $CE = V_{IL}$ $I = I_{MAX} = 1/I_{RC}$ $V_{CC} = \text{Max}$ $I_{OUT} = 0\text{mA}$	SA	190	180	190	170	180	160	170	150	160	160	mA
		LA	170	150	170	150	160	140	150	130	140	130	mA
I_{SB}	Standby Current $CE = V_{IH}$ $I = I_{MAX} = 1/I_{RC}$ $V_{CC} = \text{Max}$	SA	70	60	60	50	50	40	40	35	35	30	mA
		LA	70	60	60	50	50	40	40	35	35	30	mA
I_{SB1}	Full Standby Current $CE \geq V_{CC} - 0.2\text{V}$ $I = 0$ $V_{CC} = \text{Max}$ $V_{IN} \geq V_{CC} - 0.2\text{V}$ or $\leq 0.2\text{V}$	SA	20	20	20	10	20	10	20	10	20	20	mA
		LA	5	5	10	5	10	5	10	5	10	10	mA

NOTE: All values are maximum guaranteed values.

1. $V_{CC} = 5V \pm 5\%$.

Capacitance⁽¹⁾ ($T_A = +25^\circ\text{C}, f = 1.0\text{Mhz}$)

Symbol	Parameter	Max.	Unit
C_{IN}	Input Capacitance	8	pF
C_{OUT}	Output Capacitance	8	pF

NOTE: 1. This parameter is determined by device characterization but is not production tested.

3

Truth Table

OE	WE	CE	VO	MODE
X	X	H	Hi-Z	Standby
L	H	L	D _{OUT}	Read
X	L	L	D _{IN}	Write
H	H	L	Hi-Z	Output Disable

NOTE: 1. H = V_{IH}, L = V_{IL}, X = DON'T CARE

Absolute Maximum Ratings (1)

Symbol	Rating	Com'l.	Ind./Mil.	Unit
V _{TERM}	Terminal Voltage with Respect to GND	-0.5 to +7.0	-0.5 to +7.0	V
T _{BIAS}	Temperature Under Bias	-55 to +125	-65 to +135	°C
T _{STG}	Storage Temperature	-55 to +125	-65 to +150	°C
P _T	Power Dissipation	1.0	1.0	W
I _{OUT}	DC Output Current	50	50	mA

NOTE: 1. Stresses greater than those listed under ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect reliability.

Recommended DC Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5.0	5.5	V
GND	Supply Voltage	0	0	0	V
Military	Ambient Temperature	-55	25	125	°C
Industrial	Ambient Temperature	-40	25	85	°C
Commercial	Ambient Temperature	-0	25	70	°C

AC Test Conditions

Input Pulse Levels	GND to 3.0V
Input rise and fall times	5ns
Input timing reference levels	1.5V
Output reference levels	1.5V
Output load for 12-35ns speed grades	See figures 1 and 2

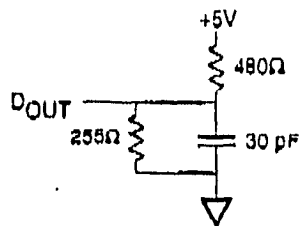


Figure 1. Output Load Equivalent

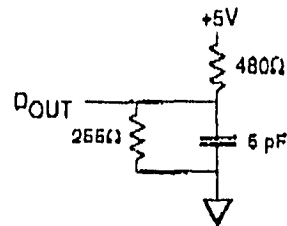
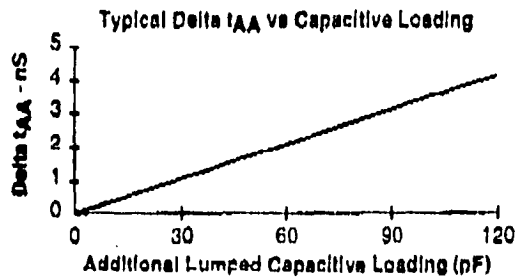
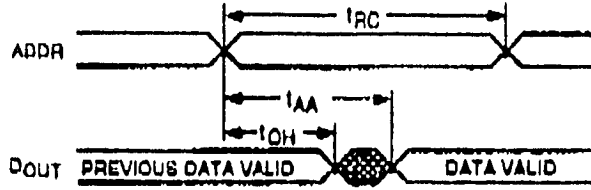


Figure 2. Output Load Equivalent
(for t_{LZCE} , t_{HZCE} , t_{LZWE} , t_{HZWE} , t_{LZOE} , t_{HZOE})

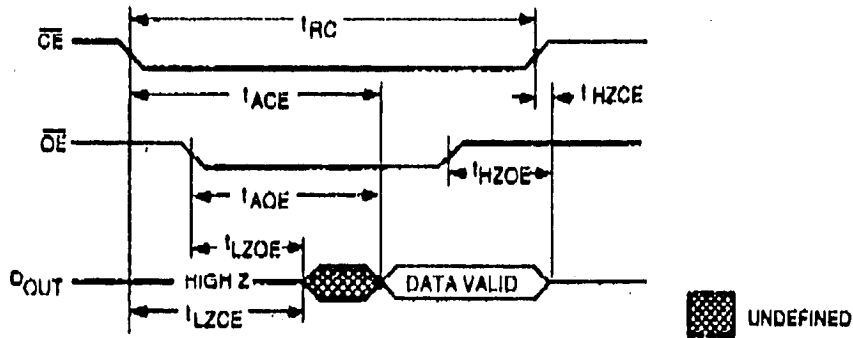


Read Cycle No. 1⁽¹⁾



3

Read Cycle No. 2⁽²⁾



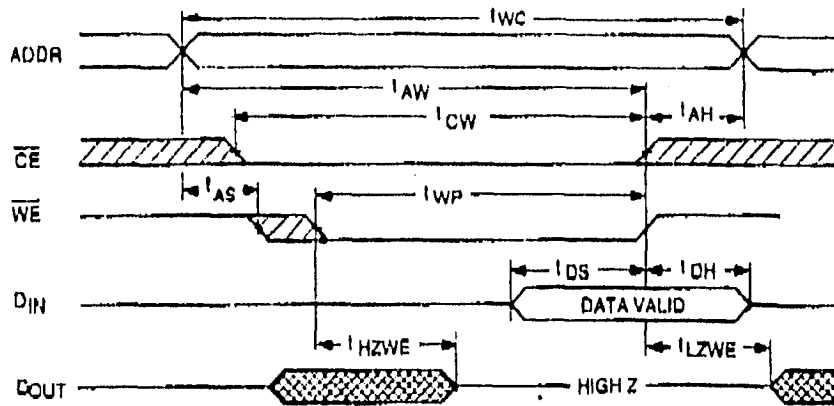
UNDEFINED

Electrical Characteristics (V_{CC} = 5V ± 10%, All Temperature Ranges)

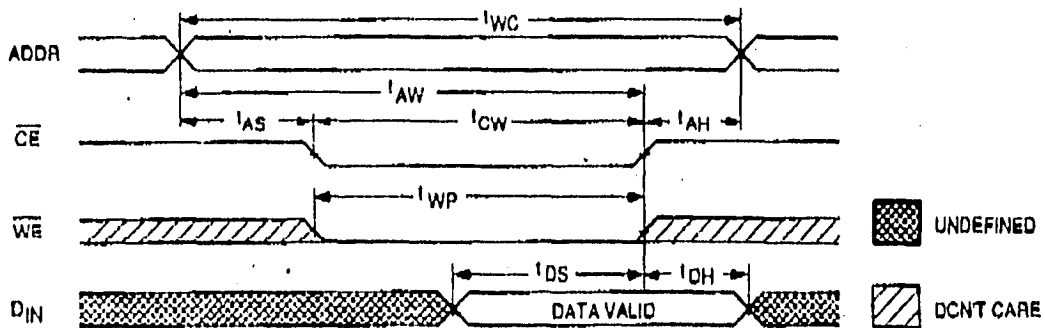
Description	Sym	-10 ⁽⁴⁾		-12		-15		-20		-25		-35		Units
		Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
Read cycle time	t _{RC}	10		12		15		20		25		35		ns
Address access time	t _{AA}		10		12		15		20		25		35	ns
Output enable access time	t _{ACE}		10		12		15		20		25		35	ns
Output hold from address change	t _{OH}	3		3		3		3		3		3		ns
Output enable to output in low Z ^(3, 4, 5)	t _{LZOE}	5		5		5		5		5		5		ns
Output disable to output in high Z ^(3, 4, 5)	t _{HZOE}		5		5		5		5		10		10	ns
Output enable to power up time ⁽⁴⁾	t _{PU}	0		0		0		0		0		0		ns
Output disable to power down time ⁽⁴⁾	t _{PD}		10		12		15		20		25		35	ns
Output enable access time	t _{AOE}		5		6		8		10		12		16	ns
Output enable to output in low Z ^(3, 5)	t _{LZOE}	0		0		0		0		0		0		ns
Output disable to output in high Z ^(4, 5)	t _{HZOE}		5		5		5		5		10		10	ns

Values referenced are after Data Retention Table.

Write Cycle No. 1 (Write Enable Controlled)



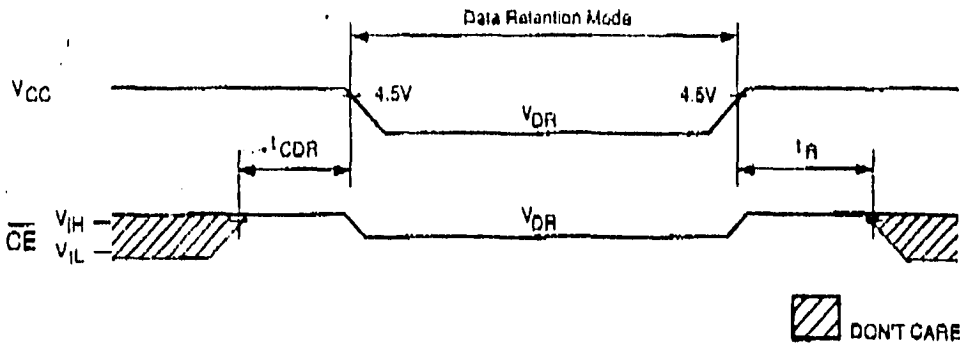
Write Cycle No. 2 (Chip Enable Controlled)



AC Electrical Characteristics ($V_{CC} = 5V \pm 10\%$, All Temperature Ranges)

Description	Sym	-10 ⁽⁶⁾		-12		-15		-20		-25		-35		Units
		Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
WRITE Cycle time	t_{WC}	10		12		16		20		25		35		ns
Chip enable to end of write	t_{CW}	10		10		12		13		15		20		ns
Address Valid to end of write	t_{AW}	10		10		12		13		15		20		ns
Address set-up time	t_{AS}	0		0		0		0		0		0		ns
Address hold from end of write	t_{AH}	0		0		0		0		0		0		ns
Write pulse width	t_{WP}	10		10		11		12		15		20		ns
Data set-up time	t_{DS}	7		7		8		9		10		12		ns
Data hold time	t_{DH}	0		0		0		0		0		0		ns
Write disable to output in low Z ^(4, 5)	t_{LZWE}	0		0		0		0		0		0		ns
Write enable to output in high Z ^(4, 5)	t_{HZWE}		3		3		3		3		5		8	ns

w V_{CC} Data Retention Waveform



3

Data Retention Electrical Characteristics (LA Version Only)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit											
V _{DR}	V _{CC} for Retention Data		2	—	—	V											
I _{CDR}	Data Retention Current (15-35 ns)	<table border="1"> <tr> <td>CE ≥ V_{CC} - 0.2V VIN ≥ V_{CC} - 0.2V or ≤ 0.2V</td> <td>V_{CC} = 2V</td> <td>—</td> <td>95</td> <td>500</td> <td>μA</td> </tr> <tr> <td></td> <td>V_{CC} = 3V</td> <td>—</td> <td>350</td> <td>750</td> <td>μA</td> </tr> </table>	CE ≥ V _{CC} - 0.2V VIN ≥ V _{CC} - 0.2V or ≤ 0.2V	V _{CC} = 2V	—	95	500	μA		V _{CC} = 3V	—	350	750	μA			
CE ≥ V _{CC} - 0.2V VIN ≥ V _{CC} - 0.2V or ≤ 0.2V	V _{CC} = 2V	—	95	500	μA												
	V _{CC} = 3V	—	350	750	μA												
t _{CCDR}	Chip Deselect to Data Retention Time		0	—	—	ns											
t _R ⁽⁴⁾	Operation Recovery Time		t _{RC}	—	—	ns											

NOTES: (For 3 previous Electrical Characteristics tables)

1. The device is continuously selected. All the Chip Enables are held in their active state.
2. The address is valid prior to or coincident with the latest occurring Chip Enable.
3. At any given temperature and voltage condition, t_{RZCE} is less than t_{LZCE}.
4. This parameter is sampled.
5. The parameter is tested with CL = 5pF as shown in Figure 2. Transition is measured ±200mV from steady state voltage.
6. See fig. 3 for output load. V_{CC} = 5V ± 5%.

iot332 is a programmable digital input/output module in which the 32 TTL compatible lines are organised as 4 ports each with 8 lines. Each port can be selected, under software control, as either input or output. All I/O lines are fully TTL compatible with up to 64mA current sink capacity.

Each of the lines in an output port can be independently set or cleared under software control. The values last written to the output lines are stored in an on-board latch and can be read back for verification purposes.

The Transputer interface is via an Inmos CO11 Link Adapter, user selectable from any one of the four links.

External I/O signals are taken through a 50-way IDC connector which is pin compatible with the common range of signal conditioning cards.

The iot332 is a size two TRAM conforming to the Inmos electrical and mechanical format for RAM modules.

2 Specifications

Electrical

Typical at 25 C and rated power supplies unless otherwise stated

INPUT/OUTPUT CONFIGURATION

Number of Channels	32
Organisation	4 ports, 8 bits per port
Programmability	Each port independently programmable as input or output
Power-up State	All ports initialised as inputs

INPUT CHARACTERISTICS

High Level Voltage	2V, min
Low Level Voltage	0.8V, max
High Level Current	20uA, max
Low Level Current	700uA, max
Max/Min Input Voltage (without damage)	+5.5V, -0.5V

OUTPUT CHARACTERISTICS

High Level Voltage	2.4V, min
Low Level Voltage	0.6V, max



POWER REQUIREMENTS

iot332 +5 Volt (+/- 5%) @ 100mA

ENVIRONMENTAL

Operating Temperature 0 C to +60 C
 Storage Temperature -25 C to +85 C
 Relative Humidity 5% to 85% non condensing

MECHANICAL

Format Size 2 TRAM, 2.15" x 3.66"
 Input/Output Connector 50 Way IDC Type, Arcom Pinout Compatible

4.3 Architecture

A block diagram of the iot332 board is shown in Figure 4.3.1. below.

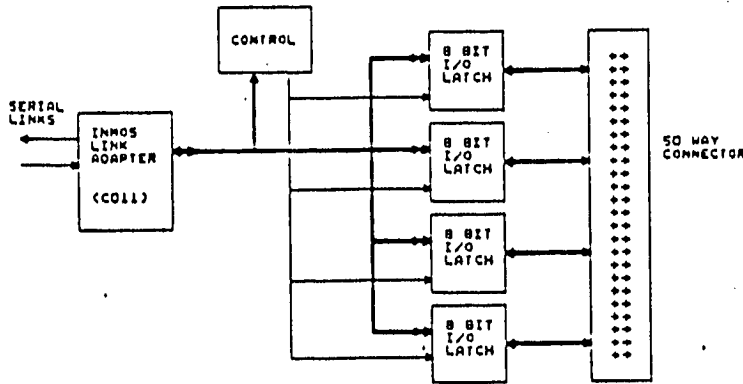


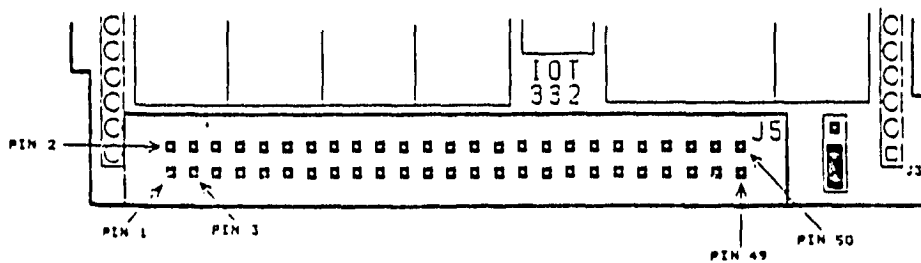
Figure 4.3.1 iot332 Block Diagram

As shown in Figure 4.3.1, the iot332 comprises four octal I/O devices, an Inmos link adapter and control logic.

The iot332 is configured, outputs updated and inputs read by sending or receiving a serial bit stream transmitted across the selected TRAM link.

IDC CONNECTOR, J5			
PIN NO.	SIGNAL	PIN NO.	SIGNAL
PIN 1.	GROUND	PIN 2	GROUND
PIN 3	DATA 0	PIN 4	DATA 1
PIN 5	DATA 2	PIN 6	DATA 3
PIN 7	DATA 4	PIN 8	DATA 5
PIN 9	DATA 6	PIN 10	DATA 7
PIN 11	GROUND	PIN 12	N.C.
PIN 13	DATA 8	PIN 14	DATA 9
PIN 15	DATA 10	PIN 16	DATA 11
PIN 17	DATA 12	PIN 18	DATA 13
PIN 19	DATA 14	PIN 20	DATA 15
PIN 21	GROUND	PIN 22	N.C.
PIN 23	DATA 16	PIN 24	DATA 17
PIN 25	DATA 18	PIN 26	DATA 19
PIN 27	DATA 20	PIN 28	DATA 21
PIN 29	DATA 22	PIN 30	DATA 23
PIN 31	GROUND	PIN 32	N.C.
PIN 33	DATA 24	PIN 34	DATA 25
PIN 35	DATA 26	PIN 36	DATA 27
PIN 37	DATA 28	PIN 38	DATA 29
PIN 39	DATA 30	PIN 40	DATA 31
PIN 41	N.C.	PIN 42	N.C.
PIN 43	N.C.	PIN 44	N.C.
PIN 45	N.C.	PIN 46	N.C.
PIN 47	N.C.	PIN 48	N.C.
PIN 49	+5 VOLTS	PIN 50	+5 VOLTS

PORT 0
 PORT 1
 PORT 2
 PORT 3



7

APÉNDICE C
CÓDIGO FUENTE DE PROGRAMAS DE
CONTROL

APÉNDICE C

CÓDIGO FUENTE DE PROGRAMAS DE CONTROL

--PROGRAMA DE CONTROL

#INCLUDE "hostio.inc"

PROC entrada (CHAN OF [56][256]BYTE y, CHAN OF BYTE to.iot332, from.iot332)

#USE "hostio.lib"

#USE "convert.lib"

#USE "dblmath.lib"

#USE "iot332.tco"

#USE "calc1.tco"

VAL BYTE puerto0 IS #00 (BYTE):

VAL BYTE puerto1 IS #01 (BYTE):

VAL BYTE puertox IS #02 (BYTE):

VAL BYTE puertoy IS #03 (BYTE):

BYTE result, key, dato:

INT lente, ax, ay, rx, ry, i, direccion, cer:

[256]INT ret:

VAL [8]INT serie IS [0,1,2,3,3,2,1,0]:

CHAN OF [256]BYTE in.link3:

PLACE in.link3 AT 7:

[56][256]BYTE in:

INT FUNCTION prepx(VAL INT ax)

INT provi:

VALOF

SEQ

provi:=ax

provi:=provi BITAND 15

IF

ax < 16

provi:=provi+16

(ax >= 16) AND (ax < 32)

provi:=provi+32

(ax >= 32) AND (ax < 48)

provi:=provi+64

(ax >= 48)

provi: =provi+ 128

RESULT provi

--PROCESO PRINCIPAL
SEQ

--Pide identificacion de la tarjeta
iot332.id (from.iot332,to.iot332,dato)

--CONFIGURACION DE iot332
--Todos los puertos como salidas
set.io.iot332 (to.iot332, #0F (BYTE))
--Inicializacion en ceros de puertos
write.block.iot332 (to.iot332, #00 (BYTE), #00 (BYTE))
write.block.iot332 (to.iot332, #01 (BYTE), #00 (BYTE))
write.block.iot332 (to.iot332, #02 (BYTE), #00 (BYTE))
write.block.iot332 (to.iot332, #03 (BYTE), #00 (BYTE))

--SECCION CALCULOS
--Con esto, la información de retardos esta en red
calc1(ret)

--SECCION ESCRIBIR EN SRAM
--START=1, SHOOT=0
write.block.iot332 (to.iot332,puerto0,#00 (BYTE))
cer:=64
write.block.iot332 (to.iot332,puerto1,BYTE cer)
cer:=0
write.block.iot332 (to.iot332,puerto1,BYTE cer)
write.block.iot332 (to.iot332, puerto0, #01 (BYTE))
--Modo WRITE
write.block.iot332 (to.iot332,puerto1, #00 (BYTE))

--CICLO de escribir
direccion:=0
WHILE NOT (ret[direccion]=#FF)
SEQ
cer:=ret[direccion] BITAND #0F
--Escribo el dato

```

write.block.iot332      (to.iot332,puerto1, BYTE cer)
--Corro el reloj
cer:=cer+64
write.block.iot332      (to.iot332,puerto1, BYTE cer)
direccion:=direccion+1
cer:=ret[direccion] BITAND #0F
cer:=cer+16
--Escribo el ultimo dato. Ya no corro reloj
write.block.iot332      (to.iot332,puerto1, BYTE cer)

--MODO READ
cer:=cer+32
write.block.iot332      (to.iot332,puerto1, BYTE cer)
--Bajo el START
write.block.iot332      (to.iot332,puerto0, #00 (BYTE))

--Subo SHOOT y START
write.block.iot332      (to.iot332,puerto0, #11 (BYTE))
write.block.iot332      (to.iot332,puerto0, #00 (BYTE))

--SECCION DE CEROS de 0 a 63
rx:=0
ax:=0
ay:=4
--CICLO DE CEROS
WHILE ax < 64
SEQ
rx:=prepx(ax)
-- Se suma 8 a ay (ay=4) para poner DATA en uno
ry:=12
write.block.iot332      (to.iot332,puertoy, BYTE ry)
write.block.iot332      (to.iot332,puertox, BYTE rx)
--Con esto subimos el STROBE
ry:=ry+16
write.block.iot332      (to.iot332,puertoy, BYTE ry)
ax:=ax+1
--FIN DE CICLO CEROS HASTA 63
ry:=ry-16
write.block.iot332      (to.iot332,puertoy, BYTE ry)
rx:=0
write.block.iot332      (to.iot332,puertox, BYTE rx)

```

```

--CICLO INFINITO
WHILE TRUE
  SEQ
  --CICLO DE CUADRO
  lente:=0
  WHILE lente < 56
    SEQ
    --SECCION DE DESCONECTAR
    IF
      lente=0
      SEQ
      ax:=0
      WHILE ax < 8
        SEQ
        rx:=prepx(ax)
        ay:=04
        ry:=ay
        write.block.iot332 (to.iot332,puertoy, BYTE ry)
        write.block.iot332 (to.iot332,puertox, BYTE rx)
        --Subiendo STROBE
        ry:=ry+16
        write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
        ax:=ax+1

      TRUE
      SEQ
      --CICLO DE DESCONECTAR
      ax:=lente-1
      i:=0
      WHILE ax < (lente + 7)
        SEQ
        rx:=prepx(ax)
        ay:=serie[i]
        ry:=ay
        write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
        write.block.iot332 (to.iot332, puertox, BYTE rx)
        --Subiendo STROBE
        ry:=ry+16
        write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
        ax:=ax+1
        i:=i+1
      --FIN DEL CICLO DESCONECTAR
      --Se desconecta ultima ceramica de proxima lente

```

```

ax:=lente+7
rx:=prepx(ax)
ay:=4
ry:=ay
write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
write.block.iot332 (to.iot332, puertox, BYTE rx)
--Subo el STROBE
ry:=ry+16
write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)

```

--CICLO DE CONECTAR

IF

lente=0

SKIP

TRUE

SEQ

--Se conecta a cero la primera ceramica de lente anterior

ax:=lente-1

rx:=prepx(ax)

ay:=4

ry:=ay+8

write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)

write.block.iot332 (to.iot332, puertox, BYTE rx)

--Subiendo STROBE

ry:=ry+16

write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)

ax:=lente

i:=0

WHILE ax < (lente + 8)

SEQ

rx:=prepx(ax)

ay:=serie[i]

--Porque se va a conectar

ry:=serie[i] + 8

write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)

write.block.iot332 (to.iot332, puertox, BYTE rx)

--Subiendo STROBE

ry:=ry+16

write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)

ax:=ax+1

i:=i+1

```

--SECCION EJECUTAR
--No selecciono ningun Harris
rx:=240
ry:=0
write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
write.block.iot332 (to.iot332, puertox, BYTE rx)
--SHOOT arriba
write.block.iot332 (to.iot332,puerto0, #11 (BYTE))
--SHOOT abajo
write.block.iot332 (to.iot332,puerto0, #00 (BYTE))
--Captura
in.link3 ? in[lente]
lente:=lente+1
SEQ espera=0 FOR 2000
SKIP

```

```

--FINAL DE CICLO DE CUADRO

```

```

--SECCION CUADRO SIGUIENTE
--Sección desconectar ultima apertura
ax:=lente-1
i:=0
--Ciclo desconectar ultima apertura
WHILE ax < (lente + 7)
SEQ
  rx:=prepx(ax)
  ay:=serie[i]
  ry:=ay
  write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
  write.block.iot332 (to.iot332, puertox, BYTE rx)
  --Subiendo STROBE
  ry:=ry+16
  write.block.iot332 (to.iot332, puertoy, BYTE ry)
  ax:=ax+1
  i:=i+1
--Fin de ciclo de desconectar ultima apertura

```

```

--CEROS de 57 a 63
rx:=0
ax:=55
ay:=4
WHILE ax < 63
SEQ

```



```
rx:=prepx(ax)
-- Se suma 8 a ay (ay=4) para poner DATA en uno
ry:=12
write.block.iot332 (to.iot332,puertoy,BYTE ry)
write.block.iot332 (to.iot332,puertox,BYTE rx)
--Con esto subimos el STROBE
ry:=ry+16
write.block.iot332 (to.iot332,puertoy,BYTE ry)
ax:=ax+1
--FIN DE CICLO CEROS de ultima apertura
ry:=ry-16
write.block.iot332 (to.iot332,puertoy,BYTE ry)
rx:=0
write.block.iot332 (to.iot332,puertox,BYTE rx)

--Pasa la informacion a PC
y ! in
--FIN DE CICLO INFINITO
```

--PROGRAMA DE CÁLCULO

#INCLUDE "hostio.inc"

PROC calc1 ([256]INT cer)

#USE "hostio.lib"

#USE "convert.lib"

#USE "dblmath.lib"

PROC escribe ([64]INT paso,REAL64 remin,[256]INT cer)

PROC MAX (INT max, [64]INT paso)

SEQ

max:=paso[0]

SEQ i=0 FOR 8 (INT)

IF

max<paso[i]

max:=paso[i]

TRUE

SKIP

:

BYTE x, anterior:

[8]BYTE y:

INT total, max, apunta, h, i:

[8]INT indice,tabla:

BOOL incremento:

SEQ

total:=INT TRUNC(0.000256 (REAL64)/remin)

--SE FORMA LA TABLA A PARTIR DE PASO

--tabla guarda los valores correspondientes a cada ceramica

tabla:=[128,64,32,16,8,4,2,1]

--inicialmente y tiene solo ceros

y:=[0(BYTE),0(BYTE),0(BYTE),0(BYTE),0(BYTE),0(BYTE),0(BYTE),0(BYTE)]

--Este ciclo obtiene el maximo de paso y lo guarda en max

MAX(max,paso)

--Este ciclo cuenta de cero a max, va llenando indice y creando y a partir

--de tabla

--apunta guarda la direccion de indice en donde se esta escribiendo

--indice[h]

apunta:=0

```

--indice originalmente tiene -1, es decir, nada
indice:=[-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1]
SEQ i=0 FOR (max+1)
  SEQ
  --El siguiente ciclo cuenta de 0 a 7, buscando en paso un numero para
  --guardarlo indice y en y ir formando su patron.
  --apunta solo se incrementa cuando incremento=TRUE
  incremento:=FALSE
  SEQ j=0 FOR 8
    SEQ
    IF
      i=paso[j]
      SEQ
        incremento:=TRUE
        y[apunta]:=BYTE( tabla[j] BITOR (INT y[apunta]))
      TRUE
      SKIP
    IF
      incremento=TRUE
      SEQ
        indice[apunta]:=i
        apunta:=apunta+1
      TRUE
      SKIP

--SE INICIA EL CICLO DE ESCRITURA
x:=0 (BYTE)
h:=0
anterior:=0 (BYTE)
i:=0
WHILE NOT (x=255 (BYTE))
  SEQ
    x:=0 (BYTE)
    IF
      i=indice[h]
      SEQ
        x:=y[h]
        h:=h+1
      TRUE
      SKIP
    x:=BYTE((INT x) BITOR (INT anterior))
  --Aqui se va a escribir. j tiene la direccion real y x tiene el codigo
  cer[i]:= INT x

```

anterior:=x
i:=i+1

PROC plana (REAL64 c,d,n,remín, th, [256]INT cer)

```
[64]REAL64 T:
REAL64 Qi, t0,x, ant:
[64]INT paso:
SEQ
t0:=0.0 (REAL64)
SEQ i=0 FOR INT TRUNC n
SEQ
Qi:=(d * (REAL64 TRUNC i))-((d*(n-(1.0 (REAL64))))/(2.0 (REAL64)))
T[i]:=(Qi*DSIN(th))/c
IF
T[i]<t0
t0:=T[i]
TRUE
SKIP
SEQ i=0 FOR INT TRUNC n
SEQ
T[i]:=T[i]-t0
x:=T[i]/remín
paso[i]:=INT ROUND x
ant:=T[i]
escribe(paso,remín,cer)
```

PROC cilíndrica (REAL64 c,d,n,r,remín,[256]INT cer)

```
[64]REAL64 T:
REAL64 Qi, t0, ant, th,x:
[64]INT paso:
SEQ
th:=0.0(REAL64)
t0:=0.0 (REAL64)
SEQ i=0 FOR INT TRUNC n
```

```

SEQ
  Qi:=(d * (REAL64 TRUNC i))-((d*(n-(1.0 (REAL64))))/(2.0 (REAL64)))
  T[i]:=(r*r)+((Qi*Qi)-(((2.0 (REAL64))*r)*Qi)*DSIN(th))
  T[i]:=DPOWER(T[i],0.5 (REAL64))
  T[i]:=(r-T[i])/c
  IF
    T[i]<t0
      t0:=T[i]
  TRUE
  SKIP
ant:=0.0 (REAL64)
SEQ i=0 FOR INT TRUNC n
  SEQ
    T[i]:=T[i]-t0
    x:=T[i]/remin
    paso[i]:=INT ROUND x
    ant:=T[i]
  escribe(paso,remin,cer)

```

```

PROC diedrica (REAL64 c,d,n,alfa,remin, [256]INT cer)

```

```

[64]REAL64 T:
REAL64 Qi, t0, ant,x:
[64]INT paso:
SEQ
  t0:=0.0 (REAL64)
  SEQ i=0 FOR INT TRUNC n
    SEQ
      Qi:=(d * (REAL64 TRUNC i))-((d*(n-(1.0 (REAL64))))/(2.0 (REAL64)))
      T[i]:=DABS(Qi)*DSIN(alfa)
      T[i]:=(-T[i])/c
    IF
      T[i]<t0
        t0:=T[i]
    TRUE
    SKIP
  ant:=0.0 (REAL64)
  SEQ i=0 FOR INT TRUNC n
    SEQ
      T[i]:=T[i]-t0

```

```
x:=T[i]/remin
paso[i]:=INT ROUND x
ant:=T[i]
```

```
escribe(paso,remin,cer)
```

```
.VAL REAL64 gradrad IS 3.1416 (REAL64)/180.0 (REAL64):
```

```
INT opcion:
```

```
REAL64 c, d, n, alfa,r,remin, th:
```

```
SEQ
```

```
--Aqui se pide el tipo de lente que se formara
```

```
--1. Cilindrica
```

```
--2. Diedrica
```

```
--3. Plana
```

```
--PONER EN OPCION la focalizacion deseada
```

```
opcion:= 2
```

```
--Aqui se piden los datos comunes para todas las lentes
```

```
--c= Velocidad del sonido
```

```
c:=1500.0 (REAL64)
```

```
--d=distancia entre centros de transductores
```

```
d:=0.001525 (REAL64)
```

```
--n= numero de transductores en cada lente
```

```
n:=8.0 (REAL64)
```

```
--remin=retardo minimo en nanosegundos. Para 50 MHz son 20.0
```

```
remin:= 20.0 (REAL64)
```

```
--Aqui se piden parametros especificos para cada lente
```

```
alfa:= 0.0 (REAL64)
```

```
CASE opcion
```

```
1
```

```
SEQ
```

```
--r= distancia focal en metros
```

```
r:=0.05 (REAL64)
```

```
2
```

```
SEQ
```

```
--alfa=angulo de apertura diedrica en grados
```

7

```
    alfa:=5.0 (REAL64)
ELSE
  SKIP
-- Se convierten alfa a radianes y remin a segundos
alfa:= alfa*gradrad
remin:=remin*(0.000000001 (REAL64))
CASE opcion
1
  SEQ
  cilindrica(c,d,n,r,remin, cer)
2
  SEQ
  diedrica(c,d,n,alfa,remin, cer)
3
  SEQ
  plana(c,d,n,remin,th, cer)
ELSE
  SKIP
```

--PROGRAMA DE COMUNICACIÓN CON LA PC

```
PROC salida(CHAN OF [56][256]BYTE z)
  CHAN OF INT16::[ ]BYTE in.link0, out.link0:
  PLACE out.link0 AT 0:
  PLACE in.link0 AT 4:
  [56][256]BYTE out:
  [10]BYTE in:
  INT16 talla:
```

```
SEQ
  WHILE TRUE
    SEQ
      in.link0 ? talla::in
      z ? out
      SEQ i=0 FOR 56
        out.link0 ! 256(INT16)::out[i]
```

:

-- CONFIGURACIÓN DE LA RED

VAL M IS 1024 * 1024:

NODE root, app1:

EDGE iot332:

ARC hostlink:

ARC iotlink:

NETWORK red

DO

SET root (type, memsize := "T800", 2 * M)

SET app1 (type, memsize := "T800", 2 * M)

CONNECT root[link][0] TO HOST WITH hostlink

CONNECT root[link][2] TO app1[link][1]

CONNECT app1[link][2] TO iot332 WITH iotlink

--CONNECT root[link][2] TO iot332 WITH iotlink

:

NODE ent.p, sal.p:

#INCLUDE "hostio.inc"

#USE "final1.lku"

#USE "salida.lku"

CHAN OF BYTE out332, in332:

CHAN OF [56][256]BYTE y:

CONFIG

PAR

PROCESSOR ent.p

 entrada(y, out332, in332)

PROCESSOR sal.p

 salida(y)

:

MAPPING

DO

MAP out332, in332 ONTO iotlink

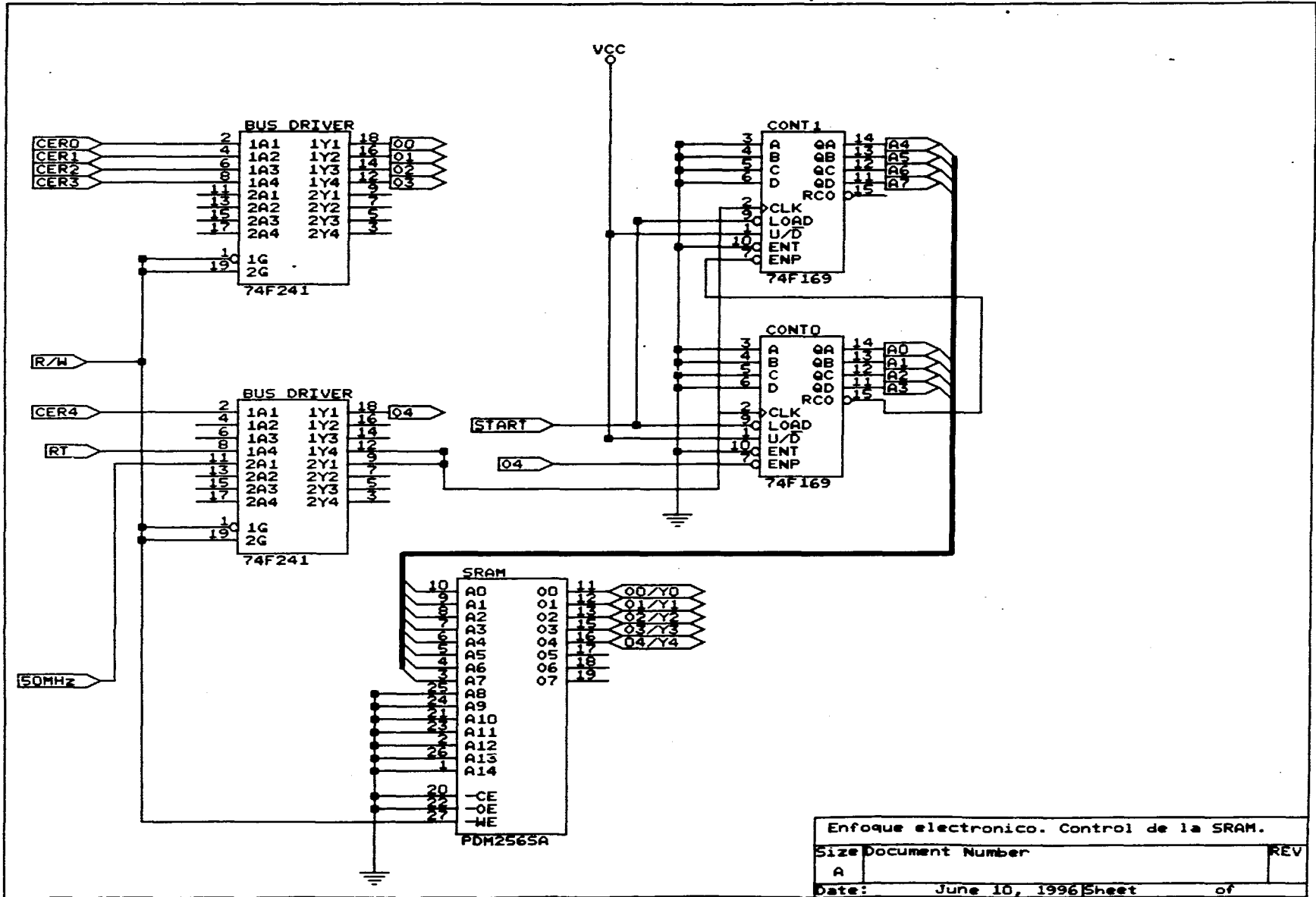
MAP ent.p ONTO app1

--MAP ent.p ONTO root

MAP sal.p ONTO root

7

APÉNDICE D
DIAGRAMAS DE CIRCUITOS



Enfoque electronico. Control de la SRAM.		
Size	Document Number	REV
A		
Date:	June 10, 1996	Sheet of

