

10
2ej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN

DIVISION DE CIENCIAS

FISICO - MATEMATICAS

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN APARATO DE
ULTRASONIDO DIGITAL MEDIDOR DE ESPESORES
DE MATERIALES Y ADHERENCIA DE
RECUBRIMIENTOS

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N :
MIGUEL ANGEL HERNANDEZ ZAVALA
JUAN JOSE RAMIREZ JIMENEZ
ERNESTO YESCAS ESQUIVEL

DIRECTOR DE TESIS: ING. JORGE BUENDIA GOMEZ





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	pag.
CAPITULO 1	
Principios fundamentales de Ultrasonido	1
Ultrasonido	3
Ensayos no destructivos	
Espectro de ondas Acusticas	
Vibración ultrasonica	4
Longitud de Onda	
Velocidad acústica	
Interfase acústica	
Reflexión	
Reflector	
Refracción	5
Difracción	
Dispersión	
Las ventajas de la examinación ultrasonica	6
Los límites de la examinación ultrasonica	7
Formas o tipos de ondas	10
Ondas longitudinales	11
Ondas transversales	12
Ondas de superficie o de Rayleigh	14
Ondas de placa o de Lamb	15
CAPITULO 2	
Generación y Recepción de ondas ultrasonicas	18
Osciladores cristalinos	21
Propiedades de los cristales piezoeléctricos	24
El cuarzo	25
Ceramicas Polarizadas	26
Titanato de Bario	27
Metatitanato de Plomo	
Zirconato Titanato de Plomo	
Sulfato de Litio	28
Tipos de transductores	31
Sensibilidad	

Resolución	32
Clasificación de transductores	35
Transductores de contacto	
Transductores de Haz angular	39
Transductores de Inmersión	40
Transductores de cristal múltiple o de Brocha	41

CAPITULO 3

Circuito transmisor y circuito receptor	42
Comportamiento de los elementos del circuito transmisor	
El transistor bipolar	43
El Rectificador Controlado de Silicio (SCR)	44
Circuito temporizador de precisión	47
Operación Monoestable	48
Operación Astable	49
Multivibrador monoestable 74:2:	51
Circuito transmisor	54
Descripción de la etapa receptora	57
Circuito Receptor	64
Red de acoplamiento LC	65
Preamplificación	67
Circuito equivalente del transistor a altas frecuencias	69
Análisis de corriente directa	73
Análisis de corriente alterna en circuito equivalente "n"	75

CAPITULO 4

Principios de adherencia en recubrimientos	62
Efectos de la impedancia acústica	63
Condiciones en el plano límite que separa dos medios	65
Circuito detector	90
El Amplificador Operacional elemento del circuito detector de pico máximo	93
Características de entrada y salida	
Impedancias y corrientes de entrada y salida	94
El seguidor de voltaje	95

Efecto de la tensión offset	96
El convertidor analógico-digital ADC-0804	100

CAPITULO 5

Circuito medidor de tiempo entre ecos	104
La técnica de pulsos	
Descripción del circuito detector de tiempo entre ecos	105
Circuito detector de umbral	106
Circuito de retardo de tiempo	107
El flip-flop tipo T	109
Compuerta principal	111
Contador con Latch de salida 74143	112
Fuentes de error en la medida	117
El error en la base de tiempo	120
Error en el disparo	121
Consideraciones a cerca del ruido	

CAPITULO 6

(Hardware de control)	
Memoria EPROM	124
Memoria RAM	125
Interfase Periférica Programable 8255	126
Buffer del bus de datos	127
Lógica de control y de Leer/Escribir	
Grupos de control A y B	129
Microprocesador Z-80	131
Explicación del microprocesador Z-80	132
Estructura interna	134

CAPITULO 7

(Software de control)	
Algoritmo para la medición del espesor en materiales	141
Algoritmo para la medición de adherencia entre dos materiales	145
Subrutinas	147

Multiplicación (2 números binarios de 8 bits cada uno, obteniéndose un resultado con una resolución de 16 bits)	148
División (se encarga de hallar el cociente entre 2 números binarios; el dividendo que consta de 16 bits y el divisor de 8 bits, el cociente se obtiene en 16 bits al igual que el residuo)	149
Conversión de BCD a BINARIO (2 dígitos en BCD - 8 bits en binario)	152
Conversión de BINARIO a BCD, (16 bits - decimal)	156
Busca (conversión de un dato binario a su correspondiente valor en decimal)	159
Conv1 (convierte el dato del acumulador (A) de BINARIO al C7S para poder ser desplegado)	161
Desp7s (dato en binario para poder ser desplegado en un display para C7S)	163
Despl (Recibe en HL la dirección del mensaje a desplegar solamente en el campo de direcciones del desplegado y lo despliega)	164
Reflex (Cambio de escala para la medición de la adherencia entre 2 medios)	
Datcad (procesamiento del dato del ADC)	165
Programa principal medición de espesores (lenguaje ensamblador)	174
Programa principal medición de adherencia (lenguaje ensamblador)	175
Subrutinas utilizadas en la medición de espesores de materiales bajo prueba de inspección (lenguaje ensamblador)	176
Subrutinas utilizadas en la medición de adherencia entre 2 medios (materiales donde se propague el ultrasonido) unidos (lenguaje ensamblador)	182
Conclusiones	188
Apendice A	189
Apendice B	195
Apendice C	196
Bibliografía	

PROLOGO.

En materia de tecnología en el país existe poca actividad de investigación y desarrollo en lo que se refiere a la creación de aparatos o equipo electrónico con componentes que se encuentren con facilidad en el país, sin recurrir a la demora por la importación de refacciones para reparación y mantenimiento. Es de vital importancia por lo tanto impulsar el desarrollo científico para reducir la dependencia del exterior.

La realización del presente trabajo tiene como objeto fundamental contribuir en la medida de lo posible a dicho desarrollo al realizar el proyecto de diseño y su construcción de un aparato de ultrasonido para la medición de espesores de materiales usando componentes que se encuentran en el país a fin de reducir su costo y facilitar su mantenimiento.

La idea de los 2 primeros capítulos desarrollados aquí es la de dar una base de los conceptos y definiciones más importantes relacionadas con el ultrasonido, sus formas de onda y su propagación en diferentes medios, así como los materiales con que se construyen los transductores.

El tercer capítulo trata del funcionamiento del circuito de excitación y sus elementos que lo forman, así como la recepción y amplificación de la respuesta del transductor.

El cuarto capítulo presenta la tesis de la adherencia en recubrimientos y una forma para su medición.

El quinto capítulo describe la técnica de pulsos que es la forma de medición de la distancia entre los ecos a fin de poder conocer los espesores de los materiales que se inspeccionan esto es de acuerdo a la distancia entre ecos.

El sexto capítulo explica en forma breve los componentes electrónicos (Hardware de control) que se necesitan para el control de los circuitos de medición.

El séptimo capítulo detalla la programación (Software de control) usado en la realización del proyecto así como su lenguaje ensamblador.

CAPITULO I

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE ULTRASONIDO

-- Descripción Teórica.

Los orígenes de la técnica de Inspección Ultrasonica se remontan a un conocido ensayo de percusión de la muestra con un martillo y la percepción del sonido emitido. Pero por muchos años la práctica habitual fue la de observar al empleado de ferrocarril golpeando las ruedas de los vagones con un ligero martillo, con el fin de encontrar discontinuidades en las mismas. Sin embargo, los ensayos de sonoridad son muy simples y poco sensibles para la detección de discontinuidades.

En el año de 1940 el Dr. Floyd A. Firestone desarrollo el primer detector de discontinuidades del tipo pulso-eco, el cual requiere el acceso por un solo lado.

Los avances en la instrumentación y tecnología electrónica, han podido proporcionar los equipos necesarios para hacer posible el desarrollo de la inspección ultrasonica, es decir, un equipo de inspección rápido y confiable.

La inspección ultrasonica está basada en los estudios de la propagación de ondas de sonido que viajan a través de materiales sólidos, o piezas cuya estructura y densidad permitan el paso de las ondas de sonido. Además se puede aplicar en piezas que ofrezcan una pared paralela a la superficie donde se apoye el transductor, que será llamada superficie de entrada con el propósito de asegurar la calidad en la sanidad interna de la pieza, detectando, localizando y calificando las discontinuidades, si es que existen y se salen de las tolerancias establecidas por normas creadas por diferentes instituciones como son: ASTM (Sociedad Americana de Pruebas de Materiales), ANSI (Instituto Nacional de Estandares Americano), AISI (Instituto Americano del Hierro y del Acero), etc. También se pueden aplicar en piezas de

superficie discontinua o asimétrica, mediante la técnica de inmersión.

La parte esencial del uso del ensayo ultrasónico es la de garantizar la máxima confiabilidad en las piezas fabricadas, asegurando con esto una calidad óptima. Para lograr tal confiabilidad se han establecido normas, las cuales deben cumplir los resultados de la prueba.

El equipo ultrasónico, genera pulsos eléctricos muy breves (del orden de microsegundos) con una diferencia de potencial que va desde 100 a 1000 volts y con una frecuencia de repetición comprendida entre 125 y 5000 pulsos por segundo.

Para nuestro diseño del equipo ultrasónico, obtenemos una diferencia de potencial de 100 volts aproximadamente y con una frecuencia de repetición de 1000 pulsos por segundo.

Los pulsos eléctricos generados por el equipo son aplicados al transductor, el cual por medio de un cristal piezoeléctrico los transforma en vibraciones mecánicas de duración muy breve y frecuencias del orden de 0.5 a 25 MHz. Estas vibraciones mecánicas son transmitidas a la pieza que se va a examinar, las cuales se propagan y reflejan en la superficie opuesta o en una discontinuidad si ésta se encuentra en su trayectoria. Los pulsos reflejados son captados por el transductor y por el efecto piezoeléctrico directo, transformados en pulsos eléctricos de la misma frecuencia. En otras palabras, el sonido es transmitido a través del material de prueba por medio de un transductor ultrasónico y la acción del sonido con el material de prueba o de inspección, puede indicar la velocidad, densidad, espesor y presencia de discontinuidades o fallas en el mismo material.

El principio físico en el que se basa el método de inspección con ultrasonido es la Impedancia Acústica (Z) la

cual se refiere a la resistencia que oponen los materiales al paso de una onda ultrasónica y es igual al producto de la velocidad de propagación por la densidad del material.

$$Z = V \cdot D$$

Definiremos a continuación algunos conceptos técnicos que son útiles en el ultrasonido.

-Ultrasonido

Son vibraciones mecánicas que se transmiten en un medio con una frecuencia mayor al rango audible.

-Ensayos no Destructivos

Son técnicas de inspección que se utilizan para verificar la sanidad interna y externa de los materiales sin destruirlos, afectar o alterar en forma permanente sus propiedades físicas, químicas y mecánicas.

-Espectro de Ondas Acústicas

Este espectro es la serie resultante del análisis de las ondas de sonido, expresadas en términos de frecuencias. En el espectro contamos con tres regiones o zonas:

- 1) *Infrasónica.* - Esta región comprende el rango de frecuencias de 1 a 16 ciclos por segundo o Hz.
- 2) *Sónica (audible).* - La cual se encuentra entre el rango de 16 Hz a 20 KHz (el hecho de que una onda sea audible depende de su frecuencia y de su intensidad).
- 3) *Ultrasónica.* - Zona del espectro comprendida entre las frecuencias mayores a 20 KHz, el límite superior de sus frecuencias no está definido físicamente.

Las frecuencias utilizadas en ensayos no destructivos para los materiales metálicos varían entre 0.2 y 45 MHz.

-Vibración Ultrasónica

Es el movimiento oscilatorio de las partículas componentes de un medio en el que se propaga una onda ultrasónica.

-Longitud de Onda (λ)

Es la distancia que existe de un punto en una onda a ese mismo punto de la siguiente onda. Su valor normalmente se expresa en milímetros.

-Velocidad Acústica (V)

Es la rapidez con que viaja el sonido a través de un medio y es igual al producto de la frecuencia por la longitud de onda.

$$V = F * \lambda$$

Pero el sonido no se limita a materiales sólidos, también se transmite en otros medios como son el aire, agua, aceite, grasa, pero a diferentes velocidades.

-Acoplante

Es un líquido un poco viscoso que se utiliza para permitir el paso de las ondas del transductor a la pieza bajo inspección, debido a que las frecuencias que se utilizan en la inspección de materiales, no se transmiten en el aire.

-Interfase Acústica

Es el límite entre dos materiales con diferente impedancia acústica.

-Reflexión

Es la cantidad de energía ultrasónica que es reflejada al incidir en una interfase acústica.

-Reflector

Es cualquier superficie reflectante dentro de un medio.

-Refracción

La refracción se lleva a cabo cuando un haz ultrasónico pasa de un medio a otro, siendo su velocidad diferente y cambiando de dirección en relación con la dirección de incidencia. El cambio de dirección de la onda refractada, acercándose o alejándose de la normal a la superficie de separación de ambos medios, depende de que la velocidad del sonido en el segundo medio sea menor o mayor que en el primer medio.

-Difracción

Es la desviación de distribución de la energía del haz ultrasónico después de pasar una discontinuidad

-Dispersión

Son las desviaciones que sufre el haz ultrasónico al pasar a través de un medio. La dispersión es debida a que los materiales no son estrictamente homogéneos desde el punto de vista ultrasónico. Esto es consecuencia de la presencia de pequeñas discontinuidades que actúan como focos dispersantes de las ondas, así como de la naturaleza policristalina de los materiales.

El objetivo de la prueba ultrasónica es, garantizar la confiabilidad del producto mediante los siguientes pasos:

- a) La obtención de un registro visual de una imagen relacionada con la discontinuidad contenida en la pieza bajo prueba.
- b) El descubrimiento de la naturaleza de la discontinuidad sin causar daño a la pieza inspeccionada.
- c) El rechazo o la aceptación del material según los

resultados de la prueba, de acuerdo con las normas predeterminadas.

Ninguna prueba puede considerarse terminada satisfactoriamente hasta no evaluar los resultados de la misma.

Ahora nos referiremos a las aplicaciones que podemos tener con el ultrasonido.

El ultrasonido es una onda acústica de naturaleza igual a las ondas sónicas, la diferencia radica en que el rango de frecuencias se encuentra por encima de la zona audible. Debido a los fenómenos que provocan durante su propagación en los sólidos, líquidos y gases, se ha dado lugar a numerosas aplicaciones técnicas y científicas. A continuación se citan algunas de las más importantes.

a) En Medicina:

- Diagnóstico.- Exploración en el cuerpo humano.
- Terapéuticas.- Producción de hormonas y antígenos, cirugía y odontología.

b) En la ciencia e investigación:

- Para determinar las propiedades de los sólidos y de las estructuras atómicas de los mismos, para la investigación en medicina y veterinaria.

c) En medicina veterinaria:

- Medición de capas de tejido y de músculos en porcino vivo.

d) En la navegación y pesca

- Ayuda a la navegación en marina y sondas de profundidad; detección de cascos, arrecifes y bancos de peces.

- e) En la industria metalúrgica.
- Principalmente para el control de calidad en productos fundidos, forjados, laminados y uniones soldadas.

Dentro de estas aplicaciones podemos mencionar:

- 1.-Detección de discontinuidades superficiales.
- 2.-Detección de discontinuidades sub-superficiales e internas.
 - Poros
 - Grietas
 - Rechupes
 - Laminaciones
 - Inclusiones
 - Sopladuras
 - Traslapes
 - Reventadas
 - Fragilización por hidrogeno
 - Discontinuidades en soldadura, etc.
- 3.-Medición de espesores de pared
- 4.-Determinación de:
 - Tamaño de grano
 - Tratamiento térmico
 - Constantes elásticas
 - Medición de tensión
 - Estudios de estructura
 - Medición de dureza, etc.

Todas estas aplicaciones pueden ser agrupadas en dos ramas:

En primer lugar, las que conciernen a la explotación de la energía acústica, es decir, en las que dicha energía se emplea primordialmente para actuar en un material dado, por

ejemplo: en la aceleración o inicio de fenómenos biológicos o químicos, en procesos industriales o como acciones terapéuticas en medicina.

En segundo lugar, en la que la energía acústica se utiliza sólo en el grado requerido para transmitir una señal lo suficientemente clara, es decir, para poner de manifiesto de condición física o geométrica, como en la transmisión de una señal acústica utilizada en comunicaciones, para la diagnosis en medicina y en el control de calidad de materiales estructurales.

Las ventajas principales de la examinación ultrasónica, comparada con los otros medios de examinación no destructiva de partes metálicas son:

- 1.-Alta velocidad de prueba. Como la operación es electrónica, esto proporciona indicaciones prácticamente instantáneas de la presencia de discontinuidades.*
- 2.-Una mayor exactitud a comparación de los demás Métodos no Destructivos, en la determinación de la posición de discontinuidades internas, estimando sus tamaños y caracterizando sus orientaciones, formas y naturaleza.*
- 3.-Alta sensibilidad, permitiendo la detección de discontinuidades extremadamente pequeñas.*
- 4.-Un alto poder de penetración, lo que permite localizar discontinuidades a una gran profundidad.*
- 5.-Buena resolución, siendo esta característica la que determina el que puedan diferenciarse los ecos procedentes de discontinuidades próximas en profundidad.*
- 6.-Se necesita acceso a una sola superficie.*

7.-Permite la interpretación inmediata, la automatización, el rastreo rápido, control en la línea de producción y el control del proceso de fabricación.

8.-No utiliza radiaciones perjudiciales para el organismo humano y no tiene efectos sobre el material examinado.

Las limitaciones pueden enlistarse como sigue:

1.-La examinación manual requiere mucha atención y concentración de técnicos especializados.

2.-Se requiere un gran conocimiento técnico para el desarrollo de los procedimientos de examinación.

3.-Las piezas de geometría compleja, rugosas, demasiado ásperas, muy pequeñas, muy delgadas o no homogéneas son difíciles de examinar.

4.-Las discontinuidades muy cerca de la superficie pueden no ser detectables.

5.-Se necesita usar patrones de referencia, tanto para calibrar el equipo como para caracterizar las discontinuidades.

6.-Su aplicación es difícil en piezas con tamaño de grano burdo y en piezas demasiado porosas.

7.-Alto costo de equipo y accesorios.

8.-Requiere de una fuente de poder.

9.-Se necesita un acoplante para obtener una transferencia efectiva de las señales, entre pieza y transductor.

-- Formas o tipos de ondas

Los desplazamientos que experimentan las partículas de un medio en el que se propaga una onda ultrasónica pueden ser de varias formas, lo que da lugar a diferentes tipos de ondas.

Una onda ultrasónica que está siendo transmitida a través de una sustancia puede ser de un tipo cualquiera entre los varios existentes. Cada uno de los tipos ocasionan un movimiento específico de los elementos del medio, y las trayectorias que estos siguen, según se mueven en respuesta a la onda, llamadas órbitas. Estas órbitas pueden ser esencialmente paralelas a la línea de propagación en cuyo caso la onda es longitudinal. Por otra parte, pueden ser ejecutadas normalmente a la dirección de propagación. Tales ondas se llaman transversales. Pueden viajar dentro de una distancia muy corta de la superficie y, entonces, se llaman ondas de superficie.

Las ondas se describen también atendiendo si varía o no el volumen del material en que se propagan. Si varían se llaman ondas de dilatación, si no, se les clasifica como ondas de distorsión. Las ondas de dilatación se clasifican habitualmente como irrotacionales. Este término define una condición en la que no hay elementos de rotación.

El tipo de ondas no deberá ser confundido con la modulación aplicada sobre ella. Cualquiera de estos tipos puede ser continuo, modulado o de impulsos. Pueden ser detectados de varios medios. Ninguno de estos factores afecta al tipo general. Además la generación de la mayor parte de los tipos se hace por medio de los mismos aparatos y transductores, o de otros muy similares.

Desde el punto de vista de los ensayos no destructivos, los tipos de ondas con mayor grado de interés son los siguientes:

- Longitudinales o de Compresión
- Transversales o de Corte
- Superficiales o de Raleigh
- De Placa o de Lamb

Ondas Longitudinales

Este tipo de ondas se caracterizan debido a que los desplazamientos de las partículas son en dirección paralela a la de propagación. Este tipo de ondas se llama frecuentemente L. El tipo L ha sido el más frecuentemente empleado en ultrasonidos hasta el presente, ya que viaja en líquidos, sólidos o gases, siendo la forma más fácil de viajar de una onda ultrasonica, generándose y detectándose fácilmente. Las ondas longitudinales crean zonas de compresión y de dilatación (rarefacción), separadas entre sí $1/2 \lambda$ en el cuerpo que se propagan. Además este tipo de ondas tienen una elevada velocidad de desplazamiento en la mayoría de los medios, y las longitudes de onda de los materiales comunes son habitualmente muy pequeñas en comparación con la superficie de corte del transductor, elemento que produce las ondas. Esta propiedad permite que la energía sea enfocada en un haz agudo del que sólo se separa ligeramente. Prácticamente todos los transductores emiten ondas longitudinales a partir de las cuales ya sea por un ángulo de incidencia diferente al normal o bien por la geometría del material sujeto a inspección se generan otros tipos de ondas.

La onda L no debe ser confundida con la vibración total de una pieza en la que están viajando ondas ultrasónicas o sónicas. Tales vibraciones son características de la geometría de dicha pieza y están causadas por la acción de las ondas comprendidas dentro de la misma. Ver figura 1.1:

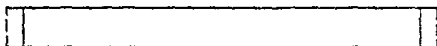


Figura 1.1 Vibración total de una pieza, debido a ondas internas.

Como las ondas longitudinales existen dentro de una sección comparativamente pequeña de una pieza, pueden extenderse, o no, a las superficies paralelas a la dirección de propagación. Sin embargo no es habitual que estas alcancen un límite tal. Estas ondas son representadas esquemáticamente de la siguiente manera: figura 1.2:

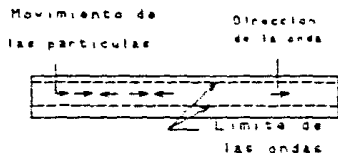


Figura 1.2 Ondas longitudinales viajando a través de un medio.

Ondas Transversales

Una onda es llamada de modo transversal, cuando la dirección de propagación es perpendicular a la dirección de vibración de las partículas. Estas ondas pueden existir también en una área limitada o completamente en todo un cuerpo. Habitualmente, no obstante, están en forma de haz de pequeña sección en comparación con el área de sección de la pieza en que viajan. El haz no se extiende generalmente a una superficie paralela a la dirección de propagación. Las ondas transversales tienen una velocidad que es aproximadamente la mitad de la de las ondas L. Debido a esta velocidad más baja, la longitud de onda de las ondas transversales es mucho más corta que la de las ondas L.

La siguiente figura muestra el movimiento de una partícula en una onda transversal. figura 1.3:

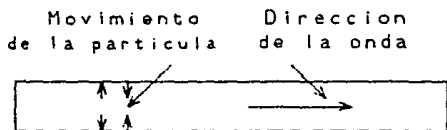


Figura 1.3 Movimiento de las partículas y direcciones de onda de una onda de cizalladura.

Las ondas transversales tienen unas ciertas ventajas, debido a que su más baja velocidad hace que los circuitos electrónicos medidores de tiempo que se utilizan sean menos críticos. Sin embargo, la más corta longitud de onda hace que sean más sensibles a las pequeñas inclusiones en el medio y, por lo tanto, son más fácil dispersadas dentro del material.

Los gases y los líquidos son prácticamente incapaces de transmitir ondas transversales, debido a que sus moléculas apenas ofrecen resistencia al desplazamiento transversal y por lo tanto, no existirán vínculos elásticos que las ligen a su posición cero. Esta circunstancia coincide con la propiedad de tener un módulo de elasticidad transversal igual a cero, a excepción de los líquidos altamente viscosos que poseen cierto "módulo de elasticidad transversal" y que por consiguiente, pueden propagar ondas transversales aunque fuertemente amortiguadas. En los casos prácticos de inspección de materiales, solo pueden alcanzar distancias apreciables de propagación en los cuerpos sólidos.

Las ondas transversales se generan aplicando una fuerza cortante a la cara de un material, por ejemplo, agitándolo hacia adelante y hacia atrás en una dirección paralela a la superficie. La parte entera puede también vibrar

transversalmente, como se muestra en la figura 1.4:

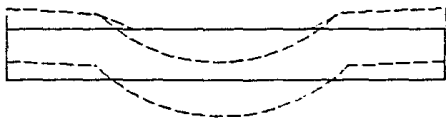
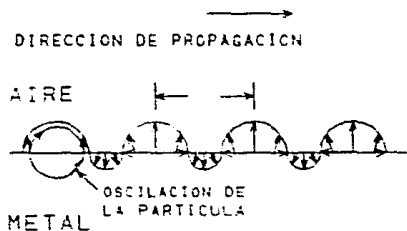


Figura 1.4 Movimiento total de cizalladura de una pieza.

Este tipo de ondas es muy utilizado en la inspección de uniones soldadas.

Onda de Superficie o de Raleigh.

La onda de superficie o de Raleigh se propaga solamente en la periferia plana o curva de un sólido. Obsérvese la figura 1.5:



Las pequeñas flechas indican las direcciones del desplazamiento de las partículas

Figura 1.5 Onda de Superficie o de Raleigh.

Estas ondas se pueden generar sacudiendo un área de superficie hacia atrás y hacia adelante de una manera análoga a la que engendran las ondas transversales. Sin embargo, el área

tiene más dimensión a lo largo que a lo ancho.

La velocidad de este tipo de onda depende del propio material y es aproximadamente de nueve décimas partes de la velocidad de la onda transversal.

La longitud de onda de una onda superficial es siempre extremadamente corta, y la placa en la que viaja tiene, por lo menos, un espesor de varias longitudes de onda. En estas condiciones, el desplazamiento de las partículas que estén unas pocas longitudes de onda por debajo de la superficie es despreciable. Las ondas de superficie consisten en ambos tipos de movimiento de partícula, el tipo longitudinal (L) y el tipo transversal (S). La siguiente figura es una representación de las ondas superficiales viajando sobre una placa. Figura 1.6:



Figura 1.6 Ondas superficiales viajando sobre una placa

Este tipo de onda es muy sensible y se atenúa grandemente cuando existe un segundo medio en su trayectoria como puede ser un líquido o un sólido en contacto con la superficie por la cual, en la práctica, se emplean para detectar discontinuidades en superficies poco rugosas. Se pueden identificar sus señales interrumpiendo su propagación al hacer contacto con un dedo en la superficie de la pieza.

Onda de Placa o de Lamb.

Por último analizaremos este tipo de ondas mejor conocido como Ondas de Placa o de Lamb. Si tenemos que un material sólido se reduce en espesor, se obtiene una placa y si ésta es

sonetida a una onda de Raleigh, la onda puramente de superficie ya no puede existir como tal, a no ser que su longitud de onda sea considerablemente menor que el espesor de la placa. Entonces, cuando el espesor es del mismo valor que la longitud de onda o múltiplo de ella se producen varios tipos de ondas de placa, llamadas también de Lamb en honor a Horace Lamb, quien desarrolló esta teoría en el año de 1916.

Este tipo de ondas se clasifica en dos grandes grupos:

- Ondas Simétricas o de Dilatación
- Ondas Asimétricas o de Flexión.

Mostraremos gráficamente este tipo de ondas en las figuras siguientes. Figura 1.7:

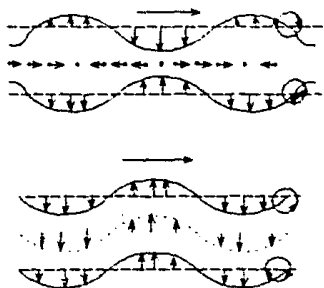


Figura 1.7 (a) Onda de Lamb simétrica o de dilatación.
(b) Onda de Lamb asimétrica o de flexión.

A su vez, cada uno de estos grupos se desplaza en modos, de forma que existe un gran número de ondas Lamb con características de atenuación, velocidad y ángulos de generación distintos.

En el caso de las ondas Simétricas, las partículas de la

zona media se comportan de acuerdo a oscilaciones puramente longitudinales, y en el caso de la onda asimétrica, se comporta de acuerdo a oscilaciones puramente transversales. Las otras partículas permanecen oscilando, en ambos tipos de onda, elípticamente y para cada tipo de onda existe un número arbitrario de armónicas.

CAPITULO 2

GENERACION Y RECEPCION DE ONDAS ULTRASONICAS

La generacion y recepcion de ondas ultrasonicas puede realizarse por diversos medios o fenomenos fisicos. Describiremos los tipos de cristales desde su nivel atómico de manera superficial, de forma que el lector pueda tener una idea un poco más clara.

Los sólidos están constituidos por un gran número de átomos que están fuertemente ligados entre ellos. Los átomos pueden ser idénticos, como por ejemplo, Cobre o Aluminio puros; o pertenecer a especies diferentes como el Cuarzo, que están constituidos por átomos de Silicio y Oxígeno. En ambos casos el arreglo de los átomos se hace de una manera regular y característica de los sólidos. En el caso de un monocristal o cristal simple, el arreglo de los átomos es continuo en toda su masa, y un policristal es un arreglo de pequeños cristales llamados granos, orientados en todas direcciones como se ilustra en las siguientes figuras.

Se entiende fácilmente que en el caso del monocristal, las propiedades serán diferentes en las direcciones A y B; y por el contrario, en el policristal al ser los granos pequeños no hay ninguna dirección particular, como muestra la figura 2.1:

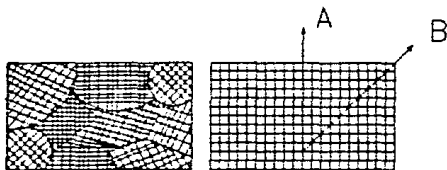


Figura 2.1 (a) Policristal (b) Monocristal

En los materiales ferroeléctricos y ferromagnéticos, los granos están divididos en dominios, que son regiones de

material completamente magnéticos, separados por fronteras, las cuales poseen un campo eléctrico elemental llamado momento de dipolo eléctrico (ferroeléctricos) o un pequeño imán (ferromagnéticos). Un material que no está magnetizado, presenta sus átomos con su respectivo campo de fuerza individual dentro de la molécula con una orientación al azar. Cuando el material se magnetiza, los dominios magnéticos se alinean, es decir, las moléculas giran junto con el campo magnético, manteniendo sus polos Norte (N) y Sur (S) orientados. Observese la figura 2.2:

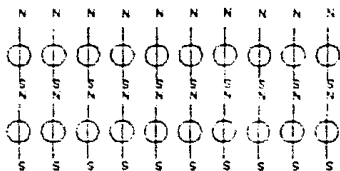


Figura 2.2 Orientación de dominios magnéticos.

Nos referiremos ahora a los tipos de cristales pero nos abocaremos a uno de los de principal uso, el Cuarzo.

En el pasado, los cristales de cuarzo se han empleado casi exclusivamente para producir ultrasonidos en sólidos y líquidos. Todavía se emplean ampliamente para transmitir y recibir a bajas potencias, pero los intentos por poder utilizarlos para grandes potencias no han resultado del todo satisfactorios, esto debido a las dificultades de diseño de los soportes, tomando en consideración los altos voltajes necesarios.

El cristal de cuarzo tiene la propiedad de aumentar de volumen y transmitir una onda ultrasónica cuando se aplica sobre él una tensión eléctrica, y también puede producir una señal eléctrica cuando se le hace vibrar mecánicamente.

Haciendo un poco de historia, el dispositivo no se empleó durante la guerra de 1914 a 1918 en absoluto, ya que su desarrollo no fué concluido. Sin embargo, desde entonces, el cuarzo y los demás cristales han llegado a ser la base de muchos medios de detección y señalización subacuáticos, de sistemas de escucha y de dispositivos de sondeo de profundidad.

Ahora bien, además del cuarzo, la Sal de Rochelle es uno de los principales materiales empleados en la generación de ultrasonidos, especialmente en el margen de bajas frecuencias y para su uso en líquidos, como en la señalización de submarinos.

Durante la Segunda Guerra Mundial, se desarrollaron algunos otros cristales artificiales, principalmente para el trabajo en submarinos. Más recientemente, el Titanato de Bario y el Sulfato de Litio se han convertido en agentes de uso común en las aplicaciones industriales.

Desde cualquier punto de vista, duración, economía, facilidad de fabricación y simplicidad, el cristal de cuarzo es uno de los más apreciados de las unidades generadoras que se pueden escoger para el trabajo ultrasonico.

El cristal con corte en X es el más usado comúnmente, ya que genera ondas longitudinales o L. Para la producción de ondas de cizalladura se usan los cristales con corte en Y, pero este tipo de movimiento ondulatorio no se desplaza a través de líquidos o gases, en los que no hay elasticidad transversal. Además, para su empleo con sólidos cortados en Y, deberán acoplarse al trabajo mediante medios especiales. Por esta razón, los cristales con corte en Y no se aplican grandemente. La figura 2.3 nos muestra un cristal de cuarzo con sus ejes cristalográficos:

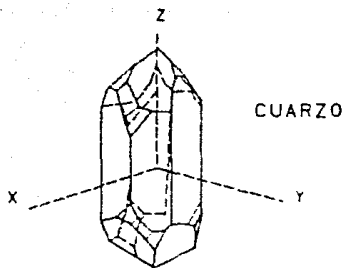


Figura 2.3 Ejes cristalográficos del cuarzo.

Osciladores Cristalinos

Las ondas sónicas o sonoras se generan o reciben mediante un aparato denominado transductor, éste aparato convierte una forma de energía en otra. Por consiguiente, los transductores acústicos se utilizan para transformar la energía acústica en otras formas de energía, tales como la energía eléctrica, la mecánica y la térmica, o a la inversa, este tipo de energías en la acústica. Ahora bien, un transductor reversible es aquel que puede realizar la conversión de la energía en ambas direcciones.

Los Osciladores Cristalinos utilizan el efecto piezoeléctrico, que es reversible. Para la generación de ondas ultrasónicas se utilizan dos tipos de cristal, uno que utiliza el efecto piezoeléctrico y otro que utiliza el efecto electrostrictivo y que describiremos a continuación.

- El efecto piezoeléctrico. La forma en que en ciertos cristales aparece una carga eléctrica cuando se aplica una tensión o una presión mecánica fue descubierto en 1880 por los hermanos Curie. Este fenómeno se llamó más tarde efecto

piezoeléctrico. Los experimentos mostraron que había una proporción directa entre la presión mecánica y la carga resultante. Además el signo de la carga cambiaba cuando la presión pasaba a ser tensión, y viceversa. El efecto está presente en varios tipos de cristales, pero es más útil en el cuarzo y en la Sal de Rochelle.

Explicaremos un poco más este efecto. La piezoelectricidad o también conocido como efecto piezoeléctrico es un fenómeno reversible como ya se indicó anteriormente, en donde a un cristal, cuando se le aplica una presión mecánica, se producen o generan cargas eléctricas sobre sus caras (efecto piezoeléctrico directo) y cuando una corriente se aplica a un cristal, este comenzará a vibrar (efecto piezoeléctrico invertido o inverso). Lippmann predijo este efecto inverso en el año de 1881.

El eje polar de un cristal de cuarzo es la dirección en que se aparece la máxima carga. Por este motivo, es llamado también eje piezoeléctrico. Este eje puede ser identificado girando el cristal. Cuando la rotación se realiza respecto a un eje perpendicular al eje polar, el cristal no será simétrico.

Cuando un cristal se corta en la dirección X o Y, tiene la característica de que la presión sobre el eje X produce una carga sobre las superficies del cristal perpendiculares a ese eje. Esto se conoce como efecto directo longitudinal. El efecto directo Transversal producirá las mismas cargas que la que produciría la presión sobre el eje X, pero resultará como consecuencia de la tensión en el eje Y. Cuando la tensión se pasa a presión y viceversa, el signo del efecto varía, pero no hay ningún otro cambio eléctrico. Por lo tanto, si se aplica una carga alterna de alta frecuencia al cristal, y si el cristal está diseñado apropiadamente para oscilar a esa frecuencia, este seguirá al campo aplicado, de tal forma que las caras del cristal cada una respecto a la otra, y si una

cara ejerce presión sobre la superficie de un medio se producirán ondas ultrasónicas, entrarán en el medio y, entonces, se propagarán a través del mismo (por supuesto si el medio es capaz de soportar la propagación del ultrasonido).

- El efecto Electro-estrictivo. Este tipo de efecto se produce en todos los dieléctricos y constituye un fenómeno análogo a la magnetostricción, fenómeno que después analizaremos. Para la mayor parte de los materiales es despreciable, pero en algunos dieléctricos, denominados ferroeléctricos, este efecto es muy común. Este tipo de efecto consiste en que el material al estado libre presenta sus dominios orientados al azar; entendiéndose por dominios, regiones de material completamente magnetizados, separados por fronteras, las cuales poseen un campo eléctrico elemental llamado momento de dipolo eléctrico (ferroeléctricos) o un pequeño imán (ferromagnéticos). Al aplicar un campo eléctrico, los dominios se reacomoda en el sentido del campo, orientándose la deformación del cristal.

Para poder aplicar este fenómeno a la producción de ultrasonidos, es necesario obtener un material que posea las propiedades análogas a las piezoeléctricas, pero para poder llegar a ello se utiliza el procedimiento siguiente:

Se somete a temperaturas altas un material cerámico (130°C para el Titanato de Bario), mientras que al mismo tiempo se aplica entre las caras del material cerámico un campo eléctrico intenso, considerando con esto la orientación de numerosos dominios en el sentido del campo. El material se enfría lentamente manteniendo constante el campo eléctrico, con esto se logra fijar los numerosos dominios según una orientación preferente por lo tanto, el Titanato de Bario es llamado polarizado. Las propiedades del Titanato de Bario polarizado son completamente análogas a las de un material piezoeléctrico y puede ser utilizado directamente en la producción de

ultrasonidos en las mismas condiciones.

Los materiales cerámicos son de gran interés para los cristales naturales debido a que su fabricación aparta cualquier problema de corte. Su elaboración principia a partir de polvos que son moldeados a temperaturas altas bajo presión (sintetización) y pueden tomar todas las formas y dimensiones deseables, por ejemplo, tubos, discos, cilindros, placas, etc.

El efecto de la temperatura es diferente del observado para la piezoelectricidad natural, debido a que la elevación de temperatura por encima del punto de Curie destruye la polarización del material y la temperatura ambiente no restituye mas que las propiedades electrostrictivas del cristal.

Un transductor ferroelectrico polarizado tiende a presentar el mismo efecto que un transductor piezoeléctrico y, por este motivo, se clasifica generalmente entre los "piezoelectricos". Pero por el momento, el Titanato de Bario, el Metabionato de Plomo y la mezcla de Titanato y Circonato de Plomo son las sustancias más propiamente empleadas en aplicaciones electrostrictivas.

Propiedades de los Cristales Piezoeléctricos.

El efecto piezoelectrico se presenta en un gran numero de cristales pero debido a sus características físicas o químicas inadecuadas, solamente un pequeño numero son de utilidad práctica para la propagación de ondas ultrasonicas. Vigoureux y Booth consideraron necesarios los siguientes requisitos para que un material se pueda emplear como transductor ultrasonico.

- 1.- Debe poseer características piezoelectricas satisfactorias para los modos de vibración requeridos.

- 2.- Debe ser completamente homogéneo.
- 3.- También debe ser apto para modelarse en la forma y tamaño deseados.
- 4.- Las variaciones de sus propiedades con la temperatura deben ser pequeñas.
- 5.- Debe ser estable, tanto física como químicamente.
- 6.- Debe conservar sus propiedades piezoeléctricas en todo el intervalo de temperatura en el que se va a utilizar.

Además, de los requisitos anteriores, es deseable, con objeto de lograr la máxima eficiencia, que el transductor sea apto para acoplarse satisfactoriamente con el circuito eléctrico y con el medio de propagación.

Dentro de la gama de materiales piezoeléctricos más importantes utilizados en transductores ultrasónicos tenemos: el cuarzo, cerámicas polarizadas y sulfato de litio.

Estableceremos las ventajas y limitaciones de estos materiales piezoeléctricos, en base a sus propiedades más importantes.

-CUARZO

El cuarzo posee todas o casi todas las propiedades deseables de un transductor, especialmente para la medida de constantes de propagación a frecuencias de megaciclos, el cuarzo se obtiene a partir de cristales naturales, es transparente y además muy duro.

Las ventajas del cuarzo son:

- Es insoluble en muchos líquidos

- Posee alta dureza
- Presenta estabilidad térmica, mecánica y eléctrica
- Ofrece resistencia al envejecimiento
- Trabaja a temperaturas de hasta 550-576°C, pero arriba de ésta temperatura pierde sus propiedades piezoeléctricas (temperatura de Curie).

Sus limitaciones son:

- Se producen vibraciones en forma longitudinal y de corte, provocando con esto interferencias en el tubo de rayos catódicos.
- Es mal emisor (módulo piezoeléctrico fijo).
- Requiere de altos voltajes para generar bajas frecuencias.

-CERAMICAS POLARIZADAS

Estas cerámicas se obtienen por sintetización y se polarizan durante su proceso de fabricación. Son de color blanco amarillento y poseen menor dureza y resistencia al desgaste que el cuarzo.

Las ventajas de las cerámicas son:

- Pueden ser amortiguadas y controlar las pulsaciones fácilmente.
- Son buenos transmisores
- Tienen una temperatura crítica de Curie, aproximadamente de 300°C.

Sus desventajas son:

- Este tipo de cerámicas son muy quebradizas.
- Además tienden a envejecer

Existen tres tipos de cerámicas polarizadas que son:

1. - Titanato de Bario.

- La mayoría de los cristales de Titanato se usan en modalidad de espesor y, por consiguiente, la frecuencia es una función del espesor. Su empleo está restringido a frecuencias por debajo de 15 MHz debido a su resistencia mecánica baja y a su frecuencia característica baja.
- Su temperatura característica varía grandemente con su composición particular y, como hay cientos de composiciones que se usan, es difícil decir, a partir de una muestra, cuál será su coeficiente de temperatura. Sin embargo, su temperatura crítica (Curie) se considera entre 115°C y 150°C (grados centígrados).
- Posee un módulo piezoeléctrico elevado (buen emisor).

2. - Metafonato de Plomo.

- Posee un módulo piezoeléctrico elevado, lo que le asigna como un buen emisor.
- Tiene un mejor material para generar impulsos cortos. (Coeficiente de amortiguación interno elevado).
- Su empleo se encuentra limitado a frecuencias altas, debido a que su frecuencia característica fundamental es la más baja, así como su resistencia mecánica.
- Posee estabilidad térmica, similar a la del cuarzo.
- Su temperatura crítica (Curie) es de 550°C.

3. - Zirconato Titanato de Plomo.

- Este material es el más difícil de amortiguar.
- Es mejor transmisor que los cristales anteriormente mencionados.
- Se utiliza donde hay problemas de penetración.

-SULFATO DE LITIO

El sulfato de litio está empezando a ser usado para los aparatos ultrasonicos. Una pieza del orden de megahertz es de un espesor aproximado de 2.7 mm, siendo para 2.25 MHz aproximadamente de 1.1 mm, y para 5 MHz de 0.5mm. Este material se obtiene por cristalización y se debe proteger de la humedad.

Sus ventajas son:

- Módulo piezoeléctrico medio y constante de presión piezoeléctrica elevada, con lo que le convierte en el mejor receptor.
- Proporciona una amortiguación acústica óptima, mejorando el poder de resolución.
- No envejece
- Tiene mayor rendimiento en amplitud que el cuarzo, dando una ganancia mucho mayor.
- Su impedancia acústica es más baja que la del cuarzo, consiguiendo mucho mejor acoplamiento que éste.

Sus limitaciones son:

- Es sensible a temperaturas elevadas, debido a que pierde su estructura de cristalización a 75°C.
- Es difícil de fabricar por la humedad del medio.
- Una de las mayores desventajas es que es soluble al agua y por ello, deberá hacersele funcionar con un soporte que lo proteja completamente.

-Osciladores Magnetostrictivos

El efecto magnetostrictivo habitualmente se atribuye a Joule en 1847. Sin embargo el efecto que lleva su nombre, aunque es uno de los más famosos y también uno de los que más aplicaciones ha tenido, está lejos de solo ser el efecto magnetostrictivo. El efecto inverso fue descubierto por

Villardi en 1858. La descripción más general de la magnetoestricción se puede hacer como sigue. Cuando un material está en un estado magnético particular, aparentemente sólo una combinación de características físicas y químicas puede existir dentro de él. De una manera similar, una vez que las características físicas o químicas particulares de un material han sido determinadas, el estado magnético también ha sido definido. Este efecto aparece con más intensidad en los materiales ferromagnéticos, hierro, níquel, cobalto y sus aleaciones.

El efecto de magnetoestricción, ha sido intensamente estudiado e investigado por Pierre y sus alumnos. Ellos fueron los primeros en concebir la idea de usarlo para controlar y mantener oscilaciones en una barra de metal, y de esta forma se usa como dispositivo para controlar la frecuencia de los osciladores electrónicos, como filtro, como patrón de tiempo y como dispositivo para la producción de vibraciones ultrasónicas en distintos medios. Este efecto se puede aplicar a muchos usos, tal como el efecto piezoelectrico. Es muy importante el empleo de la magnetoestricción como base de los sistemas ultrasónicos de señalización especialmente en las frecuencias más bajas y en aplicaciones tales como la señalización de submarinos donde se necesitan grandes cantidades de energía. En estos sistemas, se puede usar una varilla de magnetoestricción en un oscilador, y constituye el transductor de emisión, mientras que otra varilla se coloca en receptor e indicador que actúa para transformar las señales ultrasónicas en señales eléctricas. Las varillas se han empleado como transductores en todos los tipos de equipos ultrasónicos, así como en dispositivos de control de frecuencias y en filtros. Como emisor, la varilla de magnetoestricción también tiene menos rendimientos que el cristal, pero tiene la gran ventaja de que se le puede aplicar casi cualquier potencia. Se ha dicho que la barra de magnetoestricción puede realizar la misma función que un cristal para estabilizar la frecuencia de un oscilador, y

en tal caso mantiene la frecuencia con una constancia que se puede comparar favorablemente con el cristal. La acción se basa en el hecho de que la bobina y la varilla actúan como una inductancia variable que fluctúa de tal manera, que se opone a cualquier cambio en la frecuencia del oscilador y, además, varía muy bruscamente para solamente una pequeña variación de la frecuencia. El margen de tensión eléctrica, etc. sobre él, tal unidad resulta adecuada, es amplio y también puede ser favorablemente comparado con el del cristal.

Profundicemos más ha cerca del oscilador magnetoestrictivo. Si se magnetiza una varilla y se enrolla una bobina alrededor de ella y la varilla se alarga o se acorta por compresión o por tensión, se inducirá en la bobina una tensión eléctrica. Cuando se permite a la varilla volver a su posición original, se inducirá otra tensión, pero de polaridad opuesta. Si entonces se hace vibrar la varilla continuamente a la frecuencia de alguna corriente alterna, es evidente que en la bobina se inducirá una tensión de la misma frecuencia, y la magnitud de esta será proporcional a la amplitud de las vibraciones. Esto describe la acción de un receptor de magnetoestricción cuando es accionado por las ondas sónicas. A una frecuencia particular, la varilla resonará y, por consiguiente, se inducirá una tensión eléctrica máxima. Sin embargo la sintonía puede ser bastante ancha y el receptor responderá a un amplio margen de frecuencias.

De una manera análoga tendrá lugar el efecto inverso, es decir, se podrá aplicar una tensión eléctrica a la bobina de hilo, y entonces la varilla vibrará a la frecuencia de la tensión aplicada y con una amplitud aproximadamente proporcional a la tensión. Si se hace esto, las ondas ultrasónicas serán radiadas desde los extremos de la varilla. A la frecuencia de resonancia, el efecto será mayor y, por consiguiente, se producirán ondas de la misma amplitud.

Si tuviéramos totalmente desmagnetizada a la varilla, ésta se acortaría cada vez más cada vez que se estableciese un flujo independientemente de la dirección del flujo. Debido a esto la varilla vibrará al doble de la frecuencia de la tensión excitadora de corriente alterna, como se muestra en la siguiente figura 2.4:

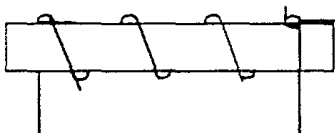


Figura 2.4 Varilla de Magnetización

Tipos de Transductores

La construcción de transductores se realiza de una forma limitada tanto en tamaños como en formas, desde extremadamente pequeños, hasta 6 pulgadas de largo, como los transductores tipo brocha.

La capacidad de un transductor así como del sistema de inspección es descrita por dos términos: sensibilidad y resolución.

-Sensibilidad

Es la habilidad de un transductor para detectar ecos procedentes de pequeñas discontinuidades. Los transductores del mismo tamaño, frecuencia y material piezoeléctrico no siempre producen señales idénticas en el tubo de rayos catódicos (TRC), esto es debido a que los transductores poseen una sensibilidad precisa que es característica única de un transductor específico. La sensibilidad de un transductor se determina por su capacidad de detectar un agujero de fondo plano, de dimensiones dadas, a una profundidad en un bloque de referencia standard. La

sensibilidad del transductor es más alta entre mayor eficiencia tenga para convertir la energía eléctrica en energía ultrasónica.

-Resolución

Es la habilidad de un transductor para detectar a la vez discontinuidades que se encuentran muy cerca entre sí a cierta distancia del transductor, por ejemplo, el eco procedente de la superficie frontal y el eco procedente de una pequeña discontinuidad que se encuentra cerca de la superficie. La resolución puede dividirse en dos tipos: Resolución en Superficie Cercana y Resolución en Superficie de Pared Posterior.

El poder de resolución en superficie cercana es la capacidad de poder detectar discontinuidades cercanas a la superficie en la que se hace contacto con el transductor. Esta resolución es dependiente del tiempo muerto en la respuesta del transductor y que se origina cuando el cristal generador está aún oscilando y el amplificador está saturado por el impulso de excitación; debido a estos dos fenómenos el equipo no puede detectar señales que hayan sido reflejadas en este tiempo.

Para poder verificar o comprobar la capacidad de un transductor en la resolución de superficie cercana echaremos mano de un bloque patrón con agujeros a diferentes profundidades a partir de la superficie de contacto.

La resolución de un transductor en la superficie de pared posterior es la habilidad de un transductor, de poder proporcionar indicaciones separadas de discontinuidades que tienen una profundidad en o muy cerca a la superficie de pared posterior. Este tipo de resolución depende del ancho del pulso y de la frecuencia.

La resolución de un transductor de pared posterior se puede verificar o comprobar empleando el bloque de referencia del tipo 11W como se muestra a continuación en la figura 2.5:

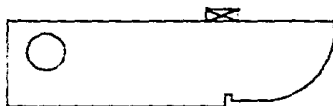


Figura 2.5 Verificación del poder de resolución de un transductor longitudinal.

Todos los transductores tienen las mismas características en su construcción, con excepción del transductor dual o de doble elemento.

Las partes que componen un transductor en su concepción más sencilla son los siguientes. Figura 2.6:

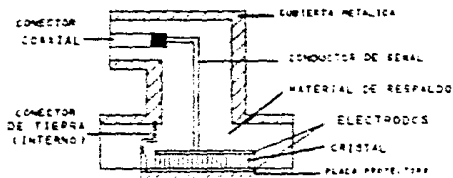


Figura 2.6 Partes componentes de un Transductor.

La cubierta metálica, es la unidad donde está alojado el sistema del transductor, generalmente construido de acero inoxidable y que proporciona la resistencia mecánica necesaria.

El cristal consiste de una pequeña placa de un material con propiedades piezoeléctricas y puede ser de cuarzo, sulfato de litio o cerámica polarizada como ya se ha mencionado y es el elemento principal del transductor.

Los electrodos están constituidos de placas conductoras de la corriente eléctrica que se hacen pasar a través del cristal, estas placas son generalmente de oro o plata. Pueden ser depositados sobre las caras del cristal por condensación de los vapores de oro y plata, sobre cristales de cuarzo y en cristales de cerámicas polarizadas, los electrodos son depositados por condensación de un vapor o bien por medio de una película de pintura conductora; en los cristales de sulfato de litio, los electrodos son difíciles de colocar por los métodos anteriores, por lo que generalmente son fabricados de placas metálicas y adheridos posteriormente al cristal. Al aplicarse una corriente eléctrica a los electrodos, éstos provocan la excitación del cristal, para que este lleve a cabo su función.

La placa protectora es un elemento de protección con gran resistencia al desgaste, su presencia en el transductor depende de si el cristal está directamente en contacto con la superficie de prueba, por ejemplo, el cuarzo que es muy resistente o si se trata de otros cristales como el titanato de bario (frágiles), el sulfato de litio (que es soluble al agua), en estos cristales se utiliza la placa de protección.

El material de respaldo es un amortiguador sónico y mecánico que se adhiere firmemente al cristal por la cara opuesta a la cara de contacto y tiene dos funciones que son:

- 1.- Amortiguar las vibraciones por inercia del cristal evitando que vibre libremente al ser excitado.
- 2.- Absorber las vibraciones radiadas en el sentido opuesto

al deseado. Esto se puede lograr con materiales que tengan una alta impedancia acústica y alto coeficiente de atenuación.

Lo antes mencionado es importante debido a que si no se eliminan las vibraciones por inercia y las generadas en sentido opuesto, la zona muerta del transductor se incrementa y la señal inicial presentaría perturbaciones que reducirían la resolución y sensibilidad del transductor.

El grado de amortiguamiento de un transductor crea una determinada clasificación, es decir, si es un transductor de banda ancha o un transductor de banda angosta.

Los transductores de banda ancha con amortiguamiento grande operan sobre un amplio rango de frecuencias y por lo tanto, responden a frecuencias que van por debajo de su valores normales, esto los hace útiles para la inspección de materiales que tienen gran absorción acústica o efectos dispersantes (difusores). Estos transductores de banda ancha altamente amortiguados, exhiben características de gran impulso amortiguado que son esenciales para la calibración de espesores sin errores y para la detección de fallas en alta resolución. Son generalmente usados para calibrar espesores en alta resolución de materiales delgados, cuando se utilizan las técnicas de prueba de contacto o de línea de retardo.

Las características principales del transductor de banda ancha se concretan a continuación:

- Reducción del campo muerto
- Pulsos acústicos de corta duración, de uno o dos ciclos de duración.
- Menor sensibilidad
- Menor poder de penetración, mayor atenuación.
- Elevado poder de resolución que permite realizar

mediciones de tiempo de recorrido sumamente exactos.

Los transductores de banda ancha moderadamente amortiguados permiten máxima penetración en el material y sensibilidad. Son recomendables en la mayoría de las aplicaciones de fallas, y son ideales cuando se conocen las especificaciones de la frecuencia requerida. Si el amortiguamiento es bajo el pulso es largo y en consecuencia su espectro de frecuencias es de banda estrecha, estando situado cerca de la frecuencia de resonancia del cristal piezoeléctrico; tiene de dos a cinco ciclos de vibración. Sus características principales son:

- Mayor sensibilidad.
- Ensanchamiento del campo muerto.
- Mayor poder de penetración, menor atenuación.

Al aumentar el amortiguamiento, se reduce la sensibilidad del transductor y se incrementa su poder de resolución al tenerse pulsos de corta duración.

-Clasificación de Transductores

Los transductores constituyen una de las unidades básicas del equipo ultrasonico, ya que del transductor dependen las características y cualidades del haz ultrasonico que se propagará en el material. Se dispone de una diversidad de transductores que han sido diseñados para el gran número de técnicas de inspección existentes actualmente. Los transductores se pueden clasificar en dos grandes grupos: Transductores de Contacto y Transductores de Inmersión.

-Transductores de Contacto

Este tipo de transductores se aplican directamente a la superficie de la muestra, es necesario aplicar cierta presión y emplear un medio de acoplamiento, excepto en el caso de

frecuencias muy bajas empleadas en el ensayo de ciertos materiales.

Los transductores de contacto se clasifican a su vez, dependiendo de la dirección de propagación de haz con relación a la superficie de la muestra, en transductores de incidencia normal o también llamados de haz recto y en transductores angulares.

--Transductores de Incidencia Normal. Este tipo de transductores se emplea en los equipos que operan por los métodos de pulso-eco, de transparencia y resonancia y se aplican a problemas de defectología y metrología.

Dependiendo del número de cristales piezoeléctricos que llevan incorporados, se consideran los siguientes tipos de transductores:

1. - Transductores de un sólo cristal, emisor y receptor.
2. - Transductor de doble cristal, un emisor y un receptor.
3. - Transductor de cristales múltiples o de brocha.
4. - Transductor para altas temperaturas.

A continuación se describirán algunos ejemplos de uso más común para la inspección de los materiales, haciendo mayor énfasis en el transductor de doble cristal debido a que por sus características fue el transductor que utilizamos en el desarrollo de la tesis, resultando el más versátil y confiable para la inspección de espesores de materiales.

--Transductor de Doble Cristal

El transductor de doble cristal o duplex, está

constituido por dos cristales perfectamente aislados eléctrica y acústicamente por medio de una lámina de corcho o policloruro de vinilo. Uno de los cristales actúa como emisor y el otro como receptor, ambos se montan con una cierta inclinación sobre una columna de plástico la cuál produce un efecto focalizador de tal forma que concentra el haz ultrasónico para poder conseguir la máxima sensibilidad en las proximidades de la superficie. La figura 2.7 muestra como está constituido el cristal duplex:

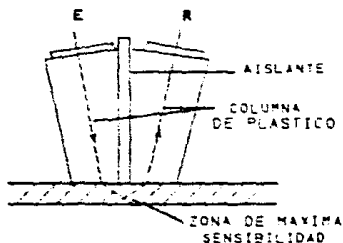


Figura 2.7 Cristal Duplex.

Este tipo de transductores poseen un alto poder de resolución y por lo tanto se utiliza para medición de espesores, detectar fallas y corrosión de materiales, especialmente en donde en la superficie cercana de contacto está la resolución deseada.

Para el transductor de doble cristal, su diferencia entre la señal útil y el nivel de interferencia, dentro de su campo de trabajo, es mejor que para el caso de los transductores con cristales individuales, los cuales se diseñan para rangos de frecuencias de entre 0.5 a 15 MHz.

Pueden contar con un diámetro de cristal desde 0.250 hasta 1.125 pulgadas. Para este tipo de transductores los cuales cuentan con diámetros pequeños pueden utilizarse para pruebas de materiales que contengan leves curvaturas.

Los transductores de doble cristal se diseñan de banda ancha y de banda angosta con rangos de frecuencias que van de 2.25 a 5 MHz y una tolerancia del 1%. Estos transductores cuentan con un diámetro de cristal de 0.250 y 0.500 pulgadas, y con una altura de 0.625 y 2.500 pulgadas. A continuación se muestra el transductor de doble cristal como se puede encontrar en la industria en la siguiente figura 2.8:

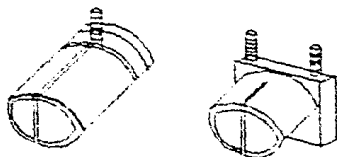


Figura 2.8 Transductores de doble cristal.

--Transductor de Haz Angular

Este tipo de transductores son usados para localizar discontinuidades orientadas perpendicularmente a la superficie de prueba y principalmente para la inspección de soldadura. También son usados para pruebas en láminas, placas, tubos y otras partes donde el contacto directo sobre la falla es difícil de lograr. Los transductores angulares pueden detectar fallas que no reflejan señales significativas durante las pruebas con haz recto.

Los transductores de haz angular se diseñan típicamente de banda angosta con un rango de frecuencia que va desde 0.5 hasta 10 MHz.

Estos transductores se diseñan en miniatura y con zapatas angulares removibles, provistas de algunas características de funcionamiento. Este tamaño permite que el transductor sea usado en áreas de acceso limitado. Las zapatas se diseñan para ángulos efectivos de 30°, 45°, 60°, y 90° en acero, también existen zapatas de materiales que resisten altas temperaturas hasta de 800°F (427°C) y generalmente se diseñan de plástico o lucita (plexiglass). La forma en que podemos encontrar este tipo de transductores se muestra en la siguiente figura 2.9:



Figura 2.9 Tipo de transductores angulares.

--Transductores de Inmersión

Los transductores de inmersión se utilizan para la medición de espesores y detección de fallas en objetos de forma irregular mientras que, se encuentran sumergidos en un líquido. Los transductores de inmersión tienen la capacidad de introducir ondas de sonido a cualquier ángulo deseado, estos transductores proveen de tremendas pruebas de flexibilidad para pruebas continuas en línea de conductores, tubos y barras regulares a altas velocidades de exploración. También pueden ser usados como rotadores mecánicos a altas velocidades y en sistemas manipulando material.

Los transductores de inmersión se diseñan desde 1 hasta 15MHz. Pueden ser de banda ancha o angosta. Este tipo de transductores están provistos de una gran variedad de lentes contorneados que sirven para el enfoque del haz ultrasónico

a una distancia determinada.

Estos transductores de inmersión pueden ser planos y cóncavos como muestra la figura 2.10:

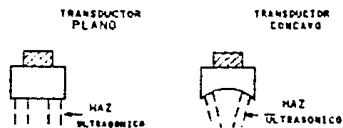


Figura 2.10 Transductores de Inmersión.

--Transductores de Cristal Múltiple o de Brocha.

Este tipo de transductor, comúnmente llamado transductor de brocha, es especial, está compuesto de un mosaico de tres o más cristales pequeños, estos cristales están igualados cuidadosamente de manera que la intensidad del haz varíe muy poco a través de la longitud total del transductor. Los transductores de brocha proporcionan un haz largo, angosto y rectangular, este haz es apropiado para explorar grandes superficies, siendo el objetivo principal del transductor, el describir rápidamente las discontinuidades de la pieza bajo prueba. Este se muestra en la siguiente figura 2.11:



Figura 2.11 Transductor del tipo Brocha.

CAPITULO 3

Descripción del comportamiento de algunos elementos que integran el circuito Transmisor:

-Energía en autoinductores y en campos magnéticos (bobinas).

Si la corriente que pasa por una autoinducción se incrementa, se debe efectuar trabajo contra la fuerza electromotriz \mathcal{E} inducida por el cambio de la corriente. En el caso de una autoinducción, el trabajo se almacena como energía potencial, esta se almacena en forma de campo magnético. Algo semejante sucede cuando se carga un condensador y se almacena energía potencial en forma de campo eléctrico.

Supongase que la corriente que fluye a través de un inductor que tiene una autoinductancia L se cambia en una cantidad infinitesimal di durante un intervalo de tiempo infinitesimal dt . Entonces la f.e.m. inducida está dada por:

$$V = -L di/dt$$

Si di/dt es positiva, V "se opone" al paso de la corriente $i = dq/dt$. Para que circule esta corriente por el inductor en contra de la f.e.m. inducida V , se debe aplicar un voltaje externo $V_{ext} = -V$ y de acuerdo con la ecuación anterior, por lo tanto:

$$V_{ext} = L di/dt$$

Cuando una carga infinitesimal dq pasa a través de la autoinducción, el voltaje externo V_{ext} realiza un trabajo dw , dado por la ecuación:

$$dw = V_{ext} dq = L di/dt dq$$

Según la definición de corriente eléctrica, $i = dq/dt$, tenemos que $dq = i dt$, sustituyendo el valor de dq en esta ecuación, se tiene:

$$dw = L di/dt i dt = L i di$$

Supongamos ahora que en el instante t_1 no circula ninguna corriente por el inductor. Si se aplica un voltaje externo la corriente se incrementa de tal forma que en el instante t_f tendrá el valor final i_f . El trabajo total realizado por V_{ext} en contra de la fuerza contraelectromotriz V es:

$$w = \int_{w_1}^{w_f} dw = \int_0^{i_f} L i \, di = L i_f^2 / 2$$

Este trabajo no se realiza en contra de una fuerza disipativa, sino que se invierte en un almacenamiento de energía potencial en forma de campo magnético.

-El TBJ.

El transistor bipolar de juntura es el dispositivo electrónico más ampliamente usado como interruptor, debido a que puede trabajar en corte o en saturación, siendo la configuración emisor común la que más se ajusta a este modo de operación. La ventaja de utilizar este tipo de interruptores, es que por medio de sus terminales de entrada se controla el voltaje o la corriente de salida.

Se distinguen 2 partes principales en el TBJ como interruptor:

- 1.- La unión base-emisor, que son las terminales controladoras.
- 2.- La terminal del colector, que es la parte controlada.

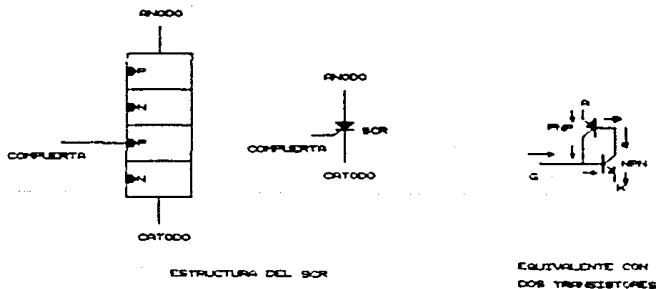
El conmutador perfecto es aquel cuya resistencia CERRADO es cero, y ABIERTO es infinita y además responde en un tiempo cero a la señal de conmutación y puede funcionar sin fallo indefinidamente. El TBJ tiene baja resistencia CERRADO, unos 20 ohms de promedio, y una resistencia ABIERTO, de unos megohms. Es rápido y seguro, pero tiene una tensión "offset" (residual) debida a las uniones PN que existen entre colector y emisor.

Cuando un TBJ funciona como interruptor y acciona una carga inductiva, no se produce arco eléctrico, al momento de la desconexión.

-El SCR.

El rectificador controlado de silicio es un dispositivo PNPN con tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. Su terminal de compuerta está unida a la región P más próxima al cátodo. Puede utilizarse el equivalente de dos transistores del SCR con el objeto de explicar su operación básica cuando no se utiliza la compuerta (circuito abierto), el SCR opera en la misma forma que el diodo de 4 capas. Sin embargo, la compuerta permite cambiar el dispositivo a "encendido" (baja resistencia entre ánodo y cátodo) por un medio distinto del de incrementar el voltaje de ánodo a cátodo.

En el SCR la conmutación a "encendido" se logra suministrando corriente en la compuerta, en polarización directa de la unión E-B (J_3) del transistor NPN (la compuerta se hace positiva respecto al cátodo), como se muestra en la figura 3.1.



Esta corriente de compuerta I_g incrementa la corriente de base I_{b2} del transistor NPN. Esto a su vez provocará aumentos en I_{c2} e I_{b1} , por lo que a su vez aumentará I_{c1} , ambos transistores conducirán entonces una corriente mayor. Como resultado, los valores de sus alfas respectivas aumentarán. Para un valor dado de voltaje directo de ánodo a cátodo, la corriente de compuerta puede aumentar hasta el punto en que $\alpha_{cd1} + \alpha_{cd2}$ es igual a la unidad. En este punto, el SCR cambia a "encendido" y la resistencia entre ánodo y cátodo cae a un valor bajo.

La principal ventaja del disparo por compuerta en el SCR descansa en la alta ganancia de potencia que permite que una señal de baja potencia aplicada a la compuerta controle un gran nivel de potencia entregada a la carga. En los circuitos de control de potencia, este modo de disparo es la aplicación más empleada del SCR.

El SCR convencional se dispara al aplicar un voltaje positivo entre la terminal de compuerta y el cátodo para producir una corriente de compuerta. Así, las características de disparo del SCR pueden describirse en función de sus características eléctricas compuerta-cátodo en condiciones preestablecidas de temperatura y polarización ánodo-cátodo.

Debido a la naturaleza del proceso de fabricación, existe una amplia variedad de requisitos para el disparo por compuerta, incluso para los SCR del mismo tipo. Los valores de C.D. de voltaje y corriente de compuerta que se requieren para disparar un SCR son V_{gt} e I_{gt} , respectivamente. Los requisitos para el disparo del SCR normalmente se proporcionan en las tablas de datos del SCR.

Los valores de I_{gt} y V_{gt} que se requieren para disparar el SCR, son cualesquiera valores de CD ó impulsos con suficiente

duración. Transcurre cierto tiempo T_{enc} , para que la corriente de ánodo del SCR aumente hasta su valor final una vez que se aplica una señal de disparo a la compuerta. Por este motivo, un impulso de poca duración en la compuerta no puede cambiar el SCR a "encendido", aún cuando su amplitud sea mayor que V_{gt} . El impulso en la compuerta debe durar lo suficiente para que la corriente de ánodo del SCR llegue hasta un valor denominado corriente de retención condicionada o corriente de enganche, I_{lx} . Cuando se alcanza el nivel de la corriente de retención condicionada, el SCR cambia a "encendido" y permanece en ese estado, sin importar que el impulso de compuerta termine en el mismo instante. Por lo general se supone que el valor de I_{lx} es aproximadamente tres veces el valor de la corriente de mantenimiento; es decir, $I_{lx} = 3 I_{hx}$.

Debido a sus grandes ganancias de potencia y a su capacidad de ser disparados por un impulso de poca duración, los SCR (y dispositivos relacionados) se han convertido en dispositivos de control de potencia más ampliamente utilizados. En contraste con un transistor de potencia de silicio típico, un SCR puede suministrar 5 A de corriente a una carga cuando solo recibe un pulso de corriente de compuerta de 50 mA por unos cuantos μ seg., mientras que el transistor podría requerir hasta 250 mA de corriente de base de modo continuo para lograr el mismo resultado.

El SCR es un dispositivo de retención condicionada o de enganche que permanecerá en su estado "encendido" de baja resistencia mientras que la corriente de ánodo se sostenga por encima de la de mantenimiento. A diferencia de lo que ocurre en el caso del TBJ, en el que la eliminación de la corriente de base lleva a la corriente de colector a cero, la supresión de la corriente de compuerta del SCR no reduce su corriente de ánodo y cambia el dispositivo a "apagado". En otras palabras, la compuerta no tiene control sobre el SCR convencional, una vez que el dispositivo se ha disparado a "encendido". Existen

excepciones a este hecho entre algunos de los SCR mas pequeños de baja corriente, como es el caso del MCR 100-6 usado en este proyecto.

SCR utilizado como un interruptor de C.D.

El SCR y los dispositivos PNPN relacionados muy a menudo se utilizan en lugar de interruptores mecánicos o relevadores. Las ventajas que ofrecen los SCR incluyen menor tamaño, rapidez de conmutación, operación silenciosa, durabilidad y alta sensibilidad. Los SCR pueden soportar miles de millones de ciclos de conmutación sin desgastarse, no experimentan rebote o arqueado de contactos (como es característico en los relevadores) y soportan golpes y vibraciones.

El interruptor simple de C.D. con SCR actúa simplemente como un interruptor "encendido"- "apagado" el cual controla la corriente de C.D. a la carga.

Circuito temporizador de precisión.

(tipos SE 555, NE 555)

- Tiempo desde $\mu\text{seg.}$ hasta hrs.
- Operación Astable o Monoestable.
- Ciclo ajustable.
- Salida compatible con TTL.
- Corriente de hasta 200 mA de funcionamiento.

El 555 es un circuito monolítico de tiempo, capaz de producir retardos precisos de tiempo u oscilaciones. En retardo de tiempo o modo de operación Monoestable, el intervalo de tiempo depende solamente de una malla externa compuesta de una resistencia y un capacitor. En el modo de operación Astable, la frecuencia y ciclo impuesto pueden ser controlados con dos resistencias externas y un capacitor.

Los niveles de entrada y disparo son normalmente $2/3$ partes y $1/3$ parte, respectivamente, de Vcc. Esos niveles pueden ser

alterados para usarse de terminal de control de voltaje. Cuando la entrada de disparo (terminal 2) cambia de nivel alto a bajo de voltaje, un flip-flop es activado y la salida (terminal 3) es alta. Cuando el nivel de la entrada de umbral (terminal 6) rebasa un nivel de voltaje establecido, el flip-flop es restablecido y la salida es baja. La entrada RESET (terminal 4) se sobrepone a cualquier otra entrada y puede usarse para iniciar un nuevo ciclo de tiempo. Cuando la entrada reset es baja (cero lógico), el flip-flop es "limpiado" y su salida es baja.

Operación Monoestable.

Para operación Monoestable, el 555 puede ser conectado como se muestra en la figura 3.2.

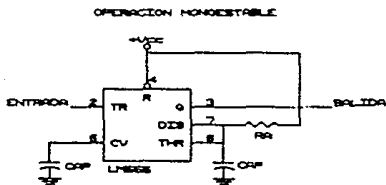


FIGURA 3.2

Si la salida es baja, la aplicación de un pulso negativo en la entrada TRIGGER (disparo) coloca el flip-flop (salida Q) en alto. El capacitor C es cargado a través de Ra hasta que el voltaje suministrado alcanza, el voltaje de umbral (THRESHOLD), terminal 6. Si la entrada de disparo retorna a un nivel alto, la salida del comparador de entrada ordena restablecer el flip-flop (Q negada en alto) su salida Q es baja y descarga el capacitor C a través de Q₁ (terminal 7).

La operación Monoestable es iniciada cuando el voltaje de disparo cambia de alto a bajo. Una vez iniciada la operación, se ordena completar la secuencia solo si la entrada TRIGGER es alta al final del intervalo de tiempo ($T = RC$). A causa del nivel de entrada y el voltaje de saturación de C_1 , la anchura del pulso de salida es aproximadamente $T_U = 1.1 R_a C$.

Los niveles de entrada y rangos de carga son ambos directamente proporcionales a el voltaje suministrado, V_{cc} . El intervalo de tiempo de salida es independiente del voltaje suministrado.

Aplicando un pulso de disparo negativo, simultaneamente en RESET y la entrada TRIGGER durante el intervalo de tiempo del pulso de salida, se ordena descargar el capacitor C y reiniciar el ciclo, comenzando en el borde positivo de el pulso de reposición (RESET). La salida es baja todo el tiempo que el pulso en RESET (terminal 4) es bajo. Cuando la entrada RESET no es usada, esta debe ser conectada a V_{cc} para prevenir disparos en falso.

Operación Astable.

La conexión de la entrada TRIGGER a la entrada UMBRAL causará su propio disparo y funcionará como un multivibrador. Desacopiando el control de voltaje de entrada (terminal 5) puede improvisarse esta operación. El capacitor C será cargado a través de R_a y R_b luego descargado solo a través de R_b . Por lo tanto, el ciclo libre puede ser controlado, por los valores de R_a y R_b .

Esta conexión astable resulta de la carga y descarga del capacitor C entre los niveles de amarre (0.67 V_{cc}) y el nivel de voltaje de disparo (aproximadamente 0.33 V_{cc}). El tiempo de carga y descarga y por lo tanto la frecuencia y el ciclo de trabajo completo son independientes del voltaje de polarización V_{cc} .

La figura 3.3 muestra las formas de onda típicas durante la operación en forma astable.

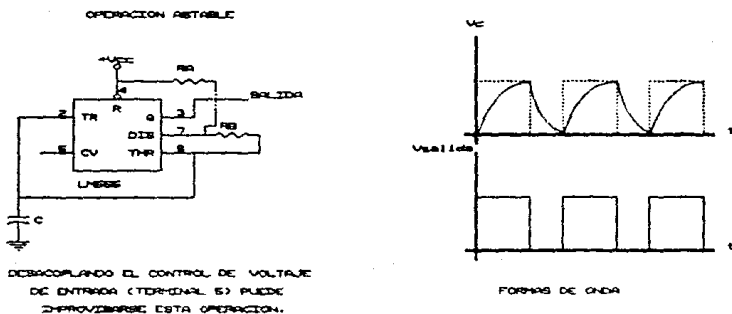


FIGURA 3.3

La duración de la salida en el nivel alto T_h y la duración de nivel bajo T_l pueden establecerse por:

$$T_h = 0.693 (R_a + R_b) C$$

$$T_l = 0.693 (R_b) C$$

Otras relaciones útiles son mostradas a continuación:

$$\text{Periodo} = T_h + T_l = 0.693 (R_a + 2 R_b) C$$

$$\text{Frecuencia} = 1.44 / (R_a + 2 R_b) C$$

$$\text{Salida dirigida ciclo libre} = T_l / (T_h + T_l) = R_b / (R_a + 2 R_b)$$

$$\begin{aligned} \text{Forma de onda de salida en ciclo libre} &= T_h/T_h + T_l \\ &= 1 - R_b/R_a + 2 R_b \end{aligned}$$

$$\text{Relación bajo-alto} = T_l/T_h = R_b/R_a + R_b$$

Circuito de reloj ó base de tiempo (operación astable).

Este circuito es la fuente de todas las señales de sincronización enviadas al circuito transmisor.

Su función es generar la señal de sincronización para la emisión de pulsos eléctricos de alta frecuencia por parte del circuito transmisor o también conocido como generador de alta frecuencia. La cadencia con que se envía el pulso eléctrico de excitación al transductor se denomina "frecuencia de repetición de pulsos" y se expresa en pulsos por segundo (p.p.s. = Hz). Interesa que la frecuencia de repetición de pulsos sea lo más alta posible, puesto que de esta forma, se superpondrán más imágenes en la unidad de tiempo. Sin embargo, una frecuencia de repetición de pulsos excesiva puede dar lugar a la aparición de indicaciones de los llamados "ecos fantasma", o sea que cuando el tiempo pastus (no emisión de pulsos) se va acortando, puede ocurrir que las indicaciones de los ecos de un pulso comiencen a aparecer cuando no se ha extinguido aún las del inmediato anterior.

Circuito integrado SN 74221, SN 74LS221.







Doble multivibrador monoestable con entradas Schmitt-Trigger SN 74LS221, potencia de disipación típica: 23 mW
Duración máxima del pulso de salida: 70 seg.

Los '221 y 'LS221 son 2 multivibradores con características virtualmente idénticas a las de los '121. A cada multivibrador lo caracteriza una entrada de disparo por transición negativa y una entrada de disparo por transición positiva, cualesquiera de las cuales puede ser usada como una entrada inhibidora.

El pulso de disparo ocurre en un nivel particular de voltaje y no es directamente relativo a el tiempo de transición del pulso de entrada. El circuito de entrada Schmitt-Trigger, permite disparos de libre oscilación desde porcentajes de transición tan lentos como 1 volt/seg., proporcionando un circuito con excelente inmunidad al ruido de típicamente 1.2 volts. Una alta inmunidad al ruido de Vcc de típicamente 1.5 volts es proporcionada por un circuito de arranque interno.

Una vez encendido, las salidas son independientes de transiciones adicionales de las entradas A y B y son una función de los componentes de la constante de tiempo. O los pulsos de salida pueden ser determinados invalidándolos con CLEAR. Los pulsos de entrada pueden ser de cualquier duración relativa a los pulsos de salida. La duración de los pulsos de salida puede ser variada desde 35 nseg. hasta un máximo de 70 seg. dependiendo de una apropiada selección de los componentes externos. Con $R_{ext} = 2 \text{ K ohms}$ y $C_{ext} = 0$, se tiene un pulso de salida de aproximadamente 30 nseg., el cual puede ser usado como señal de RESET. Los tiempos de subida y bajada de la salida son compatibles con TTL e independientes de la duración del pulso. Las secuencias típicas de disparo y borrado son ilustradas como parte del cambio de las formas de onda características.

TABLA DE FUNCIONAMIENTO

ENTRADAS		SALIDAS	
CLEAR	A B	Q	\bar{Q}
L	x x	L	A
x	H x	L	H
x	x L	L	H
H	L ↑		
H	↓ H		
↑	L H		

La estabilidad del ancho de pulso es realizada a través de

compensación interna y es virtualmente independiente de V_{cc} y la temperatura. En muchas aplicaciones, la estabilidad del pulso deberá ser limitada solo por la seguridad de los componentes de la constante de tiempo, externos.

La operación de libre oscilación es mantenida sobre rangos totales de temperatura y V_{cc} para una capacitancia adecuada por mas de 6 decadas (10 pF hasta 10 μ F) y mas de una decada para la resistencia (2 K ohms hasta 30 K ohms para el SN 54221, 2 K ohms hasta 40 K ohms para el SN 74221, 2 K ohms hasta 70 K ohms para el SN 54LS221, y 2 K ohms hasta 100 K ohms para el SN 74LS221). Para todo ese rango, el ancho de pulso es definido por la relación:

$$T_w(\text{out}) = C_{\text{ext}} R_{\text{ext}} \ln 2 = 0.7 C_{\text{ext}} R_{\text{ext}}$$

En circuitos donde la caída de pulso no es crítica, la capacitancia adecuada esta sobre 1000 μ F y la resistencia tan baja como 1.4 K ohms, valores que pueden ser usados.

La variación en el ancho de pulso de salida de un dispositivo a otro, es típicamente menor de $\pm 0.5\%$ para iguales componentes de tiempo externos dados.

La conexión de los componentes externos para la constante de tiempo se muestra en la figura 3.4.

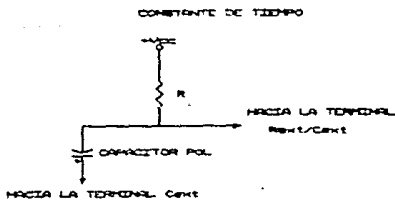


FIGURA 3.4

CIRCUITO TRANSMISOR.

El circuito transmisor también conocido con el nombre de "generador de alta frecuencia" es la fuente de pulsos eléctricos muy breves (del orden de 3 $\mu\text{seg.}$) con una diferencia de potencial de aproximadamente 110 Vc.d. y una frecuencia de repetición comprendida entre 1 000 pulsos por segundo ($f = 1 \text{ KHz}$) que son generados al recibir la señal de sincronización producida por el circuito de reloj.

Los pulsos eléctricos generados por el circuito transmisor son aplicados al transductor, el cual por medio de un cristal piezoeléctrico los transforma en vibraciones mecánicas (pulso de ondas ultrasónicas) éstas son transmitidas a la pieza a examinar, donde se propagan y reflejan en la superficie opuesta o en una discontinuidad si esta se encuentra en su trayectoria. Los pulsos reflejados son captados por el transductor y por el efecto piezoeléctrico directo, transformados en pulsos eléctricos de la misma frecuencia; los cuales pueden ser analizados y registrados por un osciloscopio.

El pulso inicial (primera indicación en la línea de tiempo base) se produce al enviar del circuito transmisor al circuito receptor una fracción muy reducida de la energía del pulso eléctrico transmitido al transductor, de manera que el punto de arranque de esa señal es el origen de tiempo de la pantalla del osciloscopio.

Basado en el principio de los circuitos elevadores de tensión se diseñó el circuito transmisor o excitador del transductor tipo piezoeléctrico. Dicho circuito se compone de una bobina de gran inductancia (L) conectada entre el voltaje fuente y un regulador o interruptor, el filtro lo constituyen un diodo D y un capacitor C. Un diagrama del circuito transmisor completo se muestra en la figura 3.5.

CIRCUITO TRANSMISION DE EXCITACION
 DE CRISTAL PIEZOELECTRICO QUEMENA
 DE ONDAS ULTRASONICAS

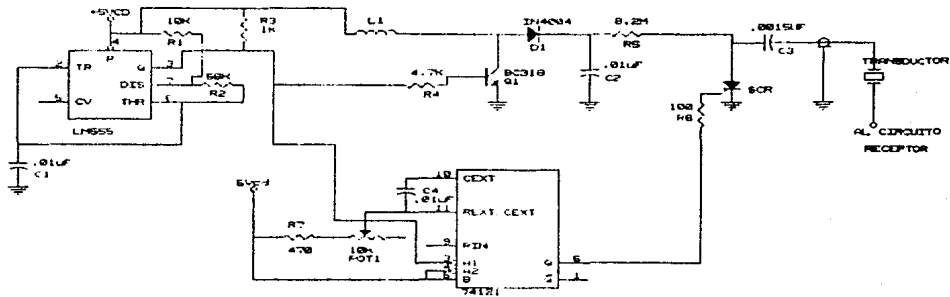


FIGURA 3.6

Con el regulador cerrado la intensidad de la bobina aumenta linealmente y la energía se almacena en la inductancia; al abrir el regulador, la intensidad sigue circulando por el diodo D y se carga el condensador C. Al cerrar nuevamente el regulador, el diodo impide la descarga del condensador, el cual suministra la intensidad a la carga, el diodo permite que el voltaje de carga de salida U_m sea más alto que el voltaje de fuente E.

Para la evaluación de la relación de transformación de una manera aproximada se busca un condensador muy grande y que su tensión (en régimen permanente) sea uniforme U_m . Por lo tanto, para una carga fija, también lo es la intensidad I.

La ecuación resultante es:

$$U_m = E (t_2 - t_1) + (I_1 - I_0) / C (t_2 - t_1) = (E T) / T - (I_{c0})$$

DESCRIPCION DE LA ETAPA RECEPTORA.

-Transistores para alta frecuencia.

Cuando se aplica una señal con frecuencia bastante baja a la entrada de un amplificador con transistor, la señal se amplifica. En cambio, si se aumenta la frecuencia de la señal, la amplificación disminuye. De esto son responsables varios factores. El funcionamiento del transistor de uniones depende fundamentalmente de la difusión de los portadores minoritarios a través de la base. Este proceso es relativamente lento y conduce a la distorsión de las señales de alta frecuencia. Considerando la señal de entrada que muestra la figura 3.6a, que es un tren de pulsos de baja frecuencia, la difusión al azar suavizará la señal y redondeará los bordes de cada pulso. Sin embargo, si el periodo T del tren de pulsos es suficientemente largo, la señal de salida tendrá, esencialmente, la misma forma que la señal de entrada. Por otra parte, si el periodo del tren de pulsos es demasiado corto (alta frecuencia), como se muestra en la figura 3.6b, la distorsión producirá una superposición excesiva de los pulsos, lo cual atenúa la señal.

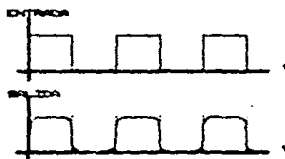


FIGURA 3.6a

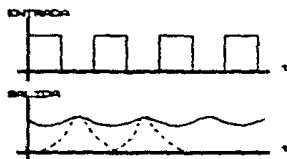


FIGURA 3.6b

DISTORSION DE SEÑALES DE ALTA FRECUENCIA PARA UN TRANSISTOR

- (a) TRANSMISION DE UN TREN DE PULSOS DE BAJA FRECUENCIA A TRAVES DE UN TRANSISTOR
- (b) TRANSMISION DE UN TREN DE PULSOS DE ALTA FRECUENCIA A TRAVES DE UN TRANSISTOR

La razón de la reducción de ganancia de tensión en el extremo de frecuencias altas, es debida a las "capacidades parásitas". Como el cableado y los componentes del circuito amplificador están separados del chasis del equipo, cada uno de ellos posee alguna autocapacidad inherente entre si mismos y el chasis. Esta capacidad es conocida como "capacidad parásita". Una propiedad de cualquier condensador es que su reactancia capacitiva se reduce con el aumento de la frecuencia ($X_c = 1/2\pi f_c C$). A frecuencias elevadas, la baja reactancia de la capacidad parásita del amplificador deriva corriente desde el mismo, hasta que a valores muy altos de frecuencia la salida del amplificador se cortocircuita completamente como consecuencia de dicha derivación. Esto origina, a frecuencias muy altas, una reducción progresiva de ganancia de tensión.

Las capacidades de las uniones de emisor y de colector también hacen disminuir la amplitud cuando la frecuencia aumenta, pues estas capacidades tienden a cargar los circuitos de entrada y salida. La forma en que ocurre esta modificación de la carga depende de la configuración del circuito amplificador con transistor. Generalmente, la capacidad de colector es la que produce la degradación capacitiva predominante.

La respuesta a alta frecuencia de los transistores puede ser mejorada por varios medios. Dos métodos importantes implican la reducción del tiempo de tránsito de los portadores minoritarios a través de la región de base introduciendo en ella campos eléctricos o reduciendo la anchura de la base. También es posible reducir la capacidad de la unión de colector.

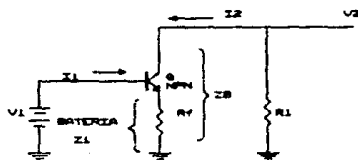
-Retroalimentación negativa.

Al emplear retroalimentación negativa, las características de operación de un amplificador pueden ser modificadas considerablemente. En general la retroalimentación

negativa estabiliza el funcionamiento del amplificador e incrementa el ancho de banda a expensas de una reducción en "i" y "v". La retroalimentación puede ser clasificada en serie o paralelo.

Si la retroalimentación negativa se lleva a cabo mediante una resistencia en serie R_f , como se muestra en el circuito de la figura 3.7 las características del amplificador se modifican de la manera siguiente:

- La impedancia de entrada Z_i y la impedancia de salida Z_o se incrementan.
- La amplificación de voltaje $A_v = V_2/V_1$ se reduce, pero disminuye también la dependencia de los parámetros individuales del transistor.
- La amplificación de corriente $A_i = I_2/I_1$ disminuye ligeramente, pero no en el grado en que se reduce la amplificación de voltaje A_v .



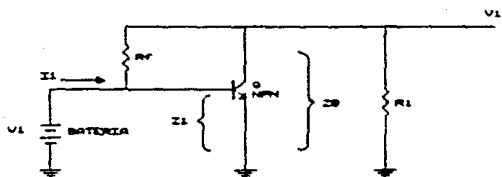
CIRCUITO SIMPLIFICADO DE
RETROALIMENTACION EN SERIE

FIGURA 3.7

Estas características son útiles en amplificadores con alta impedancia de entrada.

Si se usa una resistencia de retroalimentación en paralelo R_f , como se muestra en el circuito de la figura 3.8, las características del amplificador se modifican como se explica a continuación:

- Z_i y Z_o se reducen.
- A_v se reduce, pero disminuye también su dependencia de los parámetros individuales del transistor.
- A_v disminuye ligeramente, pero no en la misma proporción en que se reduce A_v .

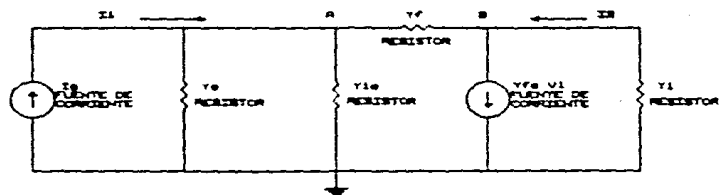


CIRCUITO SIMPLIFICADO DE
RETROALIMENTACION EN PARALELO

FIGURA 3.8

Las características de los amplificadores con retroalimentación en paralelo, indican su posible aplicación en amplificadores con impedancias bajas de entrada y de salida.

Despreciando las redes de polarización de D.C. se muestra en la figura 3.9 un circuito equivalente de una de un amplificador con emisor común y retroalimentación en paralelo.



CIRCUITO EQUIVALENTE DE A-B

FIGURA 3.2

Por suma de corrientes en los nodos a y b:

$$(Y_{1e} + Y_f) V_1 - Y_f V_2 = I_1 \quad (1)$$

$$(Y_{1e} - Y_f) V_1 - (Y_1 + Y_f) V_2 = 0 \quad (2)$$

Si la amplificación de voltaje \$A_v\$ se define como el cociente del voltaje de salida al voltaje de entrada \$V_2/V_1\$. Este cociente puede obtenerse de (2):

$$A_v = - (Y_{1e} - Y_f) / (Y_1 + Y_f) \quad (3)$$

En general \$Y_{1e}\$, \$Y_1\$ y \$Y_f\$ serán cantidades complejas o vectoriales y deben combinarse de acuerdo con las reglas del análisis de circuitos de c-a. El signo negativo indica la inversión de fase contenida en el voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada para un amplificador con emisor común.

Si la admitancia de entrada \$Y_i\$ se define como la relación de la corriente de entrada al voltaje de entrada \$I_1/V_1\$, puede obtenerse esta magnitud mediante las ecuaciones (1) y (2):

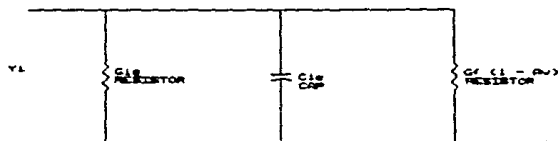
$$Y_i = Y_{1e} + Y_f \left(1 + \frac{(Y_{1e} - Y_f)}{(Y_1 + Y_f)} \right) \quad (4)$$

sustituyendo la ecuación (3) en (4):

$$Y_i = Y_{ie} + Y_f (1 - A_v) \quad (5)$$

Como A_v es una magnitud negativa, la ecuación (5) muestra que la fuente de excitación (I_s, Y_s) se encuentra efectivamente con una admitancia igual a la admitancia de entrada del transistor, en paralelo con la admitancia de retroalimentación Y_f , multiplicada por la unidad menos la amplificación de voltaje. Si la impedancia de retroalimentación es una resistencia pura, el circuito efectivo de entrada del amplificador se muestra en la figura 3.10.

Una resistencia de retroalimentación en paralelo incrementa la admitancia de entrada del amplificador, es decir, reduce la impedancia de entrada del mismo. Pueden escogerse valores del



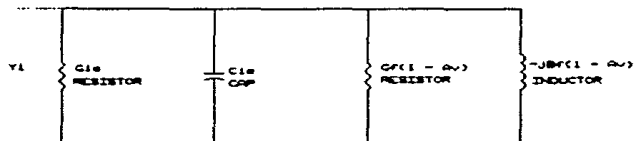
CIRCUITO EFECTIVO DE ENTRADA:
RETROALIMENTACIÓN RESISTIVA

FIGURA 3.10

circuito en tal forma que Y_i este determinada principalmente por el término de retroalimentación $Y_f (1 - A_v)$, mientras que Y_{ie} tiene sólo un efecto despreciable. A medida que la amplificación de voltaje disminuye para frecuencias más elevadas, la magnitud del término de retroalimentación se hace más pequeño. Por consiguiente, la admitancia efectiva Y_i tiende

a disminuir cuando A_v se reduce, lo que significa que la impedancia de entrada tiende a aumentar cuando A_v decrece.

El efecto de una admitancia inductiva de retroalimentación sobre la admitancia Y_i del amplificador puede visualizarse con la ayuda del circuito equivalente de la figura 3.11.



CIRCUITO EFECTIVO DE ENTRADA:
RETROALIMENTACION INDUCTIVA

FIGURA 3.11

Como la componente inductiva $-j B_f (1 - A_v)$ tiende a cancelar la componente capacitiva de Y_{i0} , las componentes del circuito pueden seleccionarse para producir un efecto resonante sobre Y_i . En otras palabras, la impedancia de entrada tendrá un máximo a la frecuencia para la cual ωC_{10} es cancelada exactamente por $B_f (1 - A_v)$.

-Selección de la corriente y voltaje directos.

El punto óptimo de operación de c-d para cada etapa transistorizada está determinado por el comportamiento esperado del circuito, los parámetros óptimos del transistor y las características de los transistores. Desde el punto de vista del circuito, el voltaje de c-d de colector debe ser cuando menos tan grande como el valor pico esperado del voltaje de c-a a través de la impedancia de carga, con el objeto de evitar aplastamiento de las mitades negativas del ciclo de voltaje de salida. Es deseable un voltaje de c-d del colector igual al doble de este valor, particularmente para amplificadores que alimentan cargas de alta impedancia. Por razones similares, la corriente de c-d del colector debe ser cuando menos tan grande, preferentemente el doble, como el valor pico esperado de la

corriente alterna entregada a la impedancia de carga. Consecuentemente, es deseable una corriente grande de c-d de colector, cuando menos en la última etapa.

El valor de H_{fe} no depende fuertemente de la corriente y del voltaje de c-d del colector. Las corrientes y los voltajes de colector muy pequeños o muy grandes traen como consecuencia valores reducidos de H_{fe} . El punto de operación de c-d que produce la característica más favorable de H_{fe} puede ser normalmente determinado mediante las hojas de datos del transistor. En general las corrientes de c-d de colector, mayores a las recomendadas en las hojas de datos, producirán valores de baja frecuencia más pequeños para H_{fe} y características más pobres de alta frecuencia para el mismo parámetro.

El valor de Y_{ie} depende fuertemente de la corriente de colector, la relación aproximada entre Y_{ie} y la corriente de emisor esta dada por:

$$G_{ie} = I_e / 25 \text{ MF}_{eo}$$

$$C_{ie} = I_e / 52 \text{ nF}_i$$

I_e igual a la corriente de c-d de emisor en mA

$$Y_{ie} = G_{ie} + j\omega C_{ie}$$

Por otro lado, la corriente de c-d de colector en la primera etapa, debe ser relativamente pequeña para que la admitancia de entrada sea grande comparada con Y_{ie} . En otras palabras, la impedancia de entrada será determinada por el circuito de retroalimentación más bien que por Y_{ie} .

CIRCUITO RECEPTOR.

Está constituido básicamente de tres partes. La primera una etapa o red sintonizada por su circuito de entrada.

cuya sintonía sirve a la vez como medio de acoplamiento y su salida, para unirse con la sección amplificadora, empleando el acoplamiento RC. La segunda una etapa de preamplificación para evitar las pérdidas de señal de c-a y que funcione a bajo nivel de ruido. La unión de estas dos etapas particularmente favorece la sensibilidad del receptor, aunque su selectividad es un tanto deficiente; en consecuencia es aconsejable su uso para este caso en el que se requiere alta sensibilidad debido a los valores de tensión muy pequeños a la entrada del receptor (aproximadamente 4 mV_{pp}) y a la frecuencia de oscilación del transductor (2.5 MHz). La tercera una etapa de amplificación formada por dos transistores Q_3 y Q_4 , el primero con retroalimentación resistiva para proporcionar una característica plana en la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia, e igual a la impedancia característica de entrada con el objeto de obtener máxima potencia de entrada al amplificador, el transistor Q_4 tiene conectada en la salida una bobina compensadora (crestadora) para poder aumentar la respuesta en frecuencia. La variación de la reactancia de la bobina crestadora, compensa la pérdida de ganancia permitiendo el desarrollo de una mayor tensión de señal entre los extremos de la bobina con reactancia aumentada.

-Red de acoplamiento (LC).

La conexión de C_1 y L_1 en paralelo forman un circuito "tanque" cuyos parámetros esenciales son la frecuencia natural de oscilación, la selectividad y la impedancia característica.

Algunas de las funciones que lleva a cabo el circuito son:

-Determinar la estabilidad del oscilador (del transductor), como etapa de acoplamiento a la carga y es un factor principal en la determinación de la eficiencia del circuito.

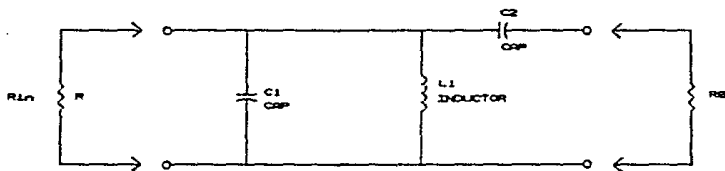
-Reduce la energía de ruido.

Para circuitos resonantes a radiofrecuencias, el valor del factor de calidad ó "factor Q" debe ser tan alto como sea posible, y es la razón entre la corriente que fluye del alimentador y el valor de la corriente que circula por el circuito en paralelo, cuando éste entra o está en resonancia. Los circuitos de alto "Q" al ser excitados por la frecuencia de resonancia, por la baja resistencia efectiva que poseen muy poca energía se gasta en forma de calor. En la figura 3.12 se muestra la red útil de acoplamiento, esta red elimina un condensador de acoplamiento; se obtienen fácilmente valores superiores para el "factor Q" con carga.

Las ecuaciones para los parámetros son:

la frecuencia: $f = 1 / 2\pi \sqrt{LC}$

despejando C: $C = (1 / (2\pi f)^2 L)$



RED DE ACOPLAMIENTO DE ENTRADA

FIGURA 3.12

si $f = 2.5 \times 10^5$ Hz

y $L = 7.23 \mu\text{Hy}$

entonces: $C = 550 \text{ E-12 F}$

Para la impedancia del cable coaxial:

$$R_g = Z = R_1 R_c + L/C + j\omega L R_c - R_c / \omega C / R_1 + R_c + j\omega L - 1/\omega C$$

$$R_g = Z = 61 \Omega$$

Calculando la misma impedancia pero utilizando una ecuación práctica más simple se tiene:

$$Z = L / RC$$

donde: $L = 7.23 \mu\text{Hy}$

$$C = 560 \text{ pF}$$

y $R = 211.65 \Omega$ (valor medido)

$$\therefore Z = 7.23 \text{ E-6} / (560 \text{ E-12})(211.65) = 61 \Omega$$

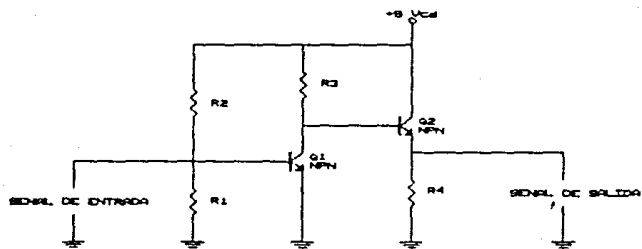
El circuito es recomendable debido a que una impedancia baja de entrada dificulta la obtención de un "Q" con carga elevado.

ACOPLAMIENTO DIRECTO CON TRANSISTORES (preamplificación).

El acoplamiento directo de etapas para la amplificación de c-a ofrece varias ventajas. La primera etapa sirve como escape de polarización de la base para la segunda etapa, existe menos drenaje de corriente de alimentación de potencia que con las etapas de acoplamiento RC que tienen la misma estabilidad de polarización. Así mismo no hay pérdida de señal de c-a similar a la que se produce en la red de polarización de las etapas de acoplamiento de RC. No solo se eliminan los capacitores de acoplamiento, sino el cambio asociado de fase y funciona con un nivel bajo de ruido.

El valor de R_3 en la figura 3.13 se escoge para que dé una corriente de reposo correcta a la base de Q_2 . También actúa como resistencia de carga para Q_1 que recibe su corriente de colector a través de ella. Obsérvese que no aparece una resistencia de base a emisor para Q_2 . No resulta aquí necesaria, pues el circuito de colector de la etapa precedente

(Q_1) sirve para el mismo propósito.



ACOPLANIENTO DIRECTO DE TRANSISTORES

FIGURA 3.13

En los amplificadores de acoplo directo, la señal de entrada es acoplada directamente a la primera etapa del amplificador.

Cuando se diseñan cuidadosamente, dos o más etapas pueden ser directamente conectadas sin el empleo de condensadores o transformadores. Estos amplificadores se llaman "amplificadores de c.c. o acoplados por c.c.". Amplifican tanto niveles de tensión como variaciones de tensión. Los valores de sus componentes y las tensiones de la fuente de potencia deben ajustarse para que quede polarizada adecuadamente cada etapa.

El diseño es de precisión, porque la variación de cualquier componente generalmente implica variaciones en muchos otros para compensar la incidencia.

El preamplificador funciona a un nivel bajo de ruido.

El ruido en los transistores varía con la corriente de

polarización, la temperatura, la frecuencia y la impedancia de la fuente. Para un nivel bajo de ruido, un transistor deberá tener un valor de r_{ib} bajo y una región estrecha de la base (o sea H_{fe} alto).

Los resistores de polarización de la base de un amplificador de transistor están en paralelo con la entrada y, para que su contribución al ruido sea despreciable, esa resistencia en derivación debe ser grande con respecto a E_n/I_n (impedancia de la fuente de ruido). Cualquier impedancia en serie con la entrada, como el capacitor de acoplo, deberá ser pequeña con respecto a E_n/I_n para que no afecte al factor de ruido. Esto requiere un capacitor grande de acoplamiento para tener una reactancia que sea pequeña en comparación con $E_n/I_n = R_g$.

CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSISTOR A ALTAS FRECUENCIAS.

Los parámetros de algunos transistores toman forma compleja al salir del margen de audio frecuencias (20 a 50KHz). Otros conservan sus características hasta frecuencias muy altas de 200MHz a 500MHz. La tecnología de los transistores permite hoy en día lograr frecuencias muy elevadas sin mayor problema pero los circuitos equivalentes básicos tienen que ser corregidos. "El funcionamiento de un transistor se degrada cuando aumenta la frecuencia principalmente debido a la disminución del factor de amplificación de corriente directa en corto circuito α y a los efectos de las capacidades que existen en el interior del transistor".

Capacidad de Colector y disminución del factor de ganancia de corriente.

La unión colector-base está polarizada en sentido inverso, lo que crea una capacidad de unión como en el diodo. En polarización inversa, la región de la unión del diodo no tiene portadores de carga. En esta región, el semiconductor se comporta como un dieléctrico. Por otra parte, fuera de esta región existen relativamente muchos portadores de carga y el

semiconductor tiene una conductividad aceptable. Al aplicar un potencial de polarización inversa, esta tensión aparece casi exclusivamente en la región de la unión. El diodo entonces se comporta como un condensador. El valor de la capacidad de un condensador viene dada por:

$$C = \epsilon S / 4\pi d$$

donde:

C = capacidad (fd)

ϵ = constante dieléctrica

S = área de las placas (m²)

d = distancia entre las placas (m)

Una variación en el valor de la polarización inversa aplicada cambia el ancho de la región de la unión en la cual no existen cargas libres, como se muestra en la figura 3.14. Al modificar así el valor de "d" se varía también el valor de la capacidad equivalente.

LA VARIACION DE LA POLARIZACION INVERSA APLICADA
CAUSA EL CAMBIO EN EL ANCHO DE LA REGION DE LA UNION

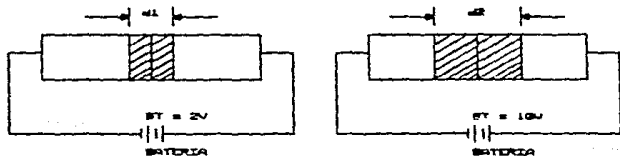


FIGURA 3.14

Esta capacidad C_{ob} aparece en paralelo con la capacitancia H_{ob} y puede tener valores entre 1pf y 50pf, según el transistor y

la tensión V_{ce} aplicada. Por lo general, la tensión V_{ce} es variable con la señal, así que C_{ob} es función de la señal de salida. Así la ganancia total de corriente del transistor es función de la frecuencia y al aumentarla llegará un momento en que esta disminuirá un valor de $-3db$ con respecto a su valor nominal en baja frecuencia. Esta frecuencia se llama "frecuencia del corte de ganancia de corriente a $-3db$ " o en términos resumidos, "frecuencia de corte de corriente".

El comportamiento de un transistor a alta frecuencia es muy complicado, y cualquier circuito equivalente ha de ser un compromiso entre la precisión y la sencillez. Deben incluirse las capacidades que existen a través de las uniones del transistor. Esto se hace añadiendo los condensadores C_e y C_c en paralelo con las apropiadas resistencias de las uniones. Generalmente, el condensador C_e es mayor que C_c . Sin embargo, r_c' es usualmente muchísimo mayor que r_e' . El valor de r_e' es bastante pequeño, pues la unión emisor-base tiene polarización directa. Por esta razón, se puede despreciar C_e a menudo en cálculos a alta frecuencia.

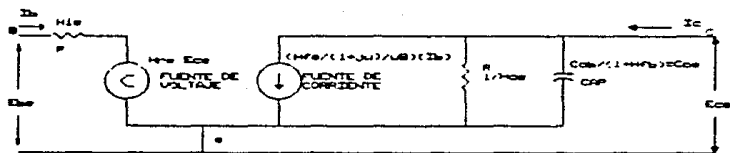
La capacidad C_c no aparece entre las terminales de colector y base debido a $r_{bb'}$ y $r_{cc'}$, como éstas son pequeñas, se introduce un error muy pequeño al suponer que C_c se conecta entre las terminales de emisor y base. Generalmente, esta capacidad se representa por C_{ob} . El circuito equivalente de emisor común para alta frecuencia se muestra en la figura 3.15.

Todos los parámetros varían con la frecuencia. A menudo, se pueden ignorar variaciones en H_{ie} , H_{re} y H_{oe} y representarlos aproximadamente por las siguientes cantidades:

$$H_{ie} \text{ aprox. } H_{ie}$$

$$H_{re} \text{ aprox. } H_{re}$$

$$H_{oe} \text{ aprox. } H_{oe} + \omega^2 C_{ob}^2 (1 + H_{fb}^2)$$



CIRCUITO CON PARÁMETROS h EQUIVALENTE PARA ALTA FRECUENCIA DEL TRANSISTOR CON EMISOR COMÚN

FIGURA 3.18

El parámetro H_{oe} contiene un factor $j\omega$. Sin embargo la representación física de H_{oe} es como una resistencia fija en paralelo con una capacidad fija. La variación de H_{fe} con la frecuencia debe tenerse en cuenta.

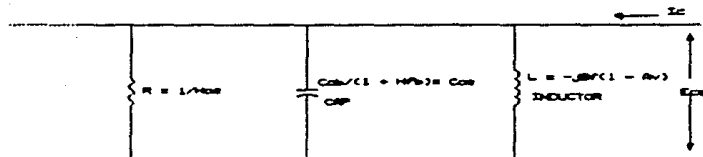
H_{fe} es la ganancia de corriente de c.a. en sentido directo en la configuración de emisor común.

H_{ie} es la resistencia de entrada en configuración de emisor común.

ω es la frecuencia circular de las oscilaciones.

La razón de la reducción de ganancia de tensión en el extremo de frecuencias más alto de la curva de respuesta, es el aumento de la capacitancia de colector-base debido a la polarización inversa de la unión. El efecto de una admitancia inductiva cuya componente inductiva es $-jB_f(1-A_v)$ tiende a cancelar la componente capacitiva de Y_{oc} (admitancia capacitiva de salida). Esto se logra colocando una bobina (L_2) entre el colector y el voltaje de polarización del transistor V_b . Las componentes del circuito pueden seleccionarse para producir un efecto resonante sobre la admitancia de salida Y_o . Esto es, la impedancia de salida tendrá un máximo a la frecuencia para la cual ωC_{ce} es cancelada exactamente por $B_f(1-A_v)$.

La amplificación de tensión en la tercera y última etapa se logra entonces de la energía suministrada al disminuir el valor de la capacidad por efecto de la bobina L_2 conectada en el colector de Q_4 , en forma análoga a los amplificadores paramétricos, llamados así por operar variando el parámetro de capacidad de un circuito. En caso de que el condensador vuelva a su valor nominal durante una alternancia de la tensión de la señal de entrada, la tensión de salida se reduce en amplitud. Al rápido cambio de capacidad se le conoce como control local, la red de salida del circuito equivalente para alta frecuencia del amplificador de emisor común Q_4 se muestra en la figura 3.16.



RED DE SALIDA DEL CIRCUITO RECEPTOR
ETAPA DEL TRANSISTOR Q_4

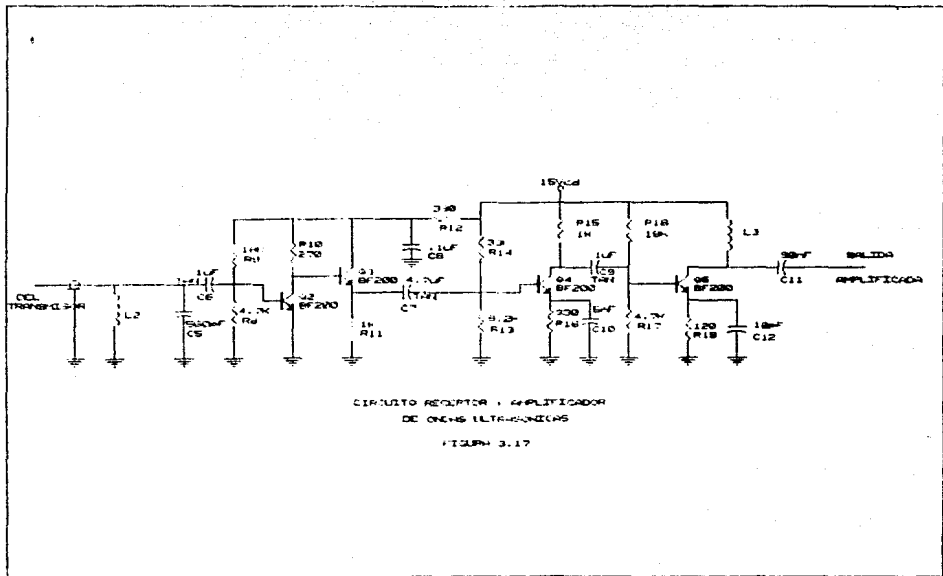
FIGURA 3.16

El circuito completo del receptor y amplificador de ondas ultrasónicas se muestra en la figura 3.17.

A continuación se hace el análisis tanto de corriente directa como de corriente alterna para la etapa receptora del aparato de ultrasonido para una mayor comprensión del mismo.

-Análisis de Corriente Directa.

Haciendo el análisis de corriente directa para la etapa



CIRCUITO RECEPTOR - AMPLIFICADOR
DE ONDAS ULTRASONICAS

FIGURA 3.17

preamplificadora el circuito equivalente queda como se muestra en la figura 3.18.

ANÁLISIS DE CORRIENTE DIRECTA

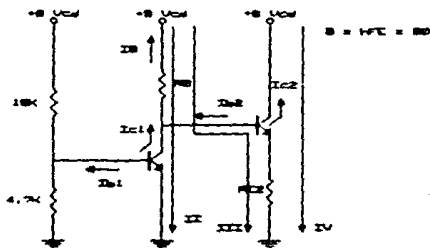


FIGURA 3.18

$$R_B = R_1 R_2 / R_1 + R_2$$

$$R_B = 3.73K$$

$$V_{BE} = V_{BE} = 0.7 V$$

$$I_{b1} = V_{BE} / R_B = 0.187 mA$$

$$I_{c1} = R_{CD} I_{B1} = 14.28 mA$$

De la malla III:

$$V_{cc} = R_{CD} I_{c1} + I_{b2} R_B + V_{be} + I_{e2} R_{e2}$$

Factorizando y despejando I_{b2}

$$I_{b2} = (V_{cc} - V_{be} - R_{CD} I_{c1}) / R_B + I_{e2} R_{e2}$$

$$I_{b2} = 53.05 \cdot 10^{-6} A$$

$$I_{e2} = I_{c2} = \beta I_{b2} = 4.24 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

De la malla II:

$$V_{cc} = V_{ce1} + R_{O1} I_{c1} + I_{b2} R_{e2}$$

despejando V_{ce1} tenemos:

$$V_{ce1} = 4.95 \text{ V}$$

De la malla IV:

$$V_{cc} = V_{ce2} + I_{e2} R_{e2}$$

despejando V_{ce2} tenemos:

$$V_{ce2} = 4.76 \text{ V.}$$

Efectuando el análisis de corriente directa para la etapa amplificadora (a partir del tercer al cuarto transistor) el circuito equivalente del tercer transistor queda como se muestra en la figura 3.19.

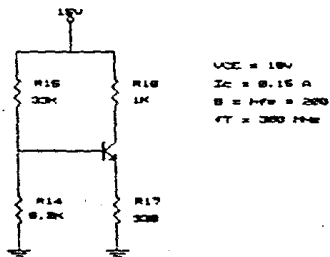


FIGURA 3.19

$$R_{B3} = R_4 \parallel R_5 = 5.56K$$

$$V_{BB} = (R_4 / (R_3 + R_4)) V_{CC}$$

$$V_{BB} = 2.98 V$$

De la malla I:

$$V_{BB} = I_{B3} R_{B3} + V_{BE} + I_{E3} R_{E3}$$

Factorizando y despejando I_{B3} tenemos:

$$I_{B3} = (V_{BB} - V_{BE}) / (R_{B3} + \beta R_{E3})$$

$$I_{B3} = 31.4 \cdot 10^{-6} A$$

$$I_{C3} = \beta I_{B3} = 6.28 \cdot 10^{-3} A$$

De la malla II:

$$V_{CC} = I_{C3} R_{C3} + V_{CE3} + I_{E3} R_{E3}$$

Despejando V_{CE3} tenemos:

$$V_{CE3} = 6.64 V$$

Efectuando el análisis de corriente directa para el cuarto transistor, el circuito equivalente queda como se muestra en la figura 3.20

$$R_{B4} = R_5 \parallel R_6 = 2.548K$$

$$V_{BB4} = 1.96K$$

De la malla I:

$$I_{B4} = (V_{BB4} - V_{BE}) / (R_{B4} + \beta R_{E4})$$

$$I_{B4} = 87.8 \cdot 10^{-6} A$$

ANÁLISIS DE LA ÚLTIMA ETAPA

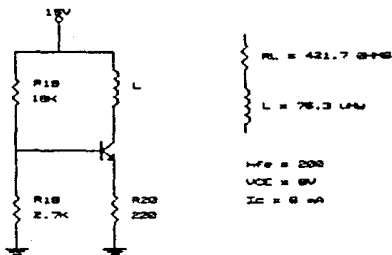


FIGURA 3.28

$$I_{c4} = \beta I_{b4} = 17.5 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

De la malla II:

$$V_{CE4} = V_{cc} - I_{c4} (R_{L} + R_{E4})$$

$$V_{CE4} = 5.43 \text{ V}$$

-Análisis de corriente alterna.

Los parámetros Π son:

$$g_{m1} = 40 I_{E1} = 40 (15 \cdot 10^{-3}) = 0.6 \text{ V}$$

$$r_{\pi 1} = \beta / g_{m1} = 60 / 0.6 = 133.3 \Omega$$

$$g_{m2} = 40 (4.24 \cdot 10^{-3}) = 0.1696 \text{ V}$$

$$r_{\pi 2} = 60 / 0.1696 = 471.7 \Omega$$

$$g_{m3} = 40 (6.22 \cdot 10^{-3}) = 0.2512 \text{ V}$$

$$r_{\pi 3} = 200 / 0.2512 = 318.5 \Omega$$

$$g_{m_4} = 40 (17.5 \cdot 10^{-3}) = 0.7 \text{ V}$$

$$r_{\pi_4} = 200 / 0.7 = 285.7 \Omega$$

En la figura 3.21 se muestra el circuito equivalente en análisis de corriente alterna.

En la señal del circuito se tiene un arreglo RLC en serie. La impedancia es:

$$Z = \sqrt{R_L^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Si la reactancia inductiva X_L anula exactamente la reactancia capacitiva X_C de la unión del colector que aumenta con la frecuencia, entonces el circuito está en resonancia.

$$X_L = X_C$$

de manera que:

$$Z_L = \sqrt{R_L^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R_L^2} = R_L$$

$$R_L = 421.7 \Omega \text{ (Resistencia medida)}$$

de la etapa de salida

$$V_s = -g_{m_4} V_{\pi_4} Z_L$$

$$V_s / V_{\pi_4} = -225.19 \text{ para una } \beta = 200$$

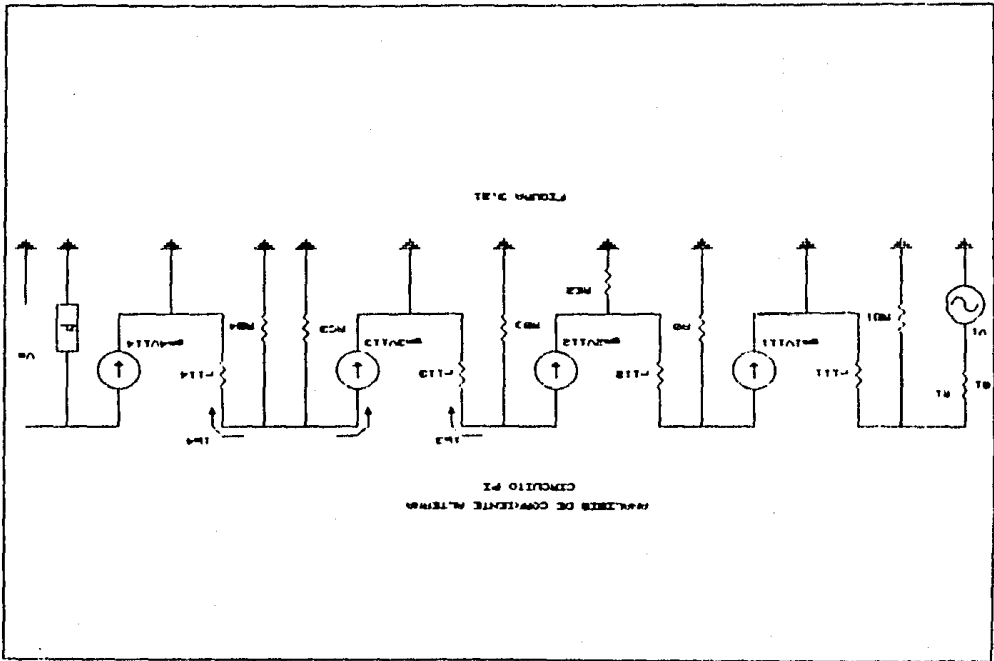
de la etapa intermedia 3

$$R_{eq1} = R_{C3} \parallel R_{B4} = 0.701 \cdot 10^{-3}$$

Por L.C.F.

$$g_{m_3} V_{\pi_3} R_{eq1} = I_{b4} (r_{\pi_4} + R_{eq1})$$

$$\text{pero } I_{b4} = V_{\pi_4} / r_{\pi_4}$$



ANÁLISIS DE CORRIENTE ALTERNA
CIRCUITO PI

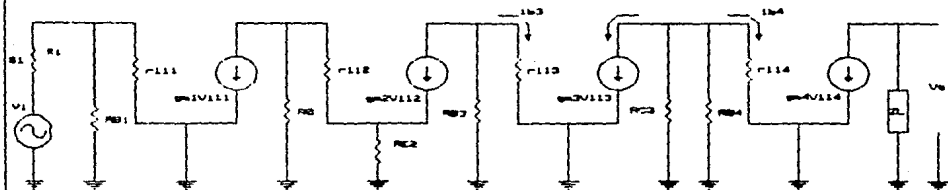


FIGURA 3.21

$$V_{n_4} / V_{n_3} = g_{m_2} R_{eq1} r_{n_4} / r_{n_4} + R_{eq1}$$

$$V_{n_4} / V_{n_3} = 50.98$$

de la etapa intermedia 2

$$g_{m_2} V_{n_2} R_{B3} = i_{b3} (r_{n_3} + R_{B3})$$

$$V_{n_3} / V_{n_2} = g_{m_2} R_{B3} r_{n_3} / r_{n_3} + R_{B3}$$

$$V_{n_3} / V_{n_2} = 51.5$$

de la etapa 1

$$g_{m_1} V_{n_1} R_0 = i_{b2} (r_{n_2} + R_{E2} \beta_2)$$

$$V_{n_2} / V_{n_1} = g_{m_1} R_0 r_{n_2} / r_{n_2} + R_{E2} \beta_2$$

$$V_{n_2} / V_{n_1} = 0.952$$

de la etapa de entrada

$$(R_{B1} / F_L + R_{B1}) V_L = i_{b1} ((R_L / R_{B1}) (R_L + R_{B1}) + r_{n_1})$$

$$V_{n1} / r_{n1} = R_{B1} r_{n1} / R_L R_B + r_{n1} (R_L + R_B)$$

$$V_{n1} / r_{n1} = 0.678$$

obteniendo una ganancia de:

$$\Delta_v = -500236.46$$

La cual representa una ganancia altísima y esto nos muestra que los resultados obtenidos en la teoría están muy alejados e incoherentes con los resultados obtenidos en la práctica. Esto no es una novedad, ya que comúnmente se presentan esta clase de situaciones en cualquier clase de pruebas teórico-prácticas.

Para nuestro caso la ganancia de voltaje obtenida en el simulador de computadores (resultado práctico) fue de 1500.

CAPITULO 4

En el presente capítulo se explicará la teoría básica de la adherencia entre 2 medios (materiales) en contacto así como la descripción de los circuitos utilizados para sensar y medir dicho fenómeno.

Los recubrimientos en tuberías y tanques de almacenamiento en los procesos industriales son de gran importancia, ya que evitan la corrosión producida por las sustancias almacenadas o que fluyen por las tuberías o ductos, y una condición definitiva de estos recubrimientos es su adherencia.

Las fuerzas de adherencia son responsables de fenómenos tales como el encolado y la recogida de líquidos por parte de cuerpos esponjosos, la permanencia de polvos pegados a sólidos, etc. La adherencia entre 2 medios depende con el grado de pulimentación de las superficies debido a la fuerza atractiva entre las moléculas de las superficies de 2 cuerpos o sustancias diferentes en contacto. Una forma de medir esta adherencia, es en función de la atenuación de la señal.

Las pérdidas por atenuación se deben a que cada vez, que un haz de sonido atraviesa un objeto habrá un proceso de disminución de la cantidad de energía introducida en una relación que dependerá de las propiedades del medio u objeto atravesado. Es la atenuación la que provoca diferencias cuando se prueban materiales de granos gruesos o finos, estructuras forjadas o coladas, adherencia entre superficies en contacto, etc.

PRINCIPIOS DE ADHERENCIA EN RECUBRIMIENTOS.

La atenuación es la pérdida de la energía de una onda ultrasonica al desplazarse a través de un material, o bien, es la pérdida de energía por unidad de distancia.

La intensidad de un haz ultrasonico recibido por un transductor es considerablemente menor que la intensidad de la emisión inicial. Los factores que afectan la pérdida de la intensidad del haz se clasifican como sigue:

- Perdida por transmisión
- Efectos de interferencia
- Divergencia del haz

La pérdida por transmisión es debida a los efectos de la impedancia acústica (Z) en las interfaces, la absorción y la dispersión del haz.

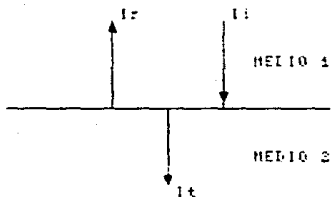
Los efectos de interferencia incluyen la difracción y los efectos que originan un cambio de fase o cambio de frecuencia.

La divergencia del haz se debe principalmente a una transición de onda plana a onda esferica, dependiendo esta transición de la forma de la cara del elemento del transductor.

Efectos de la impedancia acústica (Z).

La disminución de la intensidad del haz ultrasonico es debido al efecto de la impedancia acústica, que puede ser en algunos casos severa, debido a que si una fracción del área de un haz sonico es reflejada por pequeñas discontinuidades, el instrumento debe ser muy sensible para detectar las pequeñas variaciones de la intensidad del haz. Cuando un haz de sonido incide sobre una interfase plana que separa dos medios, una parte de la energía de la onda ultrasonica se refleja y vuelve en la misma dirección de la incidente y otra parte se transmite en el segundo medio manteniendo su dirección y su sentido, como se muestra en la figura 4.1:

I_r = ONDA REFLEJADA
 I_i = ONDA INCIDENTE
 I_t = ONDA TRANSMITIDA



INCIDENCIA NORMAL SOBRE UN PLANO LIMITE QUE SEPARA DOS MEDIOS 1 Y 2.

FIGURA 4.1

Considerando un haz de ondas planas que inciden normalmente sobre un plano límite que separa dos medios, 1 y 2, de impedancia característica, Z_1 y Z_2 , respectivamente. En general, parte de la energía sonora incidente se refleja en el medio 1 y el resto se transmite al medio 2. P_i , P_r y P_t son los valores de las presiones acústicas de las ondas incidente, reflejada y transmitida, respectivamente, y V_i , V_r y V_t los valores correspondientes de las velocidades de las partículas. Si las ondas son de forma senoidal, entonces:

$$P_i = A_i \text{ Sen } (\omega t - K_1 x) = V_i Z_1 \quad (1)$$

$$P_r = B_1 \text{ Sen } (k_1 x + \omega t) = -V_r Z_1 \quad (2)$$

$$P_t = A_2 \text{ Sen } (k_2 x - \omega t) = V_t Z_2 \quad (3)$$

Los símbolos A_1 , B_1 y A_2 representan las amplitudes de presión y k_1 y k_2 los números de longitud de onda, $2\pi/\lambda$, para los dos medios. x es positivo en la dirección del haz incidente. El cambio de signo de la ecuación (2) afectando tanto a x como a Z_1 indica que la onda reflejada avanza según la dirección negativa de x .

En el plano límite se deben satisfacer en todo instante las siguientes condiciones:

a.- Con objeto de mantener la continuidad o adherencia, la presión en el plano límite debe ser la misma en ambos lados, es decir:

$$P_t = P_l + P_r \quad (4)$$

b.- Las velocidades de partículas normales al plano límite deben ser iguales a ambos lados, ya que de otra forma los dos medios no permanecerían por más tiempo continuamente adheridos entre sí, es decir:

$$V_t = V_l + V_r \quad (5)$$

Si en el plano límite $x = 0$, las ecuaciones (4) y (5) se convierten en:

$$A_2 = A_1 + B_1$$

y

$$Z_1 A_2 = Z_2 (A_1 - B_1)$$

por lo tanto:

$$P_t/P_l = A_2/A_1 = 2 Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (6)$$

y

$$P_r/P_l = B_1/A_1 = (Z_2 - Z_1) / (Z_1 + Z_2) \quad (7)$$

y también:

$$V_r/V_i = (A_2 Z_1)/(A_1 Z_2) = (2 Z_2)/(Z_1 + Z_2) \quad (8)$$

$$V_r/V_i = -B_1/A_1 = (Z_1 - Z_2)/(Z_1 + Z_2) \quad (9)$$

Cuando $Z_2 > Z_1$, es decir, para el sonido que pasa de un medio acústicamente menos denso a otro acústicamente más denso (por ejemplo, del aire a un sólido), la ecuación (7) muestra que la reflexión tiene lugar sin variación de fase de la presión acústica. Por otra parte, la ecuación (9) pone de manifiesto que se produce un cambio de fase de 180 grados para la velocidad de las partículas y, por tanto, para su desplazamiento. En cambio, cuando $Z_2 < Z_1$, es decir, la radiación pasa de un medio más denso a otro menos denso, tiene lugar un cambio de fase de 180 grados en la presión acústica y no se produce variación de fase en la velocidad de las partículas.

En el plano límite, la relación entre la intensidad acústica de la onda reflejada y la de la onda incidente define el "coeficiente de reflexión", a_r , y la relación entre la intensidad de la onda transmitida y la de la onda incidente se denomina "coeficiente de transmisión", a_t .

Ya que la intensidad acústica, I , es proporcional al cuadrado de la amplitud, A , representado por P, V, b y usando las relaciones anteriores, se puede ver que:

$$a_r = ((Z_2 - Z_1)/(Z_1 + Z_2))^2 \quad (10)$$

$$a_t = (4 Z_1 Z_2)/(Z_1 + Z_2)^2 \quad (11)$$

Estas ecuaciones demuestran que, cuando $Z_1 = Z_2$, a_t alcanza su valor máximo, o sea la unidad, y a_r se hace cero. Estos son casos ideales, pero en la práctica se produce un buen acoplamiento acústico o buena adherencia entre los medios cuando Z_1 y Z_2 poseen valores del mismo orden de magnitud, es

decir, el valor de α_1 se encuentra dentro del intervalo entre 0.1 y 1. Se experimenta un grado de acoplamiento pobre cuando los órdenes de magnitud de Z_1 y Z_2 difieren considerablemente, por ejemplo, cuando α_1 es $<$ de $10 E^{-3}$. Como ejemplo se pueden considerar dos medios como agua y acero, para los cuales las impedancias características respectivas son $1.4 E^{+6}$ y $4.7 E^{+7}$ $Kg/m^2 \text{ seg.}$, α_1 tiene un valor aproximado de 0.1, que representa una pérdida de sólo 10 dB; esto significa que los dos medios se encuentran razonablemente bien acoplados. Por otra parte, si el agua se reemplaza por aire, el cual tiene una impedancia de 400 $Kg/m^2 \text{ seg.}$, α_1 se reduce hasta aproximadamente $10 E^{-6}$, que corresponde a una pérdida de 60 dB; esto constituye un ejemplo de acoplamiento extremadamente pobre. Lo anterior se comprueba mediante la utilización de un tercer medio interpuesto.

Cuando se coloca una capa paralela de un tercer medio, de impedancia característica, Z' , entre los medios 1 y 2 el valor de α_1 es dado por la expresión:

$$\alpha_1 = (4 Z_1 Z_2) / ((Z_1 + Z_2)^2 \cos^2 K'l + (Z' + Z_1 Z_2 / Z')^2 \text{ Sen}^2 K'l) \quad (12)$$

donde l es el número de ondas para el medio interpuesto.

Se consideran tres casos especiales:

- a.- Cuando el medio interpuesto es lo suficientemente delgado para que $K'l \ll 1$, el término del coseno de la ecuación (12) tiende a la unidad y el término del seno se puede despreciar. La expresión se reduce a la ecuación (11) y el medio interpuesto no tendrá efecto sobre la transmisión del sonido. El valor de l requerido para satisfacer esta condición depende de los valores relativos de Z_1 , Z_2 y Z' ; cuando Z' es muy pequeño comparado con Z_1 y Z_2 esta aproximación no está justificada.

Por ejemplo, el caso de la superficie de un transductor de cristal de cuarzo colocado en contacto

directo con una superficie de acero que se manipula con una tolerancia de 2μ . Las superficies soldadas se encuentran en contacto entre sí solamente en unos pocos lugares y se llena, efectivamente, tres medios consecutivos, cuarzo, aire y acero. Los valores correspondientes de Z_1 , Z' y Z_2 son $1.5 E + 7$, 400 y $4.7 E + 7$ Kg/seg por metros cuadrados respectivamente. El espesor del medio interpuesto es de $2 E - 4$ cm y, para una frecuencia de 1 MHz, el valor de K' será aproximadamente 200/cm. La ecuación (12) muestra que el valor de a_1 será tan bajo como $4 E - 9$ aproximadamente. Comparado con el valor de 0.76 que se obtiene usando la ecuación (11). Por otra parte, si entre las superficies se interpone una película de agua cuya impedancia característica es de $1.5 E + 6$ Kg/seg por metros cuadrados, entonces K' es aproximadamente 12/cm, el valor de a_1 resultante usando la ecuación (11), es decir, se puede despreciar el efecto del medio interpuesto en la transmisión del sonido.

b.- Cuando el espesor del medio interpuesto es un número entero de semilongitudes de onda, es decir, $l = n\lambda/2$ ó $K'l = n\pi$, la ecuación (12) se reduce de nuevo a la forma de la ecuación (11). El valor del coeficiente de transmisión es el dado por la ecuación (11), ya que es independiente de la impedancia de la capa intermedia. En la práctica se requiere una banda estrecha de frecuencias para que esta condición se alcance plenamente.

c.- Cuando el espesor del medio interpuesto es igual a un número impar de cuartos de longitudes de onda, es decir, $l = (2n - 1)\lambda/4$ ó $K'l = (2n - 1)\pi/2$, la ecuación (12) se reduce a la forma siguiente:

$$x_1 = 0.4 Z_1 Z_2^2 / (Z_1' + Z_2 Z_2' / Z_1)$$

Si la impedancia de la capa intermedia es de un valor tal que $(Z')^2 = Z_1 Z_2$, se tendrá que $a_t = 1$, es decir, la transmisión se produce al 100 %. Esto tiene una analogía en óptica con el recubrimiento de las superficies de las lentes con capas del espesor de un cuarto de longitud de onda. Se advierte de nuevo que cuando el valor de Z' es despreciable comparado con los valores de Z_1 y Z_2 (por ejemplo, cuando el medio interpuesto es aire), el coeficiente de transmisión a_t tiende a cero.

Si la absorción es demasiado elevada no se produce un grado apreciable de penetración del medio por las ondas sonoras. Los métodos de impedancia se pueden utilizar en estas circunstancias, ya que únicamente se miden los efectos de la reacción del medio sobre la fuente (el transductor) en su lado receptor o sobre otro medio (el recubrimiento) en contacto directo con la fuente. Para este método se deben conocer las relaciones existentes entre las componentes real e imaginaria de la impedancia acústica específica y las constantes de propagación de los medios bajo prueba.

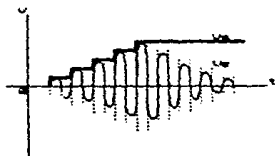
Una forma de medir los efectos de la reacción del medio interpuesto (la existencia de burbujas de aire) es usando un sensor de amplitud de voltaje. Para un espesor patrón de materiales conocidos la amplitud de voltaje en la salida del circuito receptor es también conocida, pero si existiera una discontinuidad o una pobre adherencia entre el recubrimiento y el material, la penetración de los medios por las ondas sonoras sería muy poca, es decir, el coeficiente de transmisión a_t tendería a cero, en consecuencia la respuesta en la salida del circuito amplificador sería mayor en amplitud a la esperada. Por lo anterior se concluye que la relación entre la amplitud de voltaje y el coeficiente de transmisión para determinar un porcentaje de continuidad es inversamente proporcional.

La etapa sensora de amplitud de voltaje de correcto funcionamiento esta formada por un circuito detector de picos maximos, un seguidor de voltaje acoplador de impedancias, un circuito sumador y un convertidor de analogico a digital (CAD).

CIRCUITO DETECTOR DE PICOS MAXIMOS.

Es una clase especial de circuito muestreador-sujetador. Por que sigue la señal de entrada hasta que esta alcanza un valor máximo y, entonces el detector de picos maximos sujeta o anarra el valor máximo.

Es un detector de picos maximos de ganancia unitaria que no inverte, proyectado para detectar los valores de los picos maximos positivos, las formas de onda de entrada y salida se muestran en la figura 4.2:



FORMAS DE ONDAS DE ENTRADA Y SALIDA
DEL CIRCUITO DETECTOR DE PICOS MAXIMOS

FIGURA 4.2

En el proyecto se uso el circuito detector de picos más sencilla que consiste solamente de un diodo y un capacitor como se muestra en la figura 4.3:

CIRCUITO DETECTOR DE
PICOS MÁXIMOS

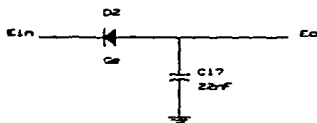


FIGURA 4.3

El diodo D_1 permite que la corriente pase en una dirección solamente para cargar el capacitor sujetador C_1 . Cuando E_{in} se hace menor que E_o (ignorando la caída en D_1), D_1 se polariza en forma inversa, y C_1 sujeta el valor máximo. Debido a la corriente de fuga I_d de D_1 , el voltaje almacenado en C_1 se debilitará a una razón dada por:

$$E_o / t = I_d / C_1 \quad (\text{volts/seg.}).$$

Cualquier impedancia en paralelo que carga a C_1 causa un debilitamiento exponencial de constante de tiempo, $\tau = C_1 R_1$ ($R_1 = R_{\text{carga}}$). Un modo de operación conveniente y útil, indica el estado del detector de picos máximos, el estado de salida, es una señal digital de dos niveles que cambia de estado en el tiempo preciso, que D_1 deja de conducir.

Este modo de operación es conveniente para nuestros fines ya que de acuerdo a las pruebas el valor de pico máximo cambia en el detector cuando se separa el transductor de la pieza bajo prueba (modo de poner en cero).

El circuito básico tiene algunos inconvenientes para las mediciones de precisión, las caídas no lineales en D_1 son difíciles de compensar, en especial por que la precisión del detector debe ser independiente de las variaciones de temperatura, de la frecuencia y de la amplitud de la respuesta de la señal de entrada. Una alternativa de solución es

encerrarlo en un anillo de realimentación de un A.O. y se eliminarán en su mayor parte las desventajas del circuito básico. Sin embargo, usando el A.O. el circuito detector de picos máximos debe estar muy amortiguado ó superamortiguado, por que cualquier sobretiro en la respuesta escalonada de la señal se sujetara como valor máximo. La eliminación del sobretiro puede ser difícil en los circuitos con dos A.O. encerrados en el mismo anillo de retroalimentación. Además, los amplificadores deben ser estables cuando impulsan o cargan una carga capacitiva. Debe tenerse cuidado para evitar que los amplificadores se sobrecarguen después de que se ha detectado un máximo ya que el anillo de retroalimentación se rompe cuando D_2 tiene polarización inversa. En la figura 4.4 se muestra un circuito mejorado para el detector de picos máximos elaborado con dos A.O.

CIRCUITO DETECTOR DE PICOS MEJORADO

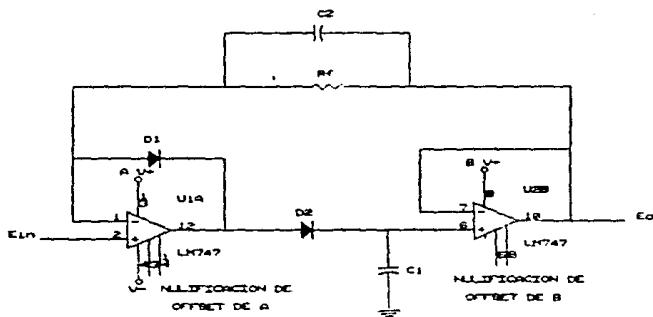


FIGURA 4.4

Como la salida del circuito detector de picos máximos estará conectada a un circuito convertidor de analógico-digital (ADC), se requiere un A.O. separador (acoplador de impedancias) para evitar que la carga descargue a C_1 .

Antecedente del comportamiento y característica del

Amplificador Operacional elemento que constituye el circuito detector de picos máximos.

El término Amplificador Operacional (A.O.) se refiere normalmente a un amplificador de voltaje de alta ganancia, con acoplamiento directo y una entrada diferencial (2 terminales de entrada, ninguna de las cuales está puesta a tierra). Puesto que tiene acoplamiento directo (lo que significa que no utiliza capacitores de acoplamiento para bloquear la C.D.), puede amplificar todas las frecuencias de señal hasta 0 Hz. Su frecuencia límite superior está típicamente por arriba de 1 MHz.

Aunque el A.O. es un amplificador completo, se ha diseñado para que puedan conectarse componentes externos a sus terminales, a fin de determinar las características de operación del amplificador. Esto es, la ganancia de voltaje del amplificador, las impedancias de entrada y salida, y la respuesta de frecuencia todo esto depende casi exclusivamente de los componentes externos "estables". Esto hace que el amplificador satisfaga fácilmente las condiciones de cualquier aplicación particular, y es esta versatilidad lo que hace que el uso de los A.O. sea tan popular en la industria.

Valores de la fuente de polarización.

En la mayoría de los A.O. se utilizan voltajes de alimentación de + Vcc y - Vcc simétricos; esto es, ambas fuentes tienen la misma magnitud. Los voltajes más comunes son +/- 15 V. El uso de fuentes de polarización + Vcc y - Vcc permite que el voltaje de salida del A.O. se equilibre tanto positiva como negativamente respecto a tierra.

Características de entrada y salida.

El A.O. es un amplificador "diferencial", lo que significa que amplifica la diferencia de los voltajes presentes en los 2 terminales de entrada. El voltaje de salida está dado

por:

$$e_{sal} = A_{vol}(e_1 - e_2)$$

e_1 y e_2 son respectivamente los voltajes de las terminales + y - de entrada respecto a tierra. A_{vol} es la ganancia de voltaje en circuito abierto, es decir, sin conexión externa de realimentación. La figura 4.5 muestra este tipo de circuito.

A.O. EN CIRCUITO ABIERTO

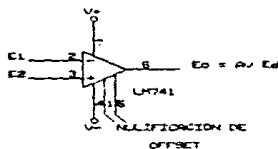


FIGURA 4.6

Impedancia (Z) y corriente de entrada.

La impedancia de entrada Z_{ent} se muestra como una resistencia, aunque a muy altas frecuencias tendrá una importante componente de reactancia capacitiva. Sin embargo, en este caso, se considera como una resistencia pura. Normalmente los valores de Z_{ent} son más bien altos para los A.O. y varían generalmente de 10 K ohms a más de 1 M ohms; en la mayoría de los casos dichos valores tienden hacia el extremo más alto de ese intervalo.

Cuando un A.O. opera en su región lineal, la combinación de Z_{ent} y un pequeño e_2 da como resultado una corriente extremadamente pequeña que fluye a través de las terminales de entrada. Esto permite establecer una segunda regla, puede suponerse que la corriente que fluye a través de las terminales de entrada del A.O. es virtualmente cero, cuando el A.O. opera en su región lineal.

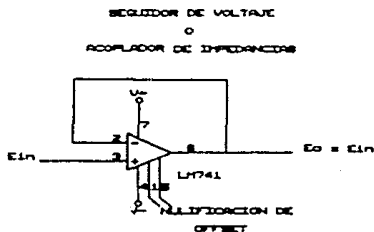
Impedancia y corriente de salida.

El valor de la impedancia de salida (Z_{sal}) para un A.O. moderno se encuentra generalmente en el intervalo que va de 50

ohms a 200 ohms, el cual se considera relativamente bajo. Sin embargo, cuando un A.O. se utiliza con retroalimentación negativa, su impedancia efectiva de salida se reduce a menos de 1 ohm. Esto permite al A.O. activar la mayor parte de las cargas con muy pequeña pérdida de la amplitud de salida.

El seguidor de voltaje.

Es el circuito A.O. más simple de circuito cerrado. La entrada, e_{in} , se aplica a la terminal de entrada +, y la salida, e_o , se conecta directamente de retorno a la terminal de entrada -. Esta es una retroalimentación negativa, puesto que la salida se retroalimenta a la entrada -. El circuito se muestra en la figura 4.6:



El A.O. seguidor de voltaje se usa en retroalimentación negativa a fin de producir $e_o = e_{in}$ para valores grandes de A_{vol} .

En este circuito la salida ayuda a determinar la entrada diferencial, la cual entonces es amplificada para producir esa salida. Esto es:

$$e_d = e_{in} - e_o$$

y:

$$e_o = A_{vol}(e_d) = A_{vol}(e_{in} - e_o)$$

despejando e_o ,

$$e_o = (A_{vol} \cdot (1 - A_{vol})) e_{in}$$

$$A_{cl} = e_o / e_{in} = A_{vol} / (1 + A_{vol})$$

para valores grandes de A_{vol} , la ganancia en circuito cerrado,

se reduce a: $A_{cl} = e_o / e_{in} = 1$

Evidentemente el circuito no se usa por su ganancia de voltaje sino por que tiene una impedancia de entrada muy grande y muy baja impedancia de salida. Lo que lo hace adecuado para actuar como un amplificador separador (buffer).

Efecto de la tensión offset.

Un A.O. ideal deberá tener una tensión de salida cero para entrada cero. En la práctica, siempre habrá alguna tensión de salida sin que se haya aplicado voltaje a la entrada, la cual se denomina "offset". El "offset" puede ser consecuencia de 2 fuentes, la tensión de offset presente a la entrada y la corriente de offset presente también en la entrada. Estos dos entradas son independientes una de la otra, y contribuyen al "offset" en una forma que depende del circuito usado. Los "offset" por sí, no son un problema grave, ya que siempre pueden anularse con otra tensión igual y contraria. El problema está en que su valor cambia con la temperatura, el tiempo y la tensión de alimentación, siendo estos cambios lo que se le llama desplazamiento.

La tensión offset V_o es la tensión que hay que aplicar entre los terminales de entrada del A.O. para obtener una tensión de salida igual a cero.

A la salida del circuito seguidor de voltaje (acoplador de impedancias) y en ausencia de señal de entrada $E_{in} = 0$ V se tiene un voltaje de C.D. de descompensación de aproximadamente 200 mV generado en las etapas anteriores. En algunas aplicaciones el efecto del voltaje por descompensación carece de importancia y puede despreciarse. Sin embargo, en este

aso, tal efecto es importante debido a la precisión necesaria en la medición y a la resolución en el ADC. Por ello se debe eliminar la descompensación, esto se intenta realizar con los métodos que marca el fabricante y se logró reducir, pero no eliminar, por lo tanto se optó por conectar otro A.O. como circuito sumador de voltaje a fin de eliminar el voltaje de *offset* en ausencia de señal de entrada, sumando un nivel de voltaje igual pero de polaridad contraria. La descripción del circuito se realiza a continuación, mostrándose su figura correspondiente la 4.7.

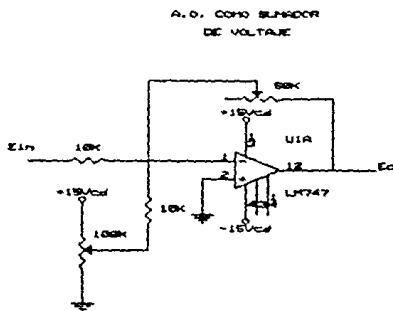


FIGURA 4.7

Si se tiene en cuenta que la corriente que circula hacia tierra virtual debe ser igual a la que circula a partir de ella, puede escribirse:

$$I_f = I_1 + I_2 = e_1 / R_1 + e_2 / R_2$$

si
$$e_o = -R_f I_f$$

$$e_o = -R_f (e_1 / R_1 + e_2 / R_2)$$

y es
$$R_1 = R_2 = R_f$$

entonces
$$e_o = - \Sigma e_{in}$$

En la figura 4.8 se muestra el circuito completo del

Detector de Ficos Máximos que nos ayudará para la detección y medición de la adherencia entre dos medicos o materiales.

CIRCUITO DETECTOR DE
PICOS MÁXIMOS COMPLETO

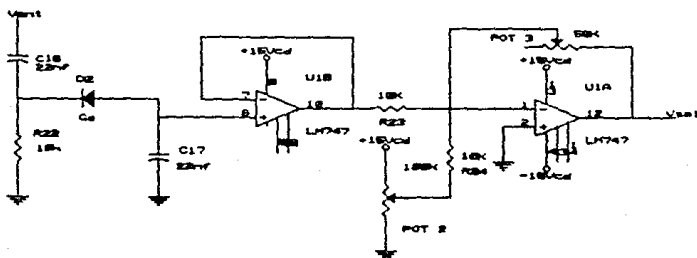


FIGURA 4.8

Convertidores A/D. ADC0801, ADC0802, ADC0803 y ADC0804 compatibles con microprocesadores CMP. de 8 bits.

Descripción general.

Los ADC0801, ADC0802, ADC0803 y ADC0804 son convertidores A/D de aproximaciones sucesivas, CMOS de 8 bits, los cuales usan un potenciómetro de escalera modificado similar al producto 255 P. Son diseñados para encontrar compatible el NSC MICRQBUS para permitir operación con el bus de control del Z-80, y manejar directamente los latch de salida de 3 estados por el bus de datos. Estos A/Ds' parecen del mismo modo localidades de memoria o puertos E/S para el MP y no necesita interfaz lógica.

Una nueva entrada diferencial para voltaje analógico permite incrementar el rechazo a modo común y compensar el cero analógico en el valor de voltaje de entrada. En suma, la entrada de voltaje de referencia puede ser ajustada para codificar pequeños lapsos de voltaje analógico por la total resolución de 8 bits.

Características.

- Compatible con el μp Z-80 no necesita interfaz lógica.
- Fácil interfaz para todo MP, u operaciones "solitarias".
- Entrada diferencial a voltaje analógico.
- Entradas y salidas lógicas reconociendo especificaciones de nivel de voltaje TTL.
- Trabaja con voltaje de referencia de 2.5 V (LM 336).
- Generador de reloj sobre el circuito integrado.
- Rango de entrada de voltaje analógico de 0 - 5 V, con una sola fuente de 5 Vc.d..
- No requiere ajuste de cero.

Especificaciones.

- Resolución 8 bits
- Error total $\pm 1/4$ LSB; $\pm 1/2$ LSB y ± 1 LSB

- Tiempo de conversión	100 μ seg
- Tiempo de acceso	135 n seg
- Fuente de polarización	5 Vc.d.

Convertidor Analógico - Digital ADC0804.

Descripción de funcionamiento interno.

Las series ADC0801 contienen un circuito equivalente a una red 256 R. Los interruptores analógicos son secuenciados por lógica de aproximaciones sucesivas para igualar la diferencia de voltaje analógico en la entrada (Vin (+) - Vin (-)) para un correspondiente toque sobre la malla R. El bit más significativo (BMS) es examinado primero y 8 comparaciones después (64 ciclos de reloj) un código digital binario de 8 bits (1111 1111 = escala total) es transferido hasta una salida de arranque (latch) y entonces una interrupción es asegurada. El dispositivo puede ser operado en modo libre conectando INTR hacia WR con CS = 0. Para asegurar un inicio completo bajo toda condición posible, un pulso externo en WR es requerido durante el primer ciclo. Una conversión en proceso puede ser interrumpida por emisión de un segundo comando de inicio.

En la transición de alto a bajo de la entrada WR el registro de aproximaciones sucesivas (SAR) interno y el registro de corriente son limpiados. Todo el tiempo que las entradas CS y WR permanecen en nivel bajo, el A/D ordena permanecer en un estado RESET, y manda iniciar la conversión de 1 a 8 ciclos de reloj después que al menos en una de esas entradas se produce una transición de bajo a alto.

La conversión es iniciada teniendo CS y WR ambos en nivel bajo. Esto activa el flip-flop de inicio (F.F) y el resultado nivel "1" limpia los 8 bits del registro de corriente, limpia el flip-flop de interrupción INTR F/F e introduce un "1" en el flip-flop tipo D, F/F1, el cual está inicialmente en la entrada del registro de corriente de 8 bits. La señal de reloj

interna entonces transfiere este "1" a la salida Q de F/F1. La compuerta AND, G1, combina este "1" de salida con una señal de reloj para proporcionar una señal de RESET para el flip-flop de inicio (START F/F). Si la señal ya no esta presente (WR o CS es "1") el flip-flop de inicio F/F es limpiado y el registro de corriente puede tener en su entrada de reloj un "1", el cual inicia el proceso de conversión. Si la señal estuviera presente y fija, el pulso de reset no sería efectivo (ambas salidas de START F/F estarían momentaneamente en "1") y el registro de corriente continuaría en el modo RESET. Esta logica por consiguiente es válida para las señales CS y WR y el convertidor iniciaría después de que al menos una de estas señales retornara a "1" y el reloj interno proporcione una señal de reset para el flip-flop F/F.

Después el "1" es pulsado a través del registro de corriente (lo cual completa la comparación del SAR) esto aparece como la entrada para el flip-flop tipo D (F/F2) tan pronto como este "1" sale del registro de corriente, la compuerta AND G2 origina la nueva palabra digital para transferirla hacia los flip-flops de salida de tercer estado.

Cuando F/F2 es pulsado subsecuentemente, la salida Q realiza una transición alto a bajo lo cual origina la activación del flip-flop INTR F/F. Un buffer inversor en ese momento proporciona la señal de salida INTR.

Cuando el dato esta siendo leído la combinación de CS y RD cambiando a nivel bajo puede causar un reset en el flip-flop INTR y los flip-flops de salida de tercer estado pueden ser inhabilitados.

Entradas de control.

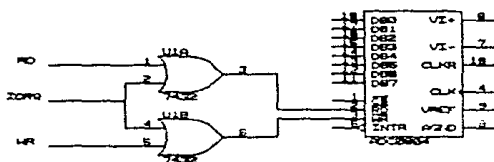
Las entradas de control (CS, RD y WR) son compatibles con niveles de voltaje de la logica TTL. Estas señales fueron descritas cuando se comparo el inicio normal del A/D y su

habilitación de los niveles de salida. En suma, estas entradas son activas en bajo para permitir una fácil interface para los buses de control del MP. Para aplicaciones no basadas en el MP, la entrada CS (terminal 1) puede ser aterrizada y el funcionamiento normal de inicio es obtenido por un pulso activado en bajo aplicado en la entrada WR (terminal 3) y la habilitación de la función de salida es causada por la aplicación de un pulso bajo en la entrada RD (terminal 2).

Interfazando el Z-80.

El bus de control del Z-80 es ligeramente diferente del 8080 por lo general la activación de RD y WR son separadas y condicionadas por solicitud de memoria, MREQ, y solicitud de entrada - salida E/S, IOPQ, estas señales son usadas las cuales tienen que ser combinadas con la habilitación general y acondicionadas para señales equivalentes al 8080. Una ventaja de operación del CAD en espacio entrada - salida E/S con el Z-80 es que el CPU manda insertar automáticamente un estado de espera (la activación de RD y WR son retardadas un periodo de reloj) para permitir más tiempo para responder a los dispositivos de entrada - salida E/S.

El mapa de la lógica del tiempo de E/S del CAD se muestra en la figura 4.9:



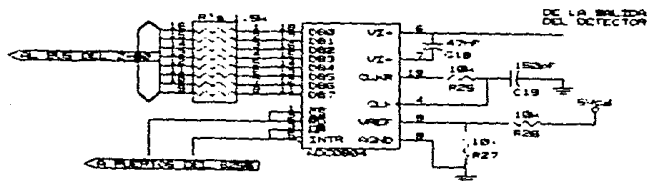
REFERENDO EL AOC CON UN DISPOSITIVO I/O
PARA LLEVARLO CON EL CPU Z-80

FIGURA 4.9

Una ventaja de E/S adicional existe como software, rutinas de acceso directo a memoria DMA son disponibles y su uso puede

realizarse de la transferencia de datos de salida los cuales existen en las 8 líneas más altas del bus de direcciones (A8 - A15) durante las instrucciones de E/S. Por ejemplo, selección multicanal para el CAD puede ser establecida con este modo de operación.

El circuito que nos ayudo para la conversión de la señal analógica a digital detectada como pico máximo y controlar dicho circuito en sus respectivas señales de control con el MKE I-80 se muestra en la figura 4.10.



CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL

FIGURA 4.10

CAPITULO 5

LA TECNICA DE PULSOS.

La tecnica de pulsos se utiliza ampliamente en la determinación de constantes de propagación de sólidos, especialmente a frecuencias de megaciclos. La figura 5.1 representa un diagrama a bloques simplificado del tipo de aparato empleado.

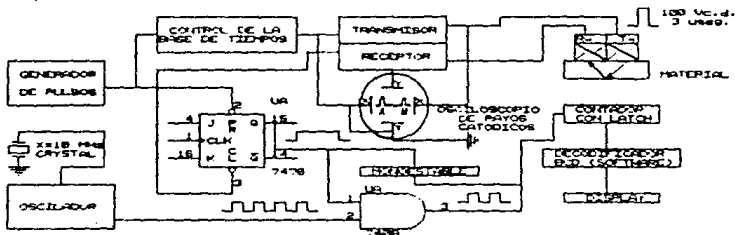


FIGURA 5.1

El transductor se acopla al transmisor y al receptor, se pueden usar dos transductores separados o uno solo. El amplificador actúa sobre la señal recibida y aparece como una serie de impulsos o picos después del impulso inicial. El ancho de banda del amplificador deberá ser lo bastante grande como para producir la separación de señales sin pérdida de ganancia.

La frecuencia de la base de tiempo que se produce a intervalos regulares de entre unos 50 y 1000 ciclos por segundo se sincroniza con la frecuencia de repetición del pulso a través de los canales de un osciloscopio, por consiguiente, los picos máximos A y B permanecen estacionarios sobre la pantalla. Si se calibra la base de tiempo, el tiempo empleado por el pulso para atravesar la muestra se determina midiendo la distancia entre A y B en base a la velocidad de repetición (pulsos generados por el oscilador) medida por un contador de frecuencia.

El contador es el corazón del medidor digital, la función básica es indicar el tiempo transcurrido entre dos puntos de una forma de onda, entre dos eventos eléctricamente detectables.

El por qué de la necesidad de este tipo de contador externo, al MKE Z-80 es debido a que el tiempo transcurrido de la forma de onda obtenida es demasiado pequeño y el tiempo de retardo de las instrucciones del MKE Z-80 al programarlo y mandarlo a ejecutar es demasiado largo es decir el MKE Z-80 es demasiado lento para la señal que se quiere medir.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO DETECTOR DE TIEMPO ENTRE ECOS.

El circuito de entrada del medidor de tiempo entre ecos, es un rectificador de media onda o limitador con el diodo en serie, de material del tipo Germanio con el fin de que la caída de voltaje a través del diodo en sentido directo sea la mínima posible (0.3 volts contra 0.7v para el Silicio). Debido a la señal que se maneja se debe tener en consideración la velocidad y en el Germanio a diferencia del Silicio la movilidad de los electrones y huecos es mayor.

Después la señal rectificada entra a unas compuertas NAND con entradas Schmitt-Trigger positivas, la selección de este bloque fue por los problemas encontrados en otras compuertas cuando las entradas de estos dispositivos lógicos cambian de estado en forma lenta y no fuerón suficientemente sensibles al tiempo de levantamiento, resultando difícil predecir los retardos por propagación, además se pueden realizar muchas decisiones lógicas mientras una entrada esta en transición y la distribución de señales a lo largo del tiempo resulta más difícil. Por estas razones se utiliza el dispositivo que genera ondas "cuadradas" y corresponde a un disparador Schmitt que genera esta formación de onda mediante el uso de una retroalimentación positiva en el circuito con el objeto de obtener una alta ganancia y además histeresis.

El 74LS132 es un paquete de cuatro compuertas NAND de dos entradas, completamente compatibles con circuitos TTL o DTL y solo requiere el voltaje estándar V_{cc} de +5 V.c.d. para operar. La corriente de entrada se limita a -0.4 mA y 20 μ A en los estados bajo y alto respectivamente, para minimizar la carga en la fuente de señales. Sin embargo, esas corrientes deben ser alimentadas por la fuente de señales y ésta tiene su impedancia restringida. En nuestro caso, la fuente de voltaje (señal de entrada) no puede alimentar un voltaje más bajo de cero volts, la impedancia en el estado lógico más bajo no deberá ser mayor que:

$$Z_{sl} = (V_s(sal)l - V_{il})/I_{il} = (0 - 0.4) V / (-0.4 E -3) = 1000$$

colocando una resistencia en la entrada de la compuerta NAND de 580 ohms se cumple esta condición ya que la resistencia del diodo en polarización inversa, es muy grande. "vista" desde la entrada de la compuerta NAND no rebasará los 580 ohms la impedancia de entrada.

Mayores o menores voltajes de alimentación permitirían mayores o menores impedancias en la fuente. Un cálculo similar se puede hacer para el estado alto:

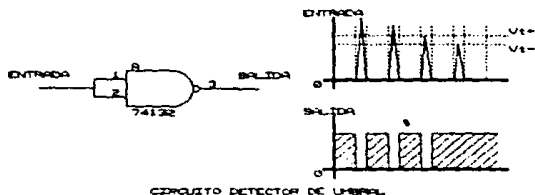
$$Z_{sh} = (V_s(sal)h - V_{ih})/I_{ih}$$

Los puntos superior e inferior se mantienen estables en todos los rangos de temperatura ocasionando cambios típicos menores a +/- 2.5 %.

Los tiempos de propagación se miden desde aproximadamente los puntos de umbral de entrada (thresholds) de 0.8 V (V_{l-}) y 1.6 V (V_{l+}). Con cargas estándar TTL los tiempos de propagación son $T_{phl} = 22$ nseg. máximo y $T_{plh} = 22$ nseg. máximo.

La aplicación típica usada del 74LS132 es como elemento detector de umbral (valor mínimo de un estímulo para producir una reacción), el circuito y las formas de onda son mostradas

en la figura 5.2.



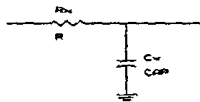
CIRCUITO DETECTOR DE UMbral

FIGURA 5.2

Conexión de las entradas no usadas. La necesidad de corriente de entrada cuando se conectan varios emisores de un mismo transistor de entrada a una misma salida se resuelve con el hecho de que si las entradas que no se usan se conectan a las entradas que se están usando, solo se incrementa la corriente I_{ent} .

-Circuito de retardo de tiempo.

La figura 5.3 muestra el circuito que se usa a menudo en aplicaciones de sincronización.



CIRCUITO DE RETARDO DE TIEMPO

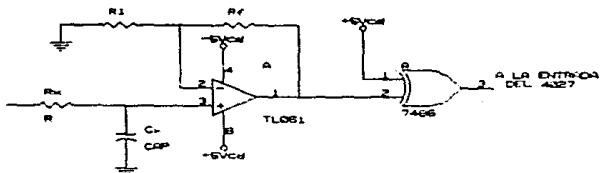
FIGURA 5.3

La función de este circuito es proporcionar un impulso bien definido a la salida, que ocurre después de cierto tiempo de retardo de la aplicación del voltaje de entrada. No importando la atenuación de la señal de la entrada a través de la resistencia R_x y la carga del capacitor C_x , lo que se pretende con el circuito es ensanchar el pulso de salida de la compuerta NAND el cual no pudo ser detectado por el flip-flop por no estar bien definido. El tiempo necesario para definir el pulso

puede calcularse por la ecuación:

$$t = RC \ln (V/V_c)$$

El circuito de retardo es conectado a la entrada no inversora de un amplificador operacional TLO81 con entrada FET en configuración de no inversor, cuya ganancia es la ideal para que una compuerta OR exclusiva lo sense como una señal lógica. La compuerta XOR "cuadra" los pulsos y además los invierte para el correcto funcionamiento del flip-flop que se activa en la bajada del pulso de reloj. El diagrama de esta etapa se muestra en la figura 5.4.



ETAPA DE CONFORMACION DE PULSOS
DEL TIEMPO ENTRE 600S

FIGURA 5.4

El flip-flop tipo T tiene solo una entrada de datos (T) y una entrada de reloj (CLK). También puede tener controles asincrónicos, control de preenergización (preset), borrado (clear) o ambos, y una o ambas salidas Q y su negación como se muestra en la figura 5.5.

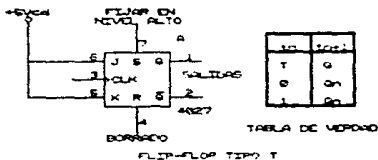


FIGURA 5.5

La tabla de verdad muestra que la operación es bastante simple, cuando la entrada T está en el estado lógico cero antes

del pulso de reloj, la señal de salida Q no cambiará con la señal de reloj y cuando la señal de entrada T está en el nivel lógico 1 antes del pulso de reloj, la señal de salida Q cambiará a su negación Q_n después de la señal de reloj. En otras palabras, si la señal de entrada T es igual a 1 lógico y al dispositivo le llega la señal de reloj, la salida cambiará de estado sin importar cuál era el estado de la salida antes de la señal de reloj. Esto se conoce con el nombre de toggling, de aquí el nombre de flip-flop tipo T.

El flip-flop tipo T por lo general no se encuentra disponible como tal, pero se puede construir con alguno de los otros tipos. Una de las aplicaciones más comunes de este tipo de flip-flop es en contadores y redes de conteo secuencial dada su característica inherente de dividir entre 2, ya que cuando se aplica un pulso de reloj, la salida cambia de estado solamente una vez en cada ciclo de entrada, por lo tanto, para completar el ciclo en la salida se requieren dos ciclos de entrada. Este es el tipo de operación requerida para el caso del contador codificado en forma binaria usado en este proyecto.

En particular se usó el MC 14027 B que es un circuito integrado de doble flip-flop tipo J-K con entradas independientes J, K, reloj (CK), set (S) y reset (R) por cada flip-flop. Algunas de las características de este dispositivo son:

- Corriente de reposo = 2 nA por C.I. típica a 5 Vc.d.
- Inmunidad al ruido 45% de Vc.d. típica
- Diodo de protección en todas las entradas
- Porcentaje como toggle 3 MHz típico a 5 Vc.d.

La conexión como toggle se realiza colocando las entradas J y K del MC 14027 B fijas a un 1 lógico, y la entrada será hacia la señal de reloj (señal que proviene de la compuerta OR exclusiva). La figura 5.6 muestra las señales de entrada y

salida del flip-flop tipo toggle.

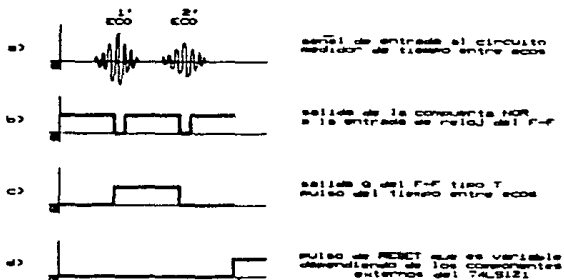


FIGURA 5.6

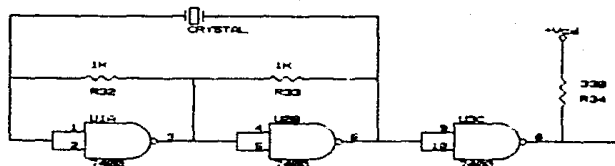
El circuito medidor de tiempo entre ecos cuenta con un oscilador base de tiempo, que es el elemento del contador como patrón en la medición de la frecuencia. Si "n" es el número de ciclos de una señal que ocurre en un tiempo "t", la frecuencia promedio "f" de esa señal sobre el tiempo "t" está dada por:

$$f = n/t$$

Un frecuencímetro convencional mide la frecuencia "f" acumulando el número de ciclos n de la señal de entrada sobre el periodo "t".

Por lo anterior se puede decir que la exactitud con la cual se genera "t" tiene un efecto significativo en la exactitud de la medida. En consecuencia la mayoría de los circuitos medidores emplean osciladores de cristal con frecuencias de 1.5 a 10 MHz como elemento de base de tiempo. La figura 5.7 muestra el circuito de reloj con oscilador controlado por cristal empleado en el aparato de medición.

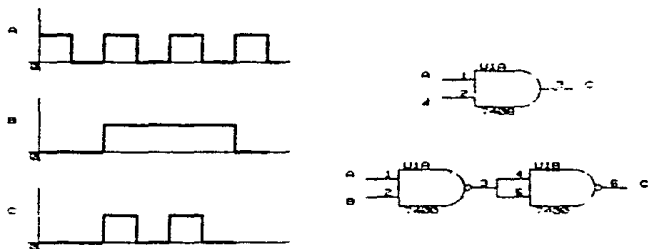
En este caso la frecuencia de oscilación del cristal 10 MHz determina la frecuencia de la señal de reloj, y gracias a la estabilidad del cristal se puede mantener un tiempo de ejecución constante.



OSCILADOR CONTROLADO POR CRISTAL

FIGURA 5.7

Compuerta principal. Ambas salidas, la del flip-flop tipo T y la del generador de reloj del oscilador base de tiempo están conectadas a una compuerta AND de dos entradas considerada como la compuerta principal que esta abierta y deja pasar los pulsos provenientes del circuito oscilador cuando en su otra entrada existe también presente la señal que llega del flip-flop y que es el pulso del tiempo entre ecos. Es decir, el control de apertura y cierre de la compuerta principal lo hace la presencia de la señal de ecos que es la respuesta del transductor, pasando por el flip-flop toggle. La compuerta "y" puede ser forrada también por dos compuertas NAND la segunda de las cuales es usada como inversora, esto se realizó para poder aprovechar las dos compuertas sobrantes del C.I. 74LS132 usado en la etapa medidora de tiempo entre ecos. La figura 5.8 muestra la compuerta "y", las señales de entrada y salida.



COMPUERTA "Y" CON SUS SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA

FIGURA 5.8

-Estabilidad a corto plazo.

Más adecuadamente llamada desviación fraccional de frecuencia; esta denominación se refiere al inevitable ruido (fluctuaciones aleatorias de frecuencia y fase generado por el oscilador). Ya que el ruido está espectralmente relacionando cualquier especificación de estabilidad a corto plazo debe incluir el promedio o medición del tiempo involucrado. El efecto de este ruido usualmente varía inversamente con el tiempo medido (tiempo entre ecos), y para que la medición sea significativa debe ser hecha sobre tiempos breves.

La salida de la compuerta principal pasa a la entrada de reloj del circuito integrado SN 74143 contador en BCD que totaliza los pulsos de salida y codifica este total para poder ser desplegado en forma decimal o bien ser captado como es el caso nuestro por el microprocesador Z-80 en el código BCD y ser así procesado para desplegar después la distancia o espesor de los materiales bajo prueba.

Algunas características del C.I. SN 74143 se describen a continuación:

- Contador de 4 bits con latch de salida/decodificador para salida a 7 segmentos.
- Selección de salida: el SN 74143 tiene a la salida 15 mA de corriente constante para operar con displays de ánodo común como el TIL 302 o el TIL 303. Maneja lámparas de alta corriente o displays con salidas de colector abierto.
- Capacidades de lógica universal.
Nula oscilación de ceros extraños.
Los latches de salida pueden controlarse con microprocesador incluido el control de punto decimal.
- Capacidad sincrónica incluida en el contador BCD.
Conexión en cascada para N-bits.
Avanzada técnica para minimizar la velocidad de degradación cuando son varios displays en cascada.
Entrada de borrado directa.

Descripción.

Este circuito TTL MSI contiene el equivalente a 86 compuertas en un solo chip. Las entradas y salidas lógicas son compatibles con TTL y DTL. Los buffers de entrada son implementados con resistencias relativamente grandes en serie, con las bases de los transistores de entrada para proporcionar la mínima corriente requerida promedio para las entradas TTL estándar de la serie 54/74. La habilitación del conteo en serie, en realidad 2 emisoros internos, es proporcionada como una carga estándar de la serie 54/74. Las salidas lógicas excepto RBO tienen realimentación.

Las salidas del 74 143 están diseñadas específicamente para mantener un nivel de caída de corriente constante de aproximadamente 15 mA desde la salida "a" hasta la "g" y de 7 mA para la salida "dp" (punto decimal) sobre un rango de voltaje de 1 hasta 5 volts.

Todas las entradas son sujetadas por diodo para minimizar los efectos de las líneas de transmisión, de este modo se simplifica el diseño del sistema. La máxima frecuencia de reloj es típicamente de 18 MHz y la potencia de disipación típica es de 280 mWatts. El rango de temperatura es de cero grados centígrados hasta 70 grados centígrados.

La función de las entradas y salidas de este dispositivo es como sigue:

Función	No. Pin	Descripción
Entrada borrar	3	Cuando es bajo, limpia y anarra cuenta en cero, debe ser alto (1 lógico) para cuenta normal.
Entrada reloj	2	Cada transición positiva deberá incrementar la

cuenta a condicionar de que el circuito este en el modo de cuenta normal (conteo serie y paralelo entrada habilitadora en bajo, entrada Clear en alto).

Entrada habilitadora de contador en paralelo (PCE1) 23

Debe ser bajo para modo de conteo normal. Cuando es alto el contador es inhabilitado. El nivel lógico no deberá ser cambiado cuando el reloj este en bajo.

Entrada habilitadora de conteo en serie (SCE1) 1

Deberá ser bajo para modo de cuenta normal. también debe ser bajo para habilitar salida de cuenta máxima hasta hacerse bajo. Cuando es alto, el contador será inhibido y la salida de cuenta máxima será mandada a alto. El nivel lógico no debe ser cambiado cuando el reloj es bajo.

Salida de cuenta máxima 22

Irà a bajo cuando la cuenta este en 9 y la entrada habilitadora de cuenta en serie sea bajo. Retornará a alto cuando el contador cambie a cero y permanecerá alto

		(inhabilitado) tanto tiempo como la entrada habilitadora de conteo en serie sea alto.
Entrada de Latch de Habilitación	21	Cuando es bajo, el dato en el latch sigue al contador. Cuando es lógico, el dato en los latches es almacenado, y el contador puede ser operado independientemente
Salidas con latch (Q_a , Q_b , Q_c , Q_d)	17,18 19,20	El dato BCD al ser conducido hacia el decodificador puede ser almacenado en el latch de 4 bits y que esta disponible para estas salidas para operar otra lógica y/o procesador. El peso binario de las salidas son: $Q_a=1$, $Q_b=2$, $Q_c=4$ y $Q_d=8$.
Entrada a punto decimal	7	Debe ser alto para desplegar punto decimal. El punto decimal no es desplegado cuando esta entrada es bajo (cero) o cuando el display es vaciado.
Entrada de vaciado	5	Cuando es alto, vacia el entero desplegado y fuerza RBO a bajo. Debe ser bajo

para desplegado normal. Puede ser pulsado para implementar control de intensidad del display.

Entrada de vaciado
de ondulación

4

Cuando el dato en los latches es cero BCD, un bajo en la entrada vaciará totalmente el display y fuerza la RBO a bajo. Esta entrada no será efectiva si el dato en los latches es otro que cero.

Salida de limpieza
de ondulación RBO

6

Alimenta información sin oscilación para la entrada de nula oscilación de la década siguiente. Proporciona un bajo si RBI es alto, o si PRI es bajo y el dato en los latches es cero en BCD; de otro modo, esta salida es alta. Esta terminal tiene un adecuado circuito resistivo de arranque cumpliendo un alambrado de una función AND con varias salidas de colector abierto. Siempre que esta terminal es bajo el display entero deberá ser vaciado; por eso, esta terminal puede ser usada como una entrada limpiadora activa en bajo.

Salidas direccionadoras	15.16	Salidas para direccionar
de led's o displays	14.9	led's de 7 segmentos o
	11.10	displays y su punto
	13.8	decimal.

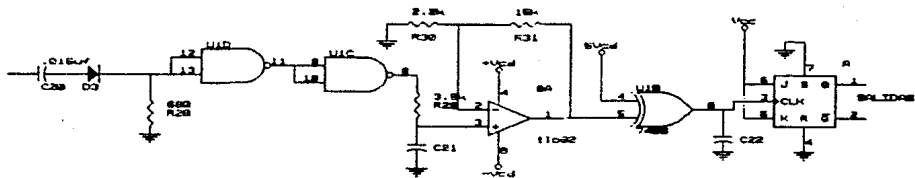
El control del contador se realiza en la entrada CLEAR, conectando esta terminal con la salida Q del flip-flop tipo T ya que debe ser uno lógico para cuenta normal y después cuando es cero limpia la cuenta. Un segundo control y más crítico es la habilitación de la entrada latch porque debe ser cero lógico para que el dato en el latch siga el incremento del contador y cuando sea 1 lógico la cuenta sea almacenada en el latch y quedar lista en las salidas de BCD. La inhibición o desinhibición de la entrada latch strobe solo es posible con un pulso exactamente contrario al del pulso entre ecos (salida Q del flip-flop), por lo tanto la conexión se hizo entre la salida Q negada del flip-flop y la entrada latch strobe del contador. Debido a que los pulsos entre ecos son del orden de 0.5 a 4 useg. para espesores de 0.05 a 0.5 milgadas (los mínimos medidos), el control por programa (software) queda descartado ya que el circuito resultó en este caso particular mucho más rápido que el microprocesador Z-80 usado en el proyecto y que tiene 2 MHz de reloj base de tiempo.

En la figura 5.9 se muestra el circuito detector de tiempo entre ecos completo (duración entre el primer eco y el segundo eco).

En la figura 5.10 se muestra el circuito que warra la cuenta de pulsos que hay a la salida de una compuerta AND en el tiempo en que transcurren el primero y segundo ecos tomando como base de tiempo el circuito oscilador controlado por cristal que opera a 10 MHz.

Fuentes de error en la medida.

Las fuentes principales de error al medir con estos



CIRCUITO DETECTOR DE TIEMPO ENTRE ECOS

FIGURA 5.9

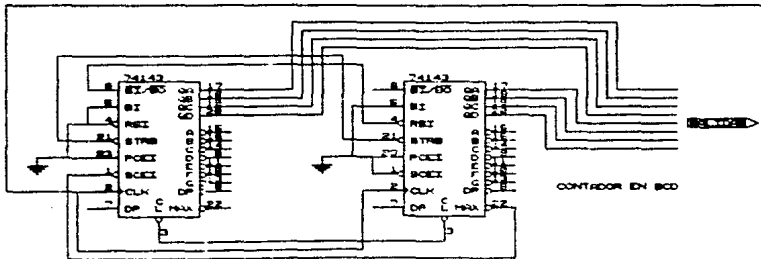
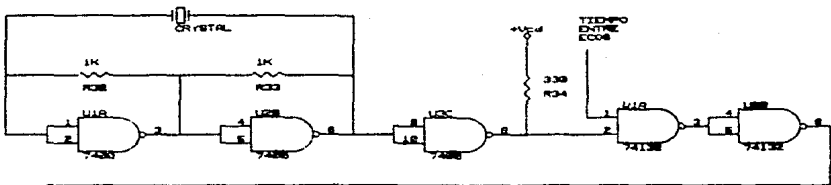
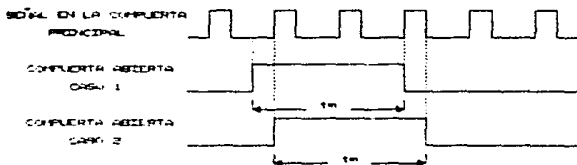


FIGURE 5.18

dispositivos son, la ambigüedad de ± 1 en la cuenta, el error en la base de tiempo y el error en el disparo.

Ambigüedad de ± 1 en la cuenta. Debido a que la señal de entrada a la compuerta principal del contador (pulso entre ecos) y la señal del generador de reloj con oscilador por cristal no son coherentes, existe una ambigüedad inherente de ± 1 cuenta en el número acumulado en las décadas, como se ilustra en la figura 5.11.



LA COMPUERTA PRINCIPAL SE ABRE POR EL MESMO TIEMPO t_m , EN AMBOS CASOS. LA INCOHERENCIA ENTRE EL RELOJ Y LA SEÑAL DE ENTRADA PUEDE CAUSAR DOS CENTROS, EN ESTE EJEMPLO SON DOS PARA EL CASO 1 Y TRES PARA EL CASO 2

FIGURA 5.11

El error de ± 1 anteriormente mencionado supone que la compuerta principal por ella misma no contribuye al error; pero como cualquier compuerta, la principal tiene retardos de propagación y le toma un tiempo finito el conmutarse entre sus estados "0" y "1"; por lo que cualquier diferencia principal en abrirse y cerrarse hará que aparezca una incertidumbre en el intervalo de tiempo que la compuerta esta abierta.

-El error en la base de tiempo.

Cualquier error en el generador de reloj oscilador base de tiempo se traduce directamente en un error de medida. Por ejemplo, si el total de todos los errores descritos es de $1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-7} = 10$ Hz. Similarmente para la medición de un periodo de 100 mseg el error puede ser $1 \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-7} = 100$ nseg.

-Error en el disparo.

La presencia de ruido en la señal de entrada al circuito detector de tiempo entre ecos causará incertidumbre en el punto en el cual la compuerta Schmitt (detector de umbral) conmuta. Si el ruido no es tan grande que pueda causar falsos disparos (producir más pulsos de salida del disparador Schmitt que pulsos de entrada que a él lleguen) no se introduce error en una medición de frecuencia. Esto es cierto ya que fue absorbido por el $\frac{1}{T}$. Sin embargo, para mediciones de periodo, esta incertidumbre produce errores similares en el tiempo que la compuerta está abierta ya que ésta es la señal que controla la compuerta.

Un pulso de entrada con rápida subida, o bajada, produce menos error de disparo que una señal senoidal con el mismo nivel de ruido. La mejor manera de evitar estos errores de disparo es tratar de ajustar el nivel de disparo en la zona de mayor rapidez de cambio de la señal de entrada, y si es posible, hacer la diferencia de niveles de disparo lo suficientemente ancha como para que el ruido sobre la señal no alcance a disparar al circuito Schmitt.

Consideraciones acerca del ruido.

El ruido significa voltajes y corrientes extraños en sistemas lógicos digitales.

Para una exclusión efectiva al ruido, el circuito sensitivo debe estar completamente blindado. Es muy provechoso conectar el sistema a una tierra firme, pero además el blindaje debe ser completo y conectarse a la tierra del sistema; de no hacerse, el blindaje puede acoplar el ruido al sistema.

El ruido externo puede ser conducido al sistema a través de las líneas de potencia. Desacoplar y filtrar estas líneas debe ser un procedimiento estándar de diseño.

En la generación de ruido interno, el ruido total de propagación es de importancia secundaria; el tiempo de transición real es el que determina el espectro amplitud-frecuencia de la señal generada en sus armónicas más altas. En relación al espectro de frecuencia generado cuando un elemento de la serie SN 5474 cambia de estado, es obvio que el sistema que use estos dispositivos debe recibir atención desde el punto de RF (radiofrecuencia) si se desea evitar problemas. Las corrientes transitorias generadas por las cargas de capacitancias, cambios en niveles de corriente directa, alimentaciones a las líneas, etc. deben ser consideradas. Si la línea y el retorno empiezan y terminan cerca de los dispositivos transmisor y receptor, no existe discontinuidad en la línea. Donde no existe un buen retorno de tierra, las corrientes observarán una discontinuidad en el cable en forma de una impedancia alta y se generará un pico de ruido. Si la tierra está bien hecha, las corrientes observan una baja impedancia y una cancelación en la corriente. Se pueden establecer dos reglas para reducir los efectos de corriente en líneas de transmisión a niveles aceptables en sistemas TTL. Son reglas empíricas, pero son efectivas.

- 1.- Conecte el cable par torcido o coaxial a una buena terminación de tierra cerca del bloque transmisor y receptor.
- 2.- Desacople el voltaje V_{CC} de la línea en el lado transmisor y receptor en la parte más cercana al bloque con un capacitor de disco de cerámica de 0.1 μ F.

Cuando un bloque cambia de estados, su corriente interna cambia de I_{CC0} a I_{CC1} . Estos valores se establecen en la hoja de especificaciones de cada equipo. También una capacitancia de destino o cualquier otra deben ser cargadas o descargadas en los cambios de estado. La capacitancia se puede cargar con una corriente :

$$I_c = C \, du / dt$$

De la ecuación se deduce que la corriente transitoria para cargar la carga capacitiva aumentará con los circuitos TTL de más alta velocidad; por lo tanto, la serie 54/74L tendrá las corrientes transitorias más altas. Otro parametro a considerar es R_4 porque actúa como un límite en la corriente de carga.

La corriente requerida para cargar C_L es suministrada por la alimentación V_{CC} cuando la transición es del cero lógico a uno lógico en la salida de G_1 . Cuando la salida de G_1 va del uno al cero lógico, la capacitancia C_L es puesta a tierra por el transistor Q_3 y así no tiene efecto sobre I_{CC} . La figura 5.12 muestra las configuraciones correspondientes para C_L y para la salida TOTEM-PULL.

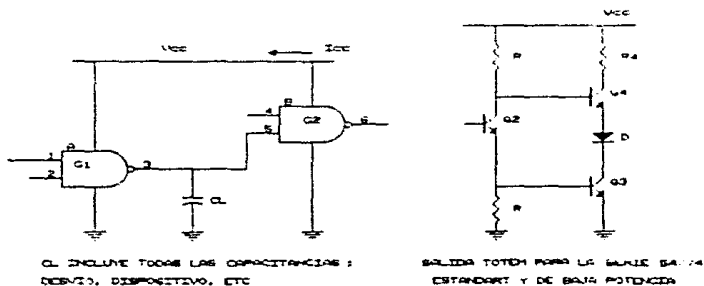


FIGURA 5.17

CAPITULO 6

Se hace una breve introducción del tipo de memorias que se utilizan en todo sistema de programación que utilice un microprocesador.

A las memorias en las cuales el número de acceso de escritura es muy inferior al número de acceso de lectura se les denomina ROM.

En inglés (Read Only Memory), memorias solo lectura. Su contenido es absolutamente inalterable desde el instante de la fabricación del Chip (pastilla); por lo tanto, la escritura de este tipo de memorias es uno de los procesos de fabricación; en ellas queda grabado un contenido estándar o un contenido determinado por el propio cliente.

MEMORIA EPROM.

Las memorias a las que se les puede realizar la función de leer los contenidos pero no la función de escribir se conocen como "memorias solo para leer" ó ROM. Los datos se almacenan durante la fabricación de la memoria o con algún proceso especial después de la fabricación. Estas memorias son no volátiles, es decir, conservan los datos aún después de desconectar la fuente de poder, y al conectar de nuevo la fuente de poder, se encuentran todavía los datos que tenía antes de quitar la energía al sistema.

Existen 2 variaciones de las memorias ROM, estas son las memorias PROM y EPROM. Las memorias PROM trabajan en forma semejante a las memorias ROM, pero con la distinción de que vienen "vacías" de fábrica. Es el usuario quién carga por métodos especiales al integrado con los programas de su interés o de su creación. Una vez cargado se comporta como otra memoria ROM.

Las memorias EPROM son semejantes a las memorias PROM pero con la opción de borrar lo previamente cargado. Se pueden cargar y borrar varias veces, esto permite la capacidad de depurar los programas sin necesidad de estar desperdiciando memorias PROM.

MEMORIA RAM.

Las memorias a las que se les puede cambiar el contenido de sus localidades con la función de escribir, lo mismo que obtener los contenidos de sus localidades con la función de leer, se llaman "memorias para leer-escribir". Esta clase de memorias se conocen comúnmente como memorias de acceso aleatorio o RAM. Estas memorias son "volátiles", es decir, son las que pierden todos los datos en el momento en que se desconecta la fuente de poder y al conectar de nuevo la fuente de poder, se encuentran valores no útiles (basuras).

Una memoria es de acceso aleatorio si los dígitos binarios individuales que almacena se pueden leer directamente.

Las memorias RAM pueden consistir de un tipo de estructura de flip-flops a las que se conoce como memorias estáticas, o pueden consistir de un tipo de estructura capacitiva a las que se les conoce como memorias dinámicas. Las memorias RAM estáticas conservan la información tanto tiempo como la energía está presente, mientras que a las memorias RAM dinámicas se les debe refrescar cada unos milisegundos para regenerar la carga almacenada en cada localidad. Las memorias dinámicas requieren de un ciclo de refresco que utiliza cerca del 1 al 5 % del tiempo total del procesamiento de una microcomputadora. Esto puede ser muy importante en algunas aplicaciones de tiempo real en las que se distinguirán como memorias que estarán ocupadas y no disponibles de usarse mientras este en proceso un ciclo de refresco. Las memorias dinámicas son más baratas que las estáticas.

INTERFAZ PERIFERICA PROGRAMABLE 8255 (PP1).

El circuito 8255 figura 6.1 es un dispositivo de E/S de proposito general programable.

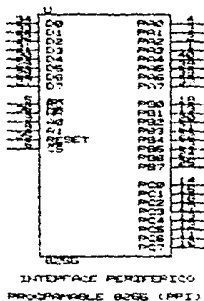


FIGURA 6.1

Tiene 24 terminales de E/S que se pueden programar individualmente en 2 grupos de 12 y usarse en 3 modos principales de operación (0, 1 y 2). En el modo 0, cada grupo de 12 terminales de E/S se puede programar en 2 grupos de 4 para entrada o salida. En el modo 1, cada grupo se puede programar para tener 8 líneas de entrada o de salida. De las 4 terminales restantes, 3 se usan para señales de "protocolo" y de control de interrupción. El modo 2, es un modo de bus bidireccional en el cual se utilizan las 8 líneas para un bus bidireccional y 5 líneas (pidiendo prestada 1 al otro grupo) para protocolo.

Otras características importantes de la 8255 incluyen la capacidad de poner y limpiar bits (Set/Reset) y la capacidad para alimentar 1 mA de corriente a 1.5 volts.

Su función es la de un componente de E/S de proposito general para interuzar equipos perifericos con el bus del sistema de la 8080A. La configuración funcional de la 8255 se

realiza por la programación del sistema. La configuración interna del PPI 8255 se muestra en la figura 6.2.

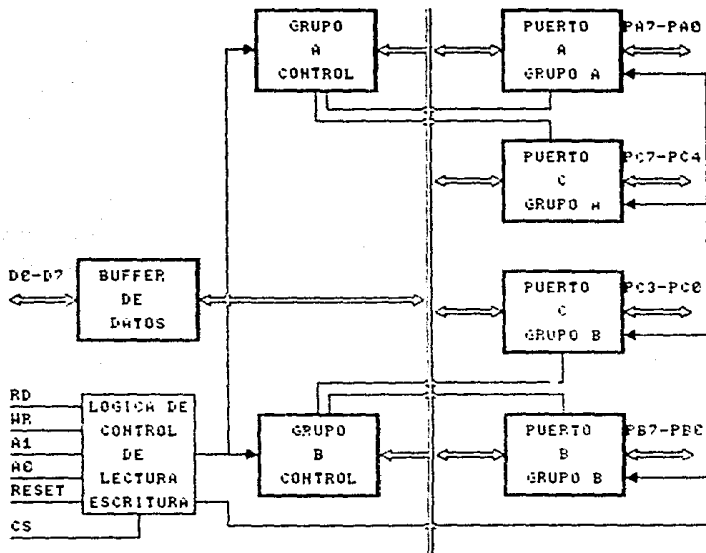


FIGURA 6.2

-Buffer del Bus de datos.

Esta conectado directamente al bus de datos del microprocesador (MP). La palabra de control y la información son transferidos a través de él. Las líneas D0-D7 representan el bus de datos bidireccional.

-Lógica de Control y de Leer-Escribir.

La función de este bloque es manejar todas las transferencias internas y externas de datos, controles y palabras de estado.

CS. Selector del integrado. Un nivel bajo en esta entrada habilita la comunicación entre la 8255 y el MP.

RD. Leer: Un nivel bajo en esta entrada habilita a la 8255 para enviar datos o información de estados al MP por el bus de datos. Esencialmente, permite "Leer" un dato al MP de la 8255.

WR. Escribir: Un nivel bajo en esta entrada habilita al MP para escribir datos o palabras de control en la 8255.

A0 y A1. Selección de los puertos: Estas señales de entrada en combinación con las entradas RD y WR, controlan la selección de 1 de los 3 puertos o del "registro de palabras de control". Ellos están normalmente conectados a los bits menos significativos (LSB) del bus de dirección (A0 y A1).

A2. Debido a que el Micro-Arit contiene 2 PPI, es necesario seleccionar la línea A2, que a través de una lógica, activa el selector de integrado (CS) del PPI deseado.

La tabla 6.1 muestra la tabla de verdad de la transferencia de datos entre el acumulador (A) y los 4 registros (A, B, C y de Control).

Reset. Limpiar: Un nivel alto en esta entrada limpia todos los registros internos incluyendo el "registro de control" y todos los puertos (A, B y C) se ponen al modo de entrada.

Grupos de Control A y B.

Esencialmente al MP envía una palabra de control a la 8255 que contiene información tal como modo de operación, cuales puertos son de entrada y cuales de salida, figura 6.3, proporcionando la configuración funcional inicial de la 8255. Cada uno de los grupos de control (A y B) aceptan comandos de la lógica de control de Leer/Escribir, reciben parte de la

TABLA 6.1 OPERACION BASICA

A2	A1	AE	RD	WR	CS	OPERACION DE ENTRADA (LEER)
1	0	0	0	1	0	Puerto A → Bus de Datos
1	0	1	0	1	0	Puerto B → Bus de Datos
1	1	0	0	1	0	Puerto C → Bus de Datos
OPERACION DE SALIDA (ESCRIBIR)						
1	0	0	1	0	0	Bus de Datos → Puerto A
1	0	1	1	0	0	Bus de Datos → Puerto B
1	1	0	1	0	0	Bus de Datos → Puerto C
1	1	1	1	0	0	Bus de Datos → Registro de Control
FUNCION DESHABILITADA						
1	x	x	x	x	1	Bus de Datos → Tres estados
1	1	1	0	1	0	Funcion ilegal

NOTA: DEBIDO A QUE EL MICRO-KIT CONTIENE DOS PPI, ES NECESARIO ADICIONAR LA LINEA A2, QUE A TRAVES DE UNA LOGICA, ACTIVA EL CHIP SELECT DEL PPI - DESEADO.

palabra de control del bus de datos interno y envian comandos a sus puertos asociados.

- Grupo de Control A - Puerto A y Puerto C superior (C7 - C4)
- Grupo de Control B - Puerto B y Puerto C inferior (C3 - C0)

El registro de control puede solamente ser escrito, no permite la operacion de leer su contenido. Los 3 puertos de la 8255 tienen la siguiente configuracion:

Puerto A: Un latch/buffer de salida de datos de 8 bits y un buffer de entrada de datos de 8 bits.

Puerto B: Un latch/buffer de entrada/salida de datos de 8 bits y un buffer de entrada de datos de 8 bits.

Puerto C: Un latch/buffer de salida de datos de 8 bits y un buffer de entrada de datos de 8 bits (sin latch).

para entrada). Este puerto se divide en 2 puertos de 4 bits cada uno bajo el control del modo de operación.

La interfaz 8255 trabaja en 3 modos principales de operación:

Modo 0 - Entrada/Salida básica.

Modo 1 - Entrada/Salida muestreada (utilizando el pulso strobe).

Modo 2 - Bus bidireccional.

Cuando la entrada RESET pasa a nivel alto todos los puertos de la 8255 pasan al estado de alta impedancia. Después de quitar el nivel alto de la entrada RESET la 8255 permanece en el modo de entrada. Durante la ejecución de un programa se puede seleccionar cualquiera de los 3 modos de operación simplemente cargando el registro de control con la palabra de control adecuada. Para definir la configuración el bit 7 de la palabra de control debe tener el valor 1.

PALMERA DE CONTROL

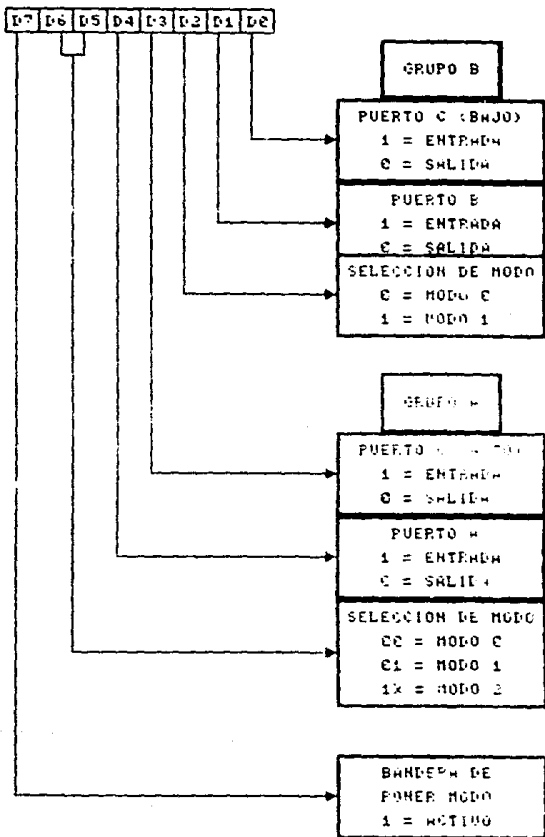


FIGURA 5.3

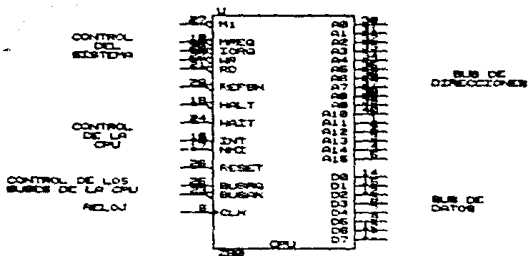
MICROPROCESADOR Z-80.

El microprocesador (MP) Z-80 es una Unidad Central de Procesos (CPU) de 8 bits paralelos. Se fabrica en un solo circuito integrado de alta escala (LSI) usando el proceso de canal "n" para compuertas MOS. El Z-80 contiene 18 registros de 8 bits y 4 registros de 16 bits, en total 22 registros. De los 18 registros, 14 son de propósito general y se pueden direccionar individualmente o en pares de registros proporcionando al operador precisión en sus operaciones. Tiene un registro de 5 banderas para indicar el estado del resultado de una operación (si es cero, el signo, acarreo, paridad/sobreflujo, acarreo medio y sustracción).

El Z-80 tiene una característica de Stack (pila de almacenar) externa, puede utilizar una parte de la memoria RAM como un stack de "último en llegar/primer en salir" para almacenar-obtener en forma rápida el contenido de los registros. Los 16 bits del Apuntador del Stack controlan la dirección de este Stack externo. Este Stack permite al Z-80 la habilidad para un manejo fácil de las interrupciones al poder salvar y rescatar en forma rápida los contenidos de los registros del Z-80. Utiliza un bus de dirección de 16 líneas y un bus de datos de 8 líneas para la comunicación del Z-80 con la memoria y los dispositivos de E/S. El control final de los buses de dirección y de datos reside en la señal de control \overline{MEMR} la cual proporciona la habilidad de suspender las operaciones y forzar a los buses de dirección y de datos a su estado de alta impedancia.

El microprocesador Z-80 se implementa en un circuito integrado de 40 terminales, figura 6.4, con la siguiente distribución:

- Un bus de dirección de 16 líneas.
- Un bus de datos de 8 bits.



DISTRIBUCION DE LAS TERMINALES DE LA CPU Z-80

FIGURA B.4

- 2 salidas de control desde el Z-80
- 5 entradas de control al Z-80
- 2 entradas de energía.
- 1 entrada de reloj.

EXPLICACION DEL MICROPROCESADOR Z-80.

Descripcion de las señales del microprocesador (MP).

- Bus de direcciones (A0 - A15).

Es un bus de 16 bits, con salidas de tercer estado que se activan en alto; permite direccionar hasta 64 Kbytes de memoria o hasta 256 puertos de entrada/salida, ya que únicamente ocupa los bits A0 - A7.

- Bus de datos (D0 - D7).

Es de 8 bits, bidireccional, con entradas/salidas de tercer estado activas en alto; se utiliza para intercambiar datos con la memoria o los dispositivos de entrada/salida.

- Primer ciclo de máquina (M1).

Es una salida activa en bajo, que indica el inicio del

ciclo de búsqueda, del código de la instrucción que se va a ejecutar.

- Requerimiento de memoria (MREQ).

Es una salida de tercer estado activa en bajo; indica que el bus de direcciones mantiene una dirección válida, para efectuar una operación de lectura o escritura en memoria.

- Requerimiento de entrada-salida (IOREQ).

Es una salida de tercer estado activa en bajo; indica que A0-A7 mantiene una dirección válida, para efectuar una operación de lectura o escritura en un puerto de entrada/salida.

- Lectura (RD).

Es una salida de tercer estado activa en bajo; indica que el MP desea leer información de la memoria o de un puerto de entrada/salida.

- Escritura (WR).

Es una salida de tercer estado activa en bajo; indica que el bus de datos mantiene información válida para ser almacenada en la memoria o enviada a un puerto de entrada/salida.

- Refresco de memoria dinámica (RFSH).

Es una salida activa en bajo; indica que A0-A7 contiene la dirección de memoria dinámica a refrescar.

- No operación (HALT).

Es una salida activa en bajo; indica que el MP está ejecutando una instrucción HALT y espera una interrupción masarable o no masarable para reanudar su operación.

- Espera (WAIT).

Es una entrada activa en bajo; que indica al MP que es

un dispositivo de entrada/salida o la memoria no están listos para realizar una transferencia de datos, por lo cual, permite que dispositivos de diferentes velocidades de respuesta, se sincronicen con el MP.

- Requerimiento de interrupción mascarable (INT).

Es una entrada activa en bajo, que es generada por los dispositivos de entrada/salida para que el MP maneje una interrupción mascarable.

- Requerimiento de interrupción no mascarable (NMI).

Es una entrada activa en bajada de flanco; es generada por los dispositivos de entrada/salida para que el MP maneje una interrupción no mascarable.

- Restablecer (RESET).

Es una entrada activa en bajo, que deshabilita al MP de sus funciones, estableciendo condiciones iniciales.

- Requerimiento del bus (BUSREQ).

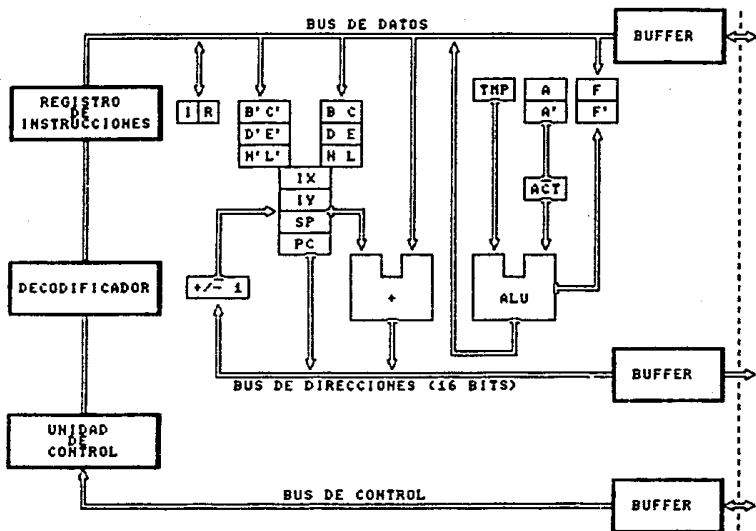
Es una entrada activa en bajo, que indica al MP que ponga las salidas del bus de direcciones y de datos en alta impedancia.

- Reconocimiento del bus (BUSRD).

Salida activa en bajo; que indica al dispositivo solicitante que el MP libera el bus de datos y direcciones.

ESTRUCTURA INTERNA DEL MICROPROCESADOR (MP).

El MP está constituido básicamente por una unidad aritmético-lógica, un conjunto de registros de propósito general, un acumulador (AD), un decodificador de instrucciones, una unidad de control y registros de direccionamiento, como se muestra en la figura 6.5.



ORGANIZACION INTERNA DEL Z-80

FIGURA 6.5

- Registro de Instrucciones.

En él se almacena el código de la instrucción, que posteriormente se envía al decodificador.

- Decodificador y Unidad de Control.

El decodificador se encarga de interpretar el código de las instrucciones para indicarle a la Unidad de Control, que envíe las señales de sincronización a los elementos internos externos al MP.

- Registros de propósito general.

Se utilizan para almacenar, en forma temporal, datos de un programa y están etiquetados con las letras A, B, C, D, E, H, y L. Existe otro conjunto complementario denotado por las letras A', B', C', D', E', H' y L'.

- Registros de propósito especial.

Son los registros PC, SP, IX, IY, I, R.

El contador de programa (PC) contiene la dirección de memoria de la siguiente instrucción a ser ejecutada. El contenido del PC se incrementa en uno, después que se transfiere al bus de direcciones.

El apuntador del stack (SP) mantiene la dirección de la parte alta del stack, que está localizado en alguna parte de la memoria RAM.

Los registros de índice (IX e IY) se utilizan como apuntadores base cuando se desea acceder una tabla de datos en memoria.

El registro de interrupción (I) es usado solo en un modo especial, en donde un llamado indirecto a una localidad de memoria, es generado como respuesta a una interrupción. El registro I se usa para almacenar la parte alta de la dirección indirecta.

El registro de refresco de memoria (R), apunta al bloque de memoria que será refrescado.

- Acumuladores y registros de banderas.

Existen 2 acumuladores (A y A') de 8 bits, asociados con sus respectivos registros de banderas (F y F'). En el acumulador es donde se mantiene el resultado de las operaciones aritméticas o lógicas de 8 bits; el registro de

banderas, mantiene condiciones específicas del resultado de operaciones de 8 o 16 bits; tales banderas se muestran a continuación:

BIT SIMBOLO NOMBRE DE LA BANDERA

7	S	Signo: 1 - negativo 0 - positivo.
6	Z	Cero: 1 - el resultado es cero 0 - el resultado no es cero
5	-	-----
4	H	Carry intermedio: 1 - Hay Carry 0 - No hay Carry
3	-	-----
2	P V	Paridad/Sobreflujo: 1 - Paridad par, sobreflujo 0 - Paridad impar, no hay sobreflujo
1	N	Suma/Resta: 1 - Resta 0 - Suma
0	C	Carry: 1 - Hay Carry 0 - No hay Carry

- Unidad Aritmética-Lógica.

Es donde se realizan las siguientes operaciones aritméticas y lógicas:

Suma,	AND lógico,	Rotación lógica o aritmética.
Resta,	OR lógico,	Comparación.
Incremento,	OR exclusivo,	Manejo de bits.
Decremento.		

CAPITULO 7

En el presente capítulo se hará una breve descripción de los elementos que constituye la medición de espesores de materiales donde se transmita el ultrasonido y la medición de adherencia entre dos medios.

El equipo de medición de espesores y adherencia se hizo con el fin de tener un acceso rápido y confiable en la medición de estas características de materiales; donde el acceso de medición sea muy difícil y por una sola cara. La lectura de dichas características medidas se muestra en un display y están dadas en milésimas de pulgada, ya que esta unidad es estandar en dichos aparatos de medición.

Este equipo de medición desarrollado en esta tesis puede medir espesores en medios donde se propague el ultrasonido, este equipo está impuesta a mejoras para una mayor versatilidad en la medición de espesores de materiales pero eso se deja como proyecto abierto para quien se interese en desarrollar nuevos proyectos en base a los principios de ultrasonido y circuitos electrónicos que se experimentaron y desarrollaron en esta tesis.

Base de tiempo.- Su función es generar la señal de sincronización para la emisión de pulsos eléctricos de alta frecuencia por parte del circuito transmisor, C.I. 555 en forma Astable.

Monostable.- Su función es generar un pulso de disparo de un SCR con una duración de 3 useg. para la generación del pulso de excitación del cristal piezoeléctrico.

Elevador de tensión.- Esta etapa genera un voltaje de excitación para el cristal piezoeléctrico de 100 Vc.d. con una duración de 3 useg.

Cristal piezoeléctrico. - Por medio del efecto piezoeléctrico inverso y directo se transforma la energía para la detección de pulsos eléctricos de la siguiente manera: se excita al cristal por medio de pulsos eléctricos y este responde generando vibraciones ultrasonicas que se transmiten al material bajo prueba (efecto piezoeléctrico inverso) al desplazarse por este y regresar al cristal estas vibraciones ultrasonicas excitan al cristal piezoeléctrico generando pulsos eléctricos que son la señal de entrada a la etapa receptora.

Circuito amplificador de alta frecuencia. - Su función es amplificar la señal recibida del transmisor la cual consta de las siguientes características: amplitud de la señal de 10 mVpp y una frecuencia de 2.5 MHz aproximadamente. La señal de salida de esta etapa es de aproximadamente 12 Vpp a la misma frecuencia.

Circuito detector de tiempo entre ecos. - Su función es detectar el primer pico máximo de una onda al siguiente pico máximo generado de la siguiente onda igual (equivalente al periodo) los cuales varían dependiendo del espesor bajo prueba.

Base de tiempo fija de 10 MHz. - Esta señal constituye el patrón de referencia para el conteo de pulsos que realiza una compuerta AND la cual trabaja de la siguiente manera: cuando se está midiendo un material bajo prueba hay un pulso presente a la entrada de la compuerta AND el cual es equivalente al pulso del detector de tiempo entre ecos (tiempo) entonces hay pulsos en la salida de la compuerta AND los cuales tienen como base a la frecuencia de 10 MHz entonces cuando no hay medición de un material bajo prueba solo está presente la señal patrón y en la salida de la compuerta AND se tendrá ausencia de señal debido a la característica de dicha compuerta.

Contador ECD de 2 dígitos. - Su función es amarrar la cuenta de los pulsos que provienen de la compuerta AND para poder

trabajar este dato con el NKE Z-80 que es equivalente al tiempo entre ecos.

Micro Kit Educacional Z-80.- En esta etapa se realiza la programación para la evaluación del espesor bajo prueba con los siguientes datos: cuenta de pulsos y velocidad del material bajo prueba y por medio de la siguiente fórmula:

$$v = d/t$$

por lo tanto:

$$d = vt$$

donde:

d es el espesor del material bajo prueba.

v es la velocidad de propagación de las ondas de ultrasonido en un material determinado.

t es el tiempo que emplea una onda ultrasonica en viajar a través del material bajo prueba (tiempo entre ecos que es equivalente a los pulsos de la compuerta AND en su salida).

Para la medición de la adherencia entre 2 medios se tienen que las etapas de Base de tiempo, Monoestable, Elevador de tensión, Cristal piezoeléctrico y Circuito Receptor Amplificador de Alta frecuencia tienen la misma función.

Circuito Detector de Picos Máximos. Su función es detectar la máxima amplitud de una onda ultrasonica la cual es inversamente proporcional a su adherencia entre 2 medios bajo prueba es decir a mayor amplitud del detector de picos máximos menor será la adherencia entre 2 medios y al contrario a menor amplitud de la señal del detector de picos máximos mayor será la adherencia entre 2 medios debido a que si se tiene una máxima amplitud de señal en el detector de picos máximos esto representa que hay aire entre el primer y segundo medio que constituyen la adherencia ya que el aire representa una impedancia acústica diferente de los 2 medios adheridos.

Convertidor Analógico a Digital.- Su función es proporcionar

una conversión analógica a digital de la señal enviada del detector de picos máximos y la salida del ADC es proporcional al voltaje de C.D. de entrada a éste.

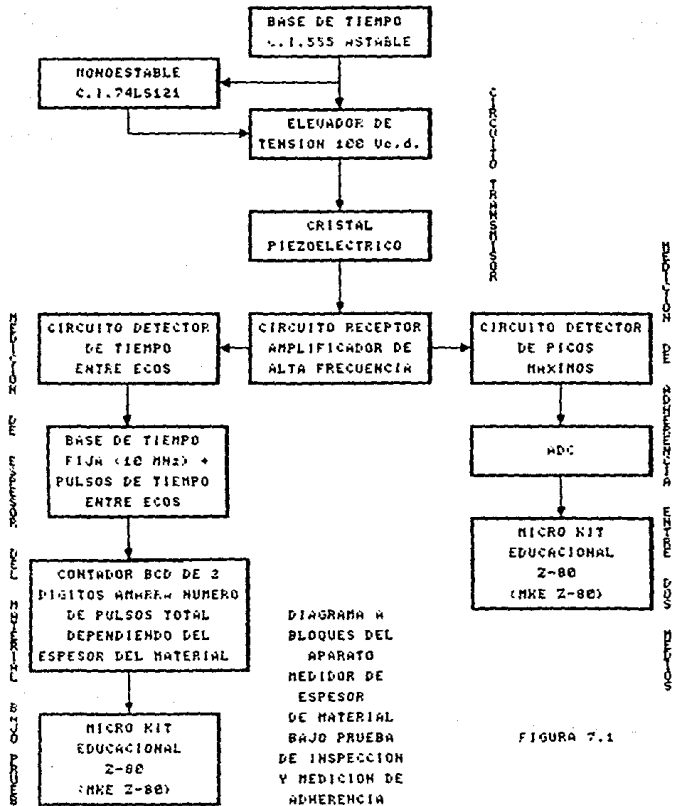
Micro Kit Educativo Z-80. - Este proporciona la herramienta para poder realizar la programación para la medición de la adherencia entre 2 medios.

En la figura 7.1 se muestra el diagrama a bloques de las etapas que constituyen tanto la medición de espesores así como la medición de adherencia entre 2 medios.

MEDICION DEL ESFESOR DEL MATERIAL BAJO PRUEBA.

El algoritmo para este programa principal es el siguiente:

- Programa Puertos para E/S de datos.
- Palabra de control para PPI opcional.
- Lee dato Pa opcional, que viene de un contador en BCD.
- Salva dato que esta en código BCD de 2 dígitos y es equivalente al número de pulsos del contador en BCD.
- Llama a subrutina CONBCD? (conversión del dato que esta en código BCD a BINARIO) para poder ser utilizado en las operaciones aritméticas o lógicas y en las subrutinas empleadas en el desarrollo de la programación.
- Almacena dato de la velocidad longitudinal ultrasónica del material bajo prueba (en este caso, Acero inoxidable y Cobre).
- Rescata el dato del número de pulsos que esta en código BINARIO.
- Carga el dato anterior en el registro C que fungirá como multiplicador.
- Llama a subrutina MULTI (multiplicación; velocidad longitudinal ultrasónica por número de pulsos leído del



contador que será igual al dato del espesor resultante del material bajo prueba de inspección).

- Carga factor que es equivalente para la normalización de los exponentes y para la ida y vuelta de la onda ultrasónica que viaja a través del material bajo prueba; este dato tendrá que dividir al resultado de la multiplicación anterior.
- Llama a subrutina DIV (división).
- Llama a subrutina CONBIBCD (conversión de código BINARIO a código BCD para poder ser desplegado el dato del espesor resultante del material bajo prueba de inspección).
- Llama a subrutina DESFTS (desplega dato en código de 7 segmentos) para poder ser leído y visualizado por el usuario que este haciendo la inspección (medición) del material bajo prueba.
- Termina.

$$\text{Espesor de material} = (\text{velocidad del material} \times \text{número de pulsos}) / (\text{factor}).$$

El diagrama de flujo para este programa principal se muestra en la figura 7.2.a y 7.2.b.

MEDICION DE ADHERENCIA ENTRE 2 MATERIALES UNIDOS.

El algoritmo para este programa principal es el siguiente:

- Programa Puertos para E/S de datos.
- Palabra de control para PFI opcional.
- Carga acumulador CA) con OOH.
- Saca dato por puerto C para habilitar dato del ADC.
- Carga acumulador CA) con OOH.
- Saca dato por puerto A para que escriba el ADC el dato leído por este en su correspondiente valor binario.
- Lee dato del ADC por puerto B.

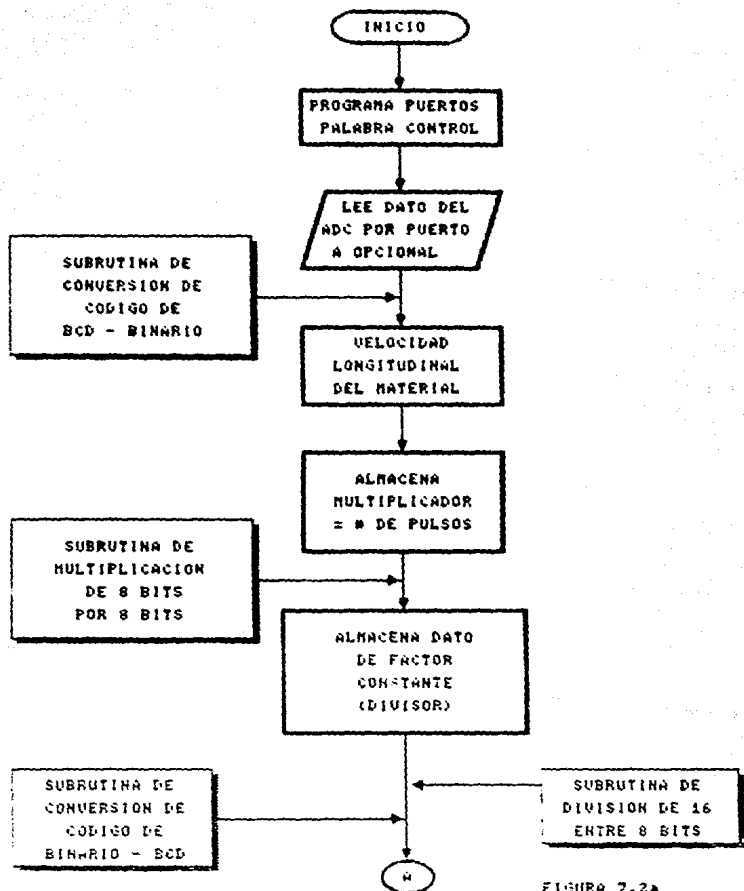
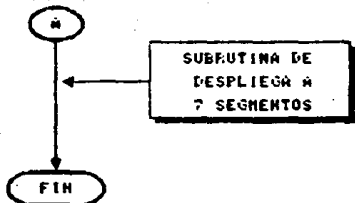


FIGURA 7.2a



**SUBROUTINA DE ESPESOR
DEL MATERIAL
Bajo PRUEBA**

FIGURA 7.2b

- Salva dato del ADC.
- Carga en registro E el dato del porcentaje de Reflexión de vibraciones ultrasonicas incidiendo normalmente sobre las fronteras entre 2 medios perfectamente unidos en su superficie de contacto (en este caso, Cobre - Bakelita).
- Llama a subrutina REFLEX que es el ajuste de escala del ADC.
- Carga dato del ADC en el acumulador.
- Llama a subrutina DATCAD que es el procesamiento del dato que proviene del ADC.
- Llama a subrutina CONBIBCD que es la conversión de un dato que esta en código BINARIO a código BCD (decimal codificado en binario).
- Carga acumulador con FFH para deshabilitar el ADC.
- Saca dato FFH por puerto C para nueva lectura del ADC.
- Llama a subrutina DESPI que se refiere al porcentaje de adhesión entre los 2 medios (materiales) bajo prueba de inspección.
- Termina.

El diagrama de flujo para este programa principal se muestra en la figura 7.3.a y 7.3.b.

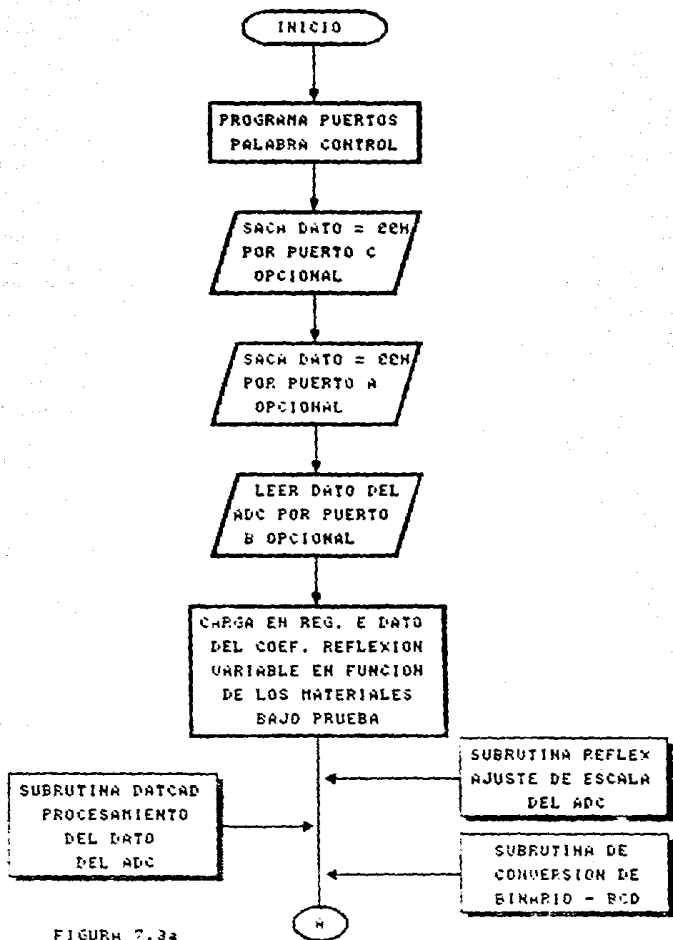


FIGURA 7.3a

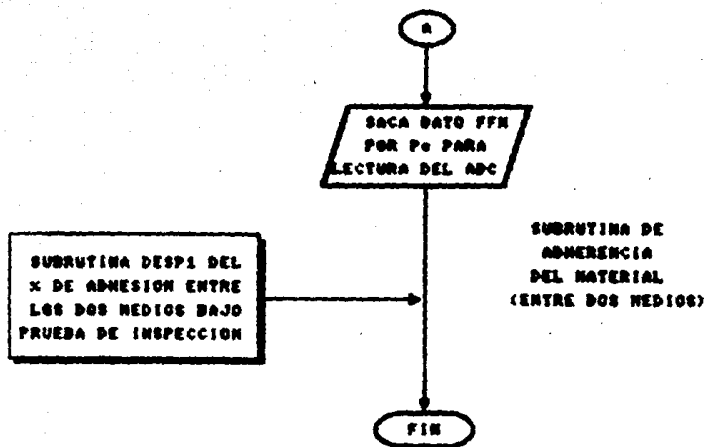


FIGURA 7.3b

SUBROUTINAS.

Existen operaciones tales como la multiplicación que se tienen que procesar continuamente. Para realizar la multiplicación de 2 datos de 1 byte se tiene que desarrollar una rutina con varias instrucciones que ejecuten esa operación. Es posible que durante la ejecución de un programa se requieran varias multiplicaciones con diferentes datos; repetir las instrucciones de la rutina cada vez que se requiera multiplicar sería desperdiciar el área de memoria.

Una forma más eficiente de utilizar una rutina es almacenarla en un área de memoria definida y accederla cada vez que se le

necesite.

La forma de uso anterior de una rutina se conoce como "subrutina" y el Z-80 proporciona instrucciones para llamar (CALL) a una subrutina y para regresar (RET) al programa que solicitó el uso de la subrutina.

Cuando se ejecuta la instrucción CALL, la dirección de la próxima instrucción a ejecutarse del programa principal (la que tiene en ese momento el Contador del Programa) se envía al Stack de la memoria (una función PUSH) y el Contador del Programa se carga con el valor de la dirección de la subrutina para que inicie su ejecución. La última instrucción de la subrutina es una instrucción RET la cual realiza una función POP para regresar al Contador del Programa, la dirección que se salva en el Stack y el Z-80 pueda continuar el procesamiento del programa principal.

Las subrutinas se pueden establecer unas a otras limitadas en número únicamente por la cantidad de memoria designada para el Stack. Por ejemplo, una subrutina puede llamar a otra subrutina y esta a otra, etc.

MULT: multiplicación.

Esta subrutina se encarga de realizar la multiplicación de 2 números binarios de 8 bits cada uno, obteniéndose un resultado con una resolución de 16 bits. Los operandos deben ser números enteros y positivos.

El método que se utiliza para hacer la multiplicación es el siguiente: los dígitos del multiplicador son examinados, uno por uno, por medio de un corrimiento a la izquierda del multiplicador, esta operación coloca el bit más significativo (MSB) en un registro adicional en donde es analizado (registro = Carry = Cy).

Si el BMS del multiplicador es un "uno" el multiplicando es adicionado al producto parcial obtenido con anterioridad y se realiza un corrimiento a la izquierda del último producto parcial.

Si el BMS es un "cero" la adición no se lleva a cabo y solo se efectúa el corrimiento a la izquierda del producto parcial. Este corrimiento sirve para colocar a los sumandos en una posición adecuada, según el dígito del multiplicador que se examine. Después de esta acción se examina el siguiente dígito del multiplicador hasta realizar 8 iteraciones.

Cada que sea utilizada esta subrutina dentro del programa deben limpiarse los registros que contienen el producto parcial para evitar resultados erróneos.

La figura 7.4a, 7.4b y 7.4c muestran el diagrama de flujo de esta subrutina.

DIV: división.

Esta subrutina se encarga de hallar el cociente entre 2 números binarios; el dividendo que consta de 16 bits y el divisor de 8 bits, el resultado o cociente se obtiene en 16 bits al igual que el residuo.

Esta subrutina debe operar con números positivos y enteros.

El algoritmo para esta subrutina de división es el siguiente: se inicializa el residuo parcial en "cero" para evitar información errónea, después un corrimiento a la izquierda del registro par que contiene al dividendo y del residuo parcial, introduciendo simultáneamente el BMS (bit más significativo) del dividendo en el BMS (bit menos significativo) del residuo parcial. Debe realizar entonces el análisis del residuo parcial para determinar si es mayor, igual

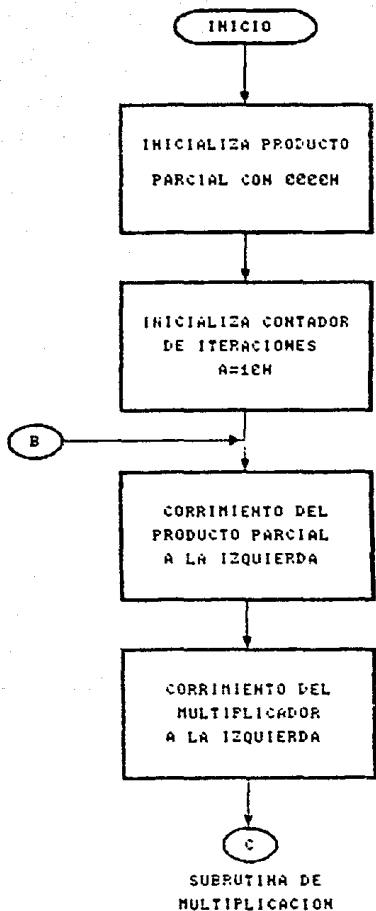


FIGURA 7.4a

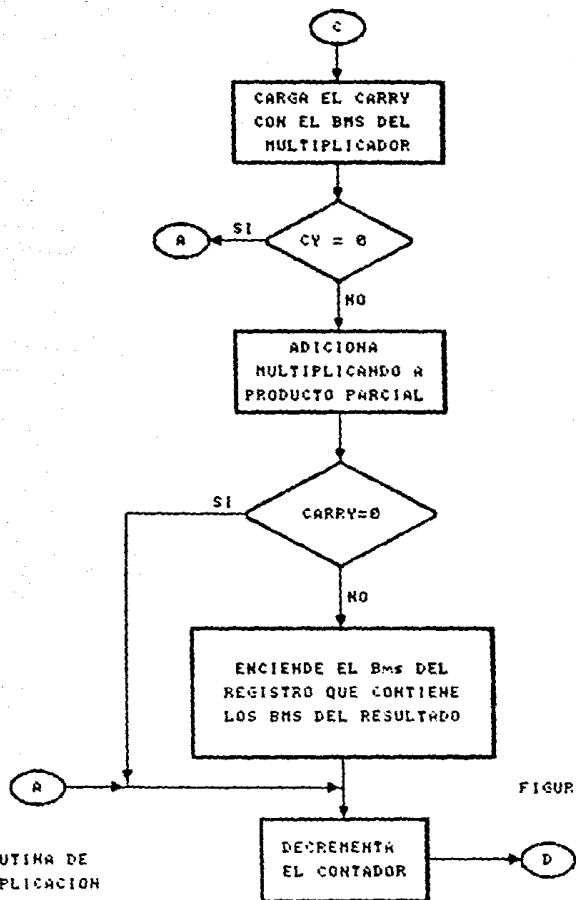
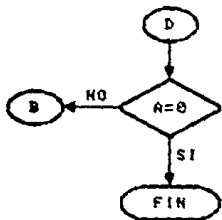


FIGURA 7.4E

SUBROUTINA DE
MULTIPLICACION



SUBROUTINA DE
MULTIPLICACION

FIGURA 7.4c

o menor que el divisor, esto se logra al sustraer el divisor al residuo parcial.

Si la sustracción puede efectuarse, un "uno" es introducido en el registro del cociente y se realiza otro corrimiento del dividendo y del residuo. Si la sustracción no puede llevarse a cabo, entonces un "cero" es colocado en el bit correspondiente del registro del cociente y se recupera el valor anterior del residuo, adicionando el divisor al residuo final, realizando el siguiente corrimiento.

Después de 16 iteraciones el dividendo ha sido analizado totalmente y se realiza un redondeo del cociente a través del análisis del residuo final.

La figura 7.5a, 7.5b y 7.5c muestran el diagrama de flujo para esta subrutina.

CONBCEB1: conversión de BCD a BINARIO.

El número de pulsos leído por el PPI es un dato

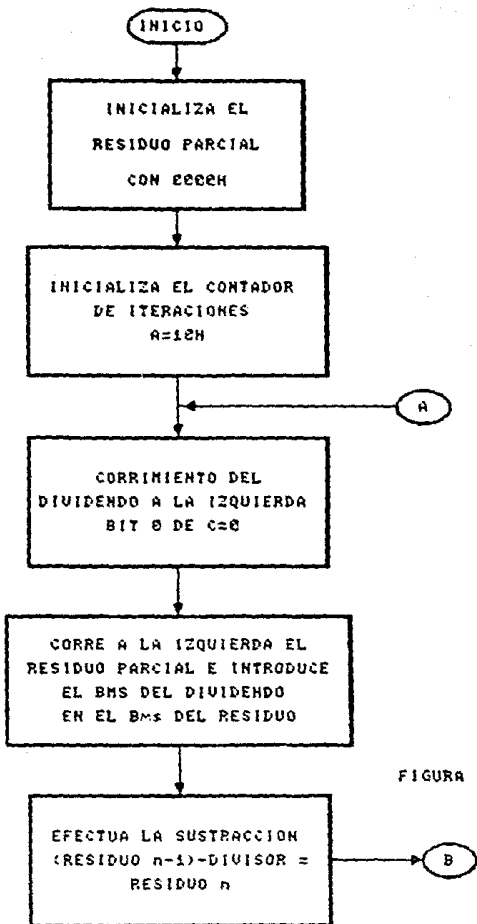


FIGURA 7.5a

SUBROUTINA DE DIVISION

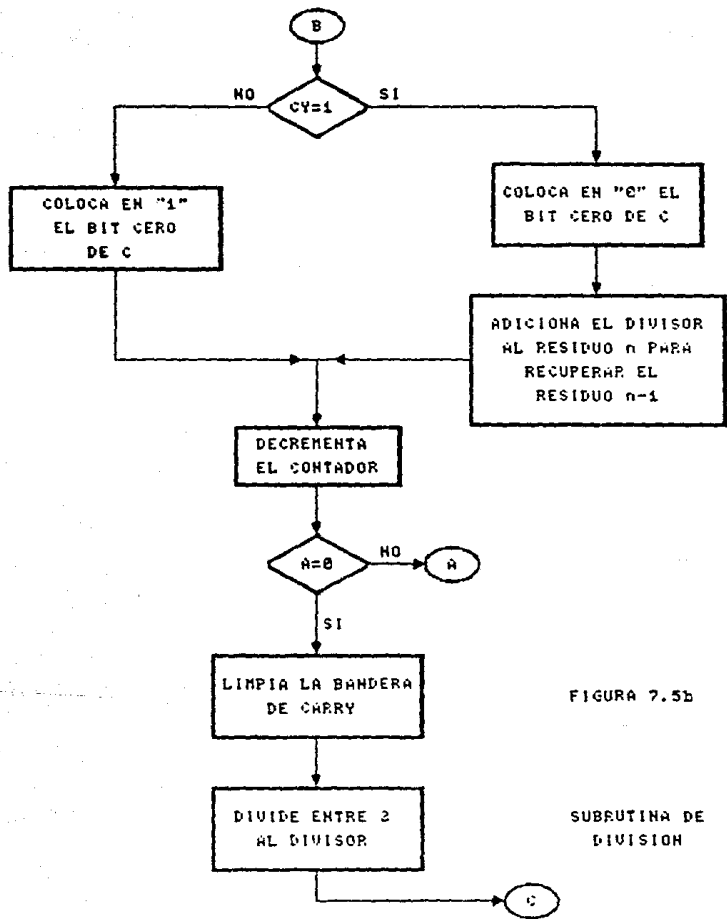


FIGURA 7.5b

SUBROUTINA DE DIVISION

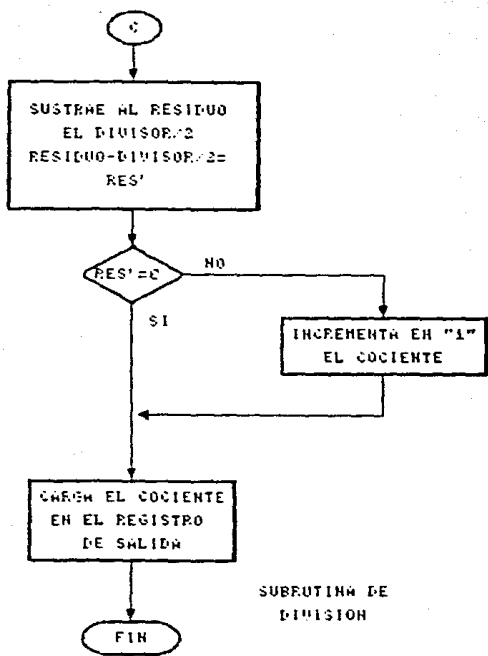


FIGURA 7.5c

obtenida de un contador en BCD, por lo tanto, para poder utilizarlo en las operaciones aritméticas o lógicas este dato tendrá que ser convertido a su respectivo valor en BINARIO HEXA.

El algoritmo para esta subrutina de conversión BCD a BINARIO es el siguiente: como el dato de pulso está contenido en una localidad de memoria y consiste por lo tanto de 2 dígitos en

BCD se tendrán que aislar estos para poder realizar la conversión a BINARIO.

El procedimiento consiste en sumar el dígito de unidades con el dígito de decenas multiplicado por 10.

La multiplicación por 10 del dígito de decenas se obtiene por medio de sumas. Sumando el dígito de unidades con el mismo se obtiene el doble, (x2), sumando este resultado con el mismo se obtiene la multiplicación por 4, (x4), sumando este nuevo resultado con el mismo se obtiene la multiplicación por 8, (x8), y sumando el último resultado con el resultado de la primera suma se obtiene la multiplicación por 10 (x10).

Después de haber realizado lo anterior se salva el dato de decenas y se suma con el dato de unidades para tener la conversión del dato completa y poder usarlo en las operaciones aritméticas o lógicas.

La figura 7.6a y 7.6b muestran el diagrama de flujo para esta subrutina.

CONBIBCD: conversión de BINARIO a BCD, (16 bits - decimal).

El dato del espesor del material está en BINARIO por lo tanto para que el usuario pueda leerlo y entenderlo tendrá que estar representado por un sistema numérico conocido por él, en este caso, el decimal codificado en binario (BCD) para poder ser desplegado en un puerto de salida.

El programa permite la conversión a decimal de un dato binario de 16 bits. Esto implica que el resultado en decimal estará en el rango de 0 a 64535 lo que significa un máximo de 5 dígitos decimales. El programa utiliza 5 localidades de memoria para almacenar los equivalentes binarios de los dígitos decimales, un dígito en cada localidad.

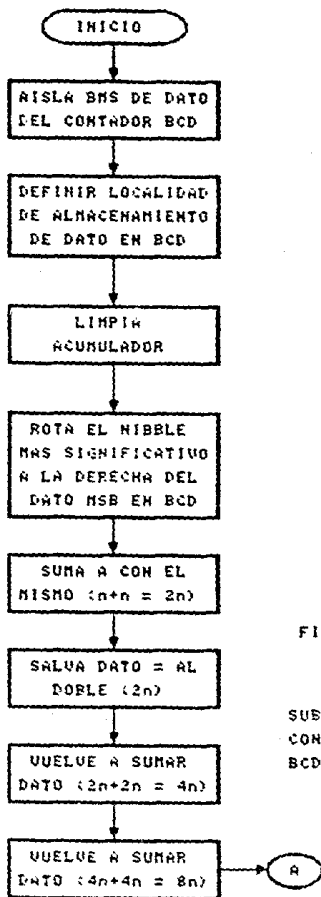
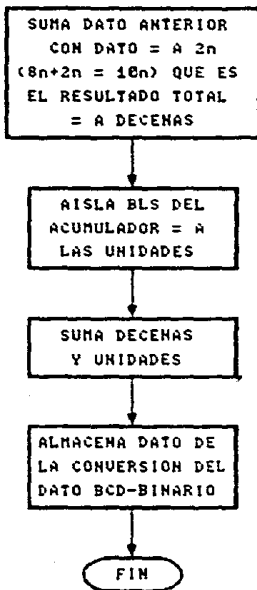


FIGURA 7.6a

SUBROUTINA DE
CONVERSION DE
BCD - BINARIO



SUBROUTINA DE
CONVERSION DE
BCD - BINARIO

FIGURA 7.6B

El algoritmo para esta subrutina de conversión de BINARIO a BCD es el siguiente: una instrucción que carga en el registro DE el valor binario de 16 bits que se va a convertir. Una instrucción que carga la dirección de las localidades que realizarán las funciones de contadores de las potencias durante el procesamiento y que tendrán al final, el valor binario de los dígitos decimales del dato decimal resultante. Antes de

cada llamada a la subrutina BUSCA se carga en el registro par BC la potencia que se va a procesar.

La figura 7.7a y 7.7b muestran el diagrama de flujo para esta subrutina

BUSCA.

Al iniciar esta subrutina se hace una función OR A para limpiar la bandera de Carry ($Cy = 0$), después la instrucción PUSH HL copia la dirección del apuntador de los contadores de las potencias en el Stack y libera al registro HL. La instrucción EX carga en HL el dato en proceso. La instrucción SBC resta la potencia de 10 contenida en BC del dato en HL. Si la instrucción anterior causa acarreo (hay préstamo, $Cy = 1$), continúa la secuencia del proceso en la subrutina SUMA, la instrucción de la dirección SUMA se utiliza para obtener el resultado que tenía HL antes de la última ejecución de la instrucción SBC. EX carga en el registro DE el resultado parcial de las restas y que se usará en el procesamiento para la siguiente potencia. POP HL regresa el apuntador de los contadores a HL. Se decrementa en uno el contenido de HL para apuntar al siguiente contador. Se regresa al punto de la llamada de la subrutina BUSCA.

Si no se genera préstamo ($Cy = 0$) se continúa con la instrucción EX que carga el resultado de la resta en el registro DE. POP HL regresa al apuntador de los contadores a HL. Finalmente la instrucción INC incrementa en uno el contenido de la localidad apuntada por HL. Esta localidad realiza las funciones de contador para la potencia indicada por el contenido del registro par DE. Regresa al inicio de la subrutina BUSCA.

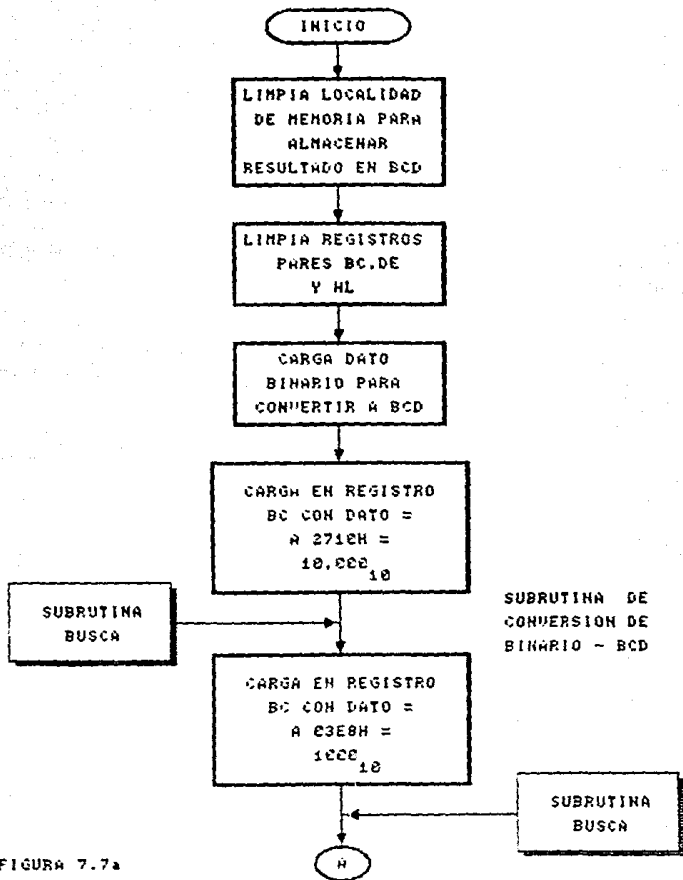
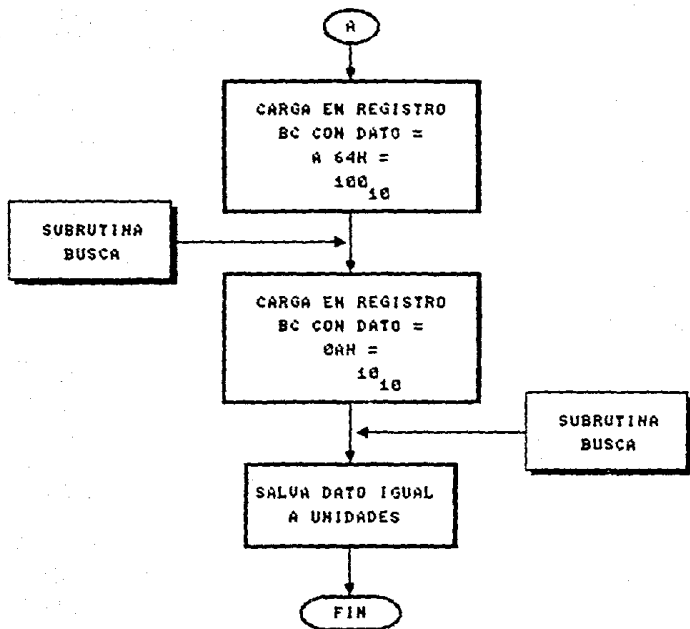


FIGURA 7.7a



SUBROUTINA DE
CONVERSION DE
BINARIO - BCD

FIGURA 7.7b

La figura 7.8a y 7.8b muestran el diagrama de flujo para esta subrutina.

CONVI.

Convierte el dato del acumulador (A) de BINARIO al

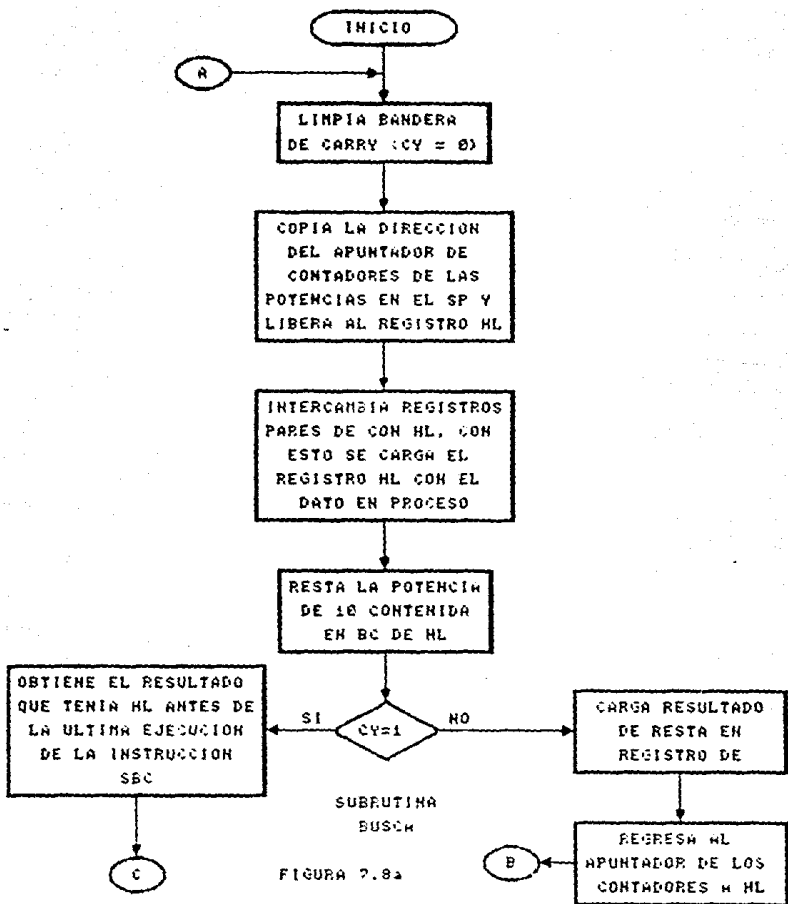


FIGURA 7.8a

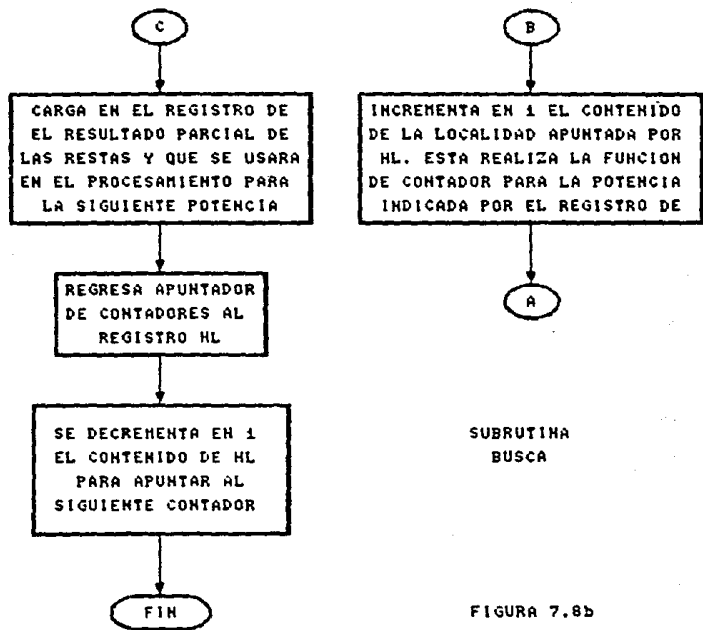


FIGURA 7.8b

código de 7 segmentos (C7S) para poder ser desplegado. Coloca el nibble (medio byte) menos significativo en el buffer 3 y el nibble más significativo en el buffer 4.

DESP75.

El resultado de multiplicar la velocidad del material bajo prueba por el número de pulsos y dividirlo entre un factor igual a 20 ($1/10 =$ para normalización de exponentes de las potencias, y $1/2$ para la ida y regreso de la onda ultrasonica dentro del material bajo prueba), da por completo el dato del

espesor del material inspeccionado el cual esta en binario y se llama a la subrutina DESP75 para poder ser desplegado en un display para C75 y así lo pueda entender y leer el usuario que este haciendo las mediciones de espesor de materiales bajo prueba.

DESP1.

Recibe en HL la dirección del mensaje a desplegar solamente en el campo de direcciones del desplegado y lo despliega. HL apunta a la tabla del mensaje.

NOTA: Las subrutinas CONV1, DESP75 y DESP1 son propias del programa monitor HOLA (HKE Z-80) por tanto no se muestran sus diagramas de flujo.

REFLEX: Cambio de escala.

Todo se normalizo para no trabajar con números fraccionales en las operaciones aritméticas o lógicas, el algoritmo para esta subrutina es el siguiente:

- Registro E = multiplicando; copia el contenido del registro E en el acumulador (A) y salvalo (Reg. E = Reg. A = 47H = 71).
- Carga registro C = 0AH = 10; multiplicador.
- Llana a subrutina MULT (71 x 10 = 710 = 2C6H).
- Carga resultado de multiplicación en registro par HL.
- Salva el contenido del registro par HL, por si se solicita nuevamente la subrutina MULT.
- Carga el registro par BC con el dato del porcentaje entre intervalos de la escala del ADC (3EH = 62).
- Resta el porcentaje de reflexión con el porcentaje entre intervalos del ADC (710 - 62).
- Salva resultado de la resta en H1 que será el dividendo para entrar a subrutina DIV.
- Carga dato del porcentaje entre intervalos de la escala del

ADC (3EH = 62) que sera el divisor.

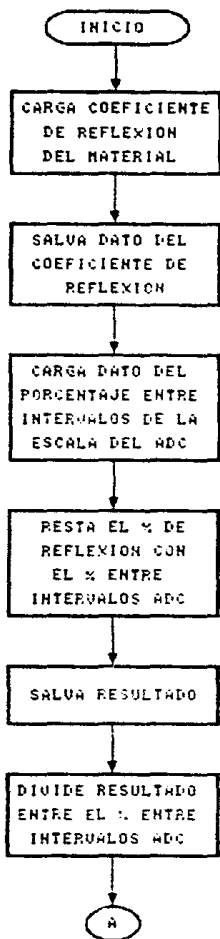
Llama a subrutina DIV $(710 - 62)/62 =$ nuevo 100% dependiendo del valor del coeficiente de reflexión de los materiales bajo prueba.

- Salva resultado de la división valor = a Ce.
- Define localidad de memoria con registro par HL.
- Incrementa valor de Ce en uno $(Ce + 1) = Ce'$:
 $(710 - 62)/(62) + 1 = Ce'$, esto para tomar en cuenta toda la escala del ADC (SMS + BLS).
- Carga resultado de Ce' en divisor para entrar a subrutina DIV
- Carga dividendo con valor = 100 = 64H.
- Llama a subrutina DIV $(100/Ce') = z$ que es equivalente al valor del nuevo % del cambio de escala del BMS (b porcentaje entre intervalos del grupo SMS).
- Carga resultado en multiplicando, registro E = z.
- Carga multiplicador con valor = 0AH = 10 ya que después se divide entre 100.
- Llama a subrutina MULT $(z \times 10)$.
- Salva resultado de la multiplicación que es = al porcentaje del SMS del nuevo % del cambio de escala; y este será el dividendo para entrar a subrutina DIV.
- Carga registro E = 0FH que será el divisor para poder obtener el porcentaje para el grupo menos significativo (BLS).
- Llama a subrutina DIV.
- Salva dato del % entre intervalos del BLS.
- Carga registro C = 0AH = 10 y multiplícalo con BLS ya que después se divide entre 100.
- Salva dato del % entre intervalos del BLS de la nueva escala.
- Termina subrutina.

La figura 7.9a y 7.9b muestran el diagrama de flujo de esta subrutina.

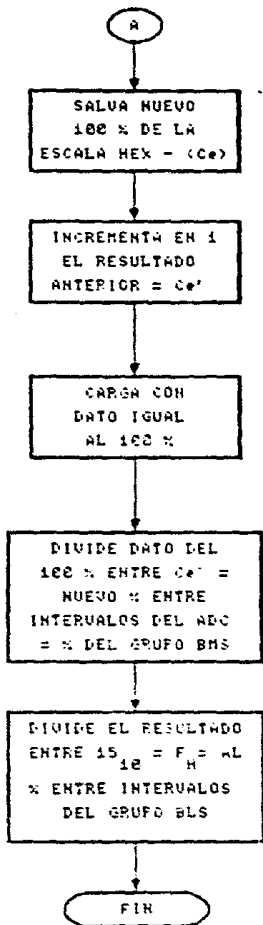
DATCAD: subrutina de procesamiento del dato del ADC.

El algoritmo para esta subrutina es el siguiente:



SUBROUTINA DE
REFLEXION
(REFLEX)

FIGURA 7.9a



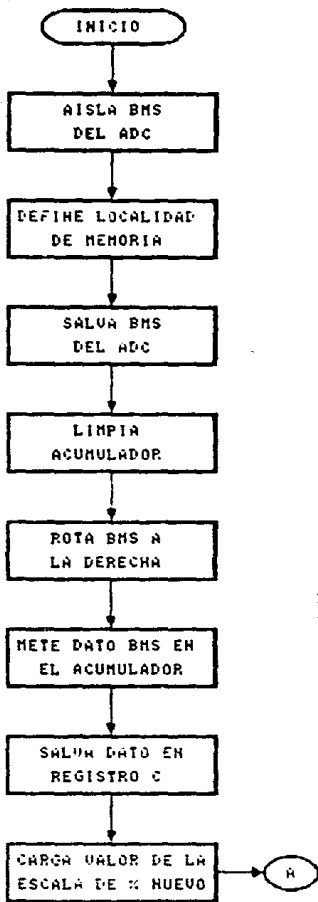
SUBROUTINA DE
REFLEXION
(REFLEX)

FIGURA 7.95

- Aisla BMS del ADC (AND F0H).
- Define localidad de memoria para poder hacer una rotación a la derecha.
- Salva BMS del ADC.
- Limpia acumulador (A).
- Rota dígito a la derecha.
- Acumulador = a dígito rotado a la derecha.
- Carga dato en registro C. (BMS).
- Carga en A el valor del nuevo porcentaje de la escala del ADC
- Resta nuevo porcentaje de la escala del ADC con el BMS.
- Carga dato anterior en multiplicador para entrar a subrutina MULT (multiplicación).
- Carga en registro E (multiplicando) con el valor del porcentaje entre intervalos del BMS (primer porcentaje).
- Llama a subrutina MULT.
- Carga registro E con 0AH que es el divisor.
- Llama a subrutina DIV (división).
- Salva resultado de la operación anterior, que es el porcentaje del BMS.
- Carga dato del ADC en el A.
- Aisla BLS del ADC (AND 0FH)
- Carga registro C con dato anterior.
- Carga valor máximo de la tabla del ADC que es equivalente al BLS.
- Resta valor máximo del grupo BLS con dato aislado (AND 0FH) del ADC.
- Carga dato anterior en multiplicador (registro C).
- Carga dato del porcentaje entre intervalos del grupo BLS de la nueva escala del ADC (segundo porcentaje).
- Carga dato anterior en multiplicando para entrar a subrutina MULT.
- Carga registro E = 0AH = 100 (divisor) para compensar los factores de normalización de números fraccionales a enteros.
- Llama a subrutina DIV.
- Salva resultado del porcentaje de adherencia del grupo BLS en registro 5C.

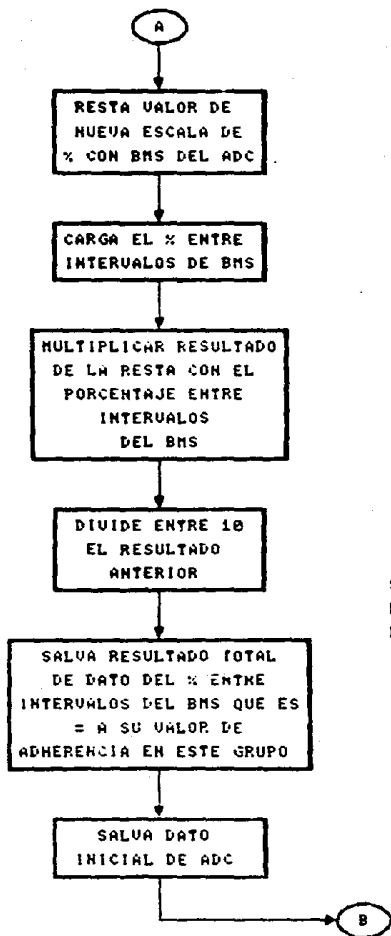
- Carga dato del porcentaje de adherencia del grupo BMS en registro HL.
- Suma porcentajes de adherencia de los grupos BMS y ELS para así obtener el porcentaje total de adherencia de los 2 materiales bajo prueba.
- Salva resultado del porcentaje total de adherencia (dato binario).
- Carga dato anterior en localidad adecuada para entrar a subrutina CONBIBCD.
- Termina subrutina DATCAD.

La figura 7.10a, 7.10b, 7.10c y 7.10d muestran el diagrama de flujo de esta subrutina.



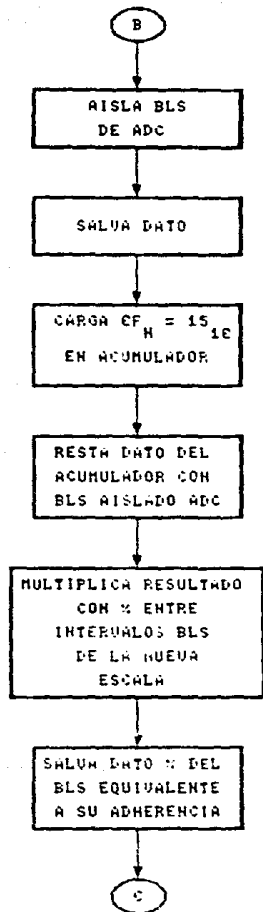
SUBROUTINA DE
 PROCESAMIENTO
 DEL DATO DEL
 ADC

FIGURA 7.10a



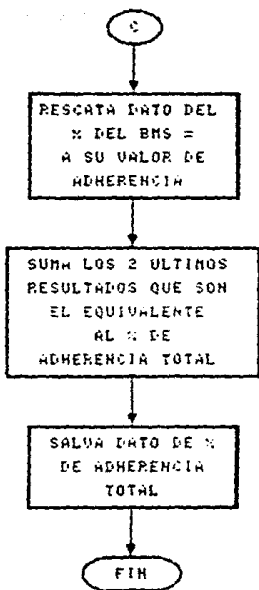
SUBROUTINA DE
PROCESAMIENTO
DEL DATO DEL
ADC

FIGURA 7.10b



SUBROUTINA DE PROCESAMIENTO DEL DATO DEL ADC

FIGURA 7.10c



SUBROUTINA DE
PROCESAMIENTO
DEL DATO DEL
HIC

FIGURA 2.104

PROGRAMA PRINCIPAL "MEDICION DE ESPESORES DE MATERIALES".

START: LD A, 91H ; Programa puertos para E/S de datos.
 OUT (07),A ; Palabra de control para PPI opcional.
 LEEDATO: IN A,(04) ; Lee dato Fa opcional, que proviene de
 ; un contador en BCD.
 LD (2272H), A ; Salva dato que esta en código BCD de
 ; 2 digitos y es equivalente al número
 ; de pulsos del contador, en BCD.
 CALL CONSCDSI ; Llama a subrutina de conversión del
 ; dato que esta en código BCD a BINARIO
 LD E,EBH ; Almacena dato de la velocidad
 ; longitudinal ultrasónica del material
 ; bajo prueba (Acero inoxidable o
 ; Cobre).
 LD A, (2276H) ; Rescata el dato del número de pulsos
 ; que esta en código BINARIO.
 LD C,A ; Carga dato del A en registro C que
 ; fungirá como multiplicador.
 CALL MULT ; Llama a subrutina de multiplicación
 ; cuyo resultado será igual al espesor
 ; del material bajo prueba de
 ; inspección.
 LD E,14H ; Carga factor para la normalización de
 ; los exponentes y para la ida y
 ; regreso de la onda ultrasónica que
 ; viaja a través del material bajo
 ; prueba.
 CALL DIV ; Llama a subrutina de división.
 CALL CONSBBCD ; Llama a subrutina de conversión del
 ; dato de código BINARIO a código BCD.
 CALL DESP7S ; Llama a subrutina de desplegar dato
 ; en código de 7 segmentos, para poder
 ; ser leído y visualizado por el
 ; usuario.

PROGRAMA PRINCIPAL "MEDICION DE ADHERENCIA".

START: LD A,82H ;Programa Puertos para E/S de datos.
 OUT (07),A ;Palabra de control para PPI opcional.
 LD A,00H ;Carga A con 00H.
 OUT (05),A ;Saca dato por Pc para habilitar
 ;señales CS y RD para la lectura del
 ;ADC.
 LD A,03H ;Carga A con 00H.
 OUT (04),A ;Saca dato por Pa para habilitar
 ;señales INT y WR para la escritura
 ;del dato que ha sido procesado por el
 ;ADC.
 LEEDATO: IN A,(05) ;Lee dato del ADC por Pb.
 LD C,28FH ;Salva dato del ADC.
 LD E,4FH ;Carga dato del porcentaje de
 ;Reflexión entre 2 materiales.
 CALL REFLEX ;Llama a subrutina de Reflexion que es
 ;el ajuste de escala del ADC.
 LD A,(C,28FH) ;Rescata dato del ADC.
 CALL DATCAD ;Llama a subrutina del procesamiento
 ;del dato que proviene del ADC.
 CALL CONBIBCD ;Llama a subrutina de conversión de un
 ;dato que esta en código BINARIO a
 ;código BCD.
 LD A,FFH ;Carga A con FFH para deshabilitar el
 ;ADC.
 OUT (06),A ;Saca dato por Pc para nueva lectura
 ;del ADC.
 CALL DESPTS1 ;Llama a subrutina para desplegar el
 ;porcentaje de adhesión entre 2 medios

SUBROUTINAS UTILIZADAS EN LA MEDICION DE ESPESORES DE MATERIALES BAJO PRUEBA DE INSPECCION.

Conversión de BCD a BINARIO.

CONBCDBI: AND FCH ;Aísla BMS del A. Dígito-00.
LD HL,2273H ;Define localidad de memoria.
LD (2273H),A ;Salva BMS del A. Dígito-00.
LD A,00H ;Limpia A para usarse en FRD.
FRD ;Rotz dígito a la derecha. 00-Dígito.
LD A,(2273H) ;Carga dígito de decenas (n) en el A.
ADD A,A ;Suma $n+n = 2n$.
LD B,A ;Salva dato, $2n$.
ADD A,A ;Suma $2n+2n = 4n$.
ADD A,A ;Suma $4n+4n = 8n$.
ADD A,B ;Suma $8n-2n = 10n$. BMS x 10 (decenas).
LD C,A ;Reg. A = Reg. C = decenas.
LD (2275H),A ;Salva decenas.
LD A,(2272H) ;Carga dato de número de pulsos que
;esta en BCD de 2 dígitos en A.
AND CFH ;Aísla BLS del Reg. A, 00-Dígito,
;unidades.
LD (2274H),A ;Salva BLS del Reg. A, unidades.
ADD A,C ;Suma decenas + unidades, resultado en
;BINARIO.
LD (2274H),A ;Salva dato de conversión, BCD-BIN que
;es igual al número de pulsos.
RET ;Termina subrutina.

Multiplicación (de 2 números binarios de 8 bits cada uno, obteniendo un resultado con una resolución de 16 bits).

MULT: LD B,08H ;Número de iteraciones, multiplicador.
LD HL,0000H ;Residuo parcial, se limpia.
LD D,00H ;Para formar registro par DE.

PRODPAR: SLA C ;El contenido de la localidad del
 ;operando C se corre aritmeticamente
 ;una posición a la izquierda, el valor
 ;del bit 7 pasa a la bandera de
 ;acarreo (Cy), mientras que entra un 0
 ;al bit 0 del operando C.

JR NC,ROTA ;Si la condición especificada como NC
 ;(No hay carry) se cumple, habrá un
 ;brinco relativo condicional a la
 ;etiqueta ROTA, si la condición no se
 ;cumple, se ignora el brinco relativo y
 ;se ejecuta la próxima instrucción en
 ;secuencia.

SLA L ;Corrimiento aritmético a la izquierda
 ;del contenido de la localidad del
 ;operando L una posición y el valor del
 ;bit 7 pasa a la bandera de acarreo
 ;mientras que entra un 0 al bit 0 del
 ;operando L.

RL H ;El contenido de la localidad
 ;determinada por el operando H es
 ;corrido un lugar a la izquierda y
 ;mientras el contenido de la bandera de
 ;acarreo se transfiere al bit 0, el
 ;contenido del bit 7 se coloca en la
 ;bandera de acarreo, este corrimiento
 ;sirve para colocar a los sumandos en
 ;una posición adecuada, según el dígito
 ;del multiplicador que se examina.

ADD HL,DE ;El multiplicando es adicionado al
 ;producto parcial obtenido con
 ;anterioridad.

DJNZ PRODPAR ;Decrementa al Reg. B (contador) y
 ;brinca a PRODPAR si aun no es cero.

LD (2277H),HL ;Salva resultado de multiplicación
 ;2405H = L, 2406H = H (binario).

RET ;Termina subrutina.
 ROT A: SLA L ;Idem anterior.
 RL H ;Idem anterior.
 DJNZ PRODPAR ;Idem anterior.
 LD (2277H),HL ;Idem anterior.
 RET ;Termina subrutina.

División (de un número de 16 bits entre otro de 8 bits ambos binarios y el cociente así como el residuo constan de 16 bits.

DIV: LD A,10H ;Número de iteraciones 10H = 16 (bits).
 LD (2279H),A ;Salva contador.
 LD HL,0000H ;Inicializa residuo parcial.
 LD (227AH),HL ;Salva residuo parcial.
 LD D,00H ;Para formar Reg. par DE.
 LD BC,(2277H);BC = dividendo = resultado de
 ;multiplicación.
 LD (227CH),BC ;Salva dividendo inicial.
 LD (227EH),DE ;Salva divisor DE.
 ROT I: SLA C ;Corrimiento a la izquierda del Reg.
 RL B ;par que contiene al dividendo y del
 ;residuo parcial. introduciendo
 ;simultáneamente el BMS (bit más
 ;significativo) del dividendo en el Bms
 ;(bit menos significativo) del residuo
 ;parcial.
 LD (2280H),BC ;Salva cociente, 240EH = C y 240FH = B.
 RL L ;Corrimiento a la izquierda del residuo
 RL H ;parcial (complemento de SLA C y RL B).
 SBC HL,DE ;Resta el divisor al residuo parcial.
 LD (2282H),HL ;Salva residuo parcial.
 JR C,NEGATIVO ;Si hay Carry salta a NEGATIVO, esto es
 ;residuo parcial HL - divisor DE.
 SET O,C ;La substracción si pudo llevarse a
 ;cabo y un 1 es introducido en el

```

;registro del cociente y se realiza
;otro corrimiento del dividendo y del
;residuo parcial.
LD (2280H),BC ;Salva cociente.
DEC A ;Decrementa contador.
LD (2284H),A ;Salva contador.
JR Z,REDOND ;Si contador = a 0 salta a REDOND.
JP ROTIZ ;Salto incondicional a la dirección
;ROTIZ (complemento de SET 0,C).
NEGATIVO: ADD HL,DE ;Suma el divisor al residuo final
;recupera el dato anterior del
;residuo.
LD (2282H),HL ;Salva residuo parcial.
DEC A ;Idem anterior.
LD (2284H),A ;Idem anterior.
JR NZ,ROTIZ ;Si contador diferente de 0 salta
;condicionalmente a ROTIZ.
REDOND: SRA E ;Corrimiento aritmético a la derecha
;(divisor/2).
SBC HL,DE ;Residuo final - (divisor/2).
JR C,TERMINA ;Si hay carry entonces (divisor/2) >
;residuo final.
JP REDON ;Salto incondicional a la dirección
;REDON. (divisor/2) < residuo final.
REDON: INC BC ;Si hubo redondeo incrementa en 1 el
;contenido del cociente (Cay por BC).
TERMINA: LD (2280H),BC ;Salva cociente.
RET ;Termina subrutina.

```

Conversión del código BINARIO al código BCD (Resultado de la división).

```

CONSBOD: LD A,00H ;Limpia acumulador.
LD (2286H),A ;Limpia localidad de unidades (U),
; carga la dirección de las localidades

```

```

;que realizarán las funciones de
;contadores de las potencias durante el
;procesamiento y que tendrán al final,
;el valor binario de los dígitos
;decimales del dato resultante.
LD (2297H),A ;Idem pero decenas (D).
LD (2298H),A ;Idem pero centenas (C).
LD (2299H),A ;Idem pero unidades de millar (UM).
LD (226AH),A ;Idem pero decenas de millar (DM).
LD DE,0000H ;Inicializa apuntador.
LD HL,0000H ;Idem.
LD BC,0000H ;Idem.
LD DE,(2280H) ;Dato para conversión (BINARIO - BCD) =
;resultado de división (16 bits)
LD HL,228AH ;Dirección de resultado en BCD (DM).
LD BC,2710H ;Potencia que se va a procesar
; (2710H = 10000).
CALL BUSCA ;Llama a subrutina BUSCA.
LD BC,03E8H ;Idem pero (03E8H = 1000).
CALL BUSCA ;Idem anterior.
LD BC,0064H ;Idem pero (0064H = 100).
CALL BUSCA ;Idem anterior.
LD BC,000AH ;Idem pero (000AH = 10).
CALL BUSCA ;Idem anterior.
LD (HL),E ;Salva unidades (localidad 2414H).
RET ;Termina subrutina.
BUSCA: OR A ;Limpia bandera de carry (Cy = 0).
PUSH HL ;Copia la dirección del apuntador de
; los contadores de las potencias en el
; Stack y libera al registro HL (todavía
; no contiene datos = 0000H).
EX DE,HL ;Carga en HL el dato en proceso
; (intercambia los contenidos de los
; registros HL con DE).
SUB HL,BC ;Resta la potencia de 10 contenida en
; BC del dato en HL.

```

JP C.SUMA ;Si hay acarreo (hay prestamo. Cy = 1).
 ;continúa la secuencia del proceso en
 ;la direccion SUMA.
 EX DE.HL ;Carga en el registro DE el resultado
 ;parcial de las restas y que se usará
 ;en el procesamiento para la siguiente
 ;potencia (se recupera dato en el
 ;registro par inicial).
 POP HL ;Regresa el apuntador de los contadores
 ;a HL.
 INC (HL) ;Incrementa en 1 el contenido de la
 ;localidad apuntada por HL. Esta
 ;localidad realiza las funciones de
 ;contador para la potencia indicada por
 ;el contenido del registro par DE.
 JP BUSCA ;Regresa al inicio de la subrutina
 ;BUSCA.
 SUMA: ADD HL,BC ;Se obtiene el resultado (se rescata)
 ;que tenia HL antes de la última
 ;ejecucion de la instruccion SBC.
 EX DE.HL ;Idem anterior.
 POP HL ;Idem anterior.
 DEC HL ;Se decrementa en 1 el registro par HL
 ;(localidad de memoria) para apuntar al
 ;siguiente contador.
 RET ;Termina subrutina.

Conversion del dato que esta en el A del código BINARIO al
 código de 7 SEGMENTOS (C7S) para poder ser desplegado.

DESP7S: LD A,(GRADO+3):Unidades.

CALL CONVI ;Llama a subrutina CONVI. convierte el
 ;dato del A de BINARIO al CODIGO de 7
 ;SEGMENTOS (C7S) para poder ser
 ;desplegado. coloca el nibble C1/2

;byte) menos significativo (NLS) en el
;buffer 3 y el nibble más significativo
;(NHS) en el buffer 4.

LD A,(BUFF3) ;Carga NLS en el A.
LD (DES+3),A ;Salva NLS dato en C75 (U).
LD A,(GRADO+2);Decenas.
CALL CONV1 ;Idem anterior pero para (D).
LD A,(BUFF3) ;Idem anterior pero para (D).
LD (DES+2),A ;Idem anterior pero para (D).
LD A,(GRADO+1);Centenas.
CALL CONV1 ;Idem anterior pero para (C).
LD A,(BUFF3) ;Idem anterior pero para (C).
LD (DES+1),A ;Idem anterior pero para (C).
LD A,(GRADO+0);Unidades de millar.
CALL CONV1 ;Idem anterior pero para (UM).
LD A,(BUFF3) ;Idem anterior pero para (UM).
ADD A,BCH ;Suma BCH al A. con esto se representa
;el punto decimal (BCH = 1000 0000) en
;el display del MKE Z-50.
LD (DES+0),A ;Idem anterior pero para (UM).
LD HL,DESP1 ;Dirección a inspeccionar. inicio de
;tabla de datos a desplegar.
CALL DESP1 ;Recibe en HL la dirección del mensaje
;a desplegar solamente en el campo de
;direcciones del desplegado y lo
;despliega.
JP DESP75 ;Salta a DESP75 incondicionalmente para
;mantener el dato en el display.

SUBROUTINAS UTILIZADAS EN LA MEDICION DE ADNEFENCIA ENTRE 2 MEDIOS (MATERIALES) UNIDOS.

Reflex: ajuste de escala.

REFLEX: LD A,E ;Registro E = multiplicando; copia el

;contenido del Reg.E en el A
 LD C229CH),A ;Salvo multiplicando (Reg.E = Reg.A =
 ;47H = 71.
 LD C,0AH ;Carga Reg.C = 0AH = 10; multiplicador.
 CALL MULT ;Llama a subrutina MULT (71 x 10 = 710
 ;= 2C6H).
 LD HL,C2277H);Carga resultado de multiplicacion en
 ;registro par HL.
 LD C229;H),HL;Salva el contenido del registro par
 ;HL, por si se solicita nuevamente la
 ;subrutina MULT.
 LD BC,C03EH ;Carga el registro par BC con el dato
 ;del porcentaje entre intervalos del
 ;ADC (3EH = 62).
 SBC HL,BC ;Resta el porcentaje de reflexión con
 ;el porcentaje entre intervalos del ADC
 ;(710 - 62).
 LD C229EH),HL ;Salva resultado de resta.
 LD C2277H),HL ;Dato que fungirá como dividendo en la
 ;subrutina de división.
 LD E,3EH ;Carga dato del porcentaje entre
 ;intervalos de la escala del ADC
 ;(3EH = 62) que será el divisor.
 CALL DIV ;Llama a subrutina DIV (710 - 62)/62 =
 ;nuevo 100% dependiendo del valor del
 ;coeficiente de reflexión de los
 ;materiales bajo prueba.
 LD BC,C2290H);Carga resultado de división en
 ;registro par BC.
 LD C229EH),BC;Salva resultado de división que es
 ;igual a "Ce".
 LD HL,C22B0H ;Define localidad de memoria con
 ;registro par HL.
 INC C;HL) ;incrementa valor de "Ce" en 1
 ;("Ce" + 1) = "Ce";
 ;(710 - 62) (62) + 1 = "Ce", esto para

```

;tomar en cuenta toda la escala del ADC
; (BMS + BLS).
LD A,(2280H) ;Carga resultado de "Ce" en divisor
LD E,A      ;para entrar a subrutina DIV.
LD A,64H    ;Carga dividendo con valor = 64H = 100.
LD (2277H),A ;Para cargar en Reg. BC dividendo.
LD A,00H    ;Limpia A.
LD (2275H),A ;Para trabajar con Reg. BC que esta
; contenido su valor en las localidades
; 2405H = C y 2406H = B.
CALL DIV    ;Llama a subrutina DIV (100/"Ce") = w
; que es equivalente al valor del nuevo
; porcentaje del cambio de escala del
; BMS (o porcentaje entre intervalos del
; grupo BMS del ADC).
LD A,(2280H) ;Carga resultado, en multiplicando
LD E,A      ;Reg. E = w.
LD C,0AH    ;Carga multiplicador con valor = 0AH =
; 10, ya que despues se divide entre 100
CALL MULT   ;Llama a subrutina MULT (w x 10).
LD HL,(2277H) ;Salva resultado de multiplicación que
LD (2297H),HL ;es igual al porcentaje del BMS del
; nuevo % del cambio de escala; y este
; será el dividendo para entrar a
; subrutina DIV.
LD E,0FH    ;Carga Reg. E = 0FH = 15 que sera el
; divisor para poder obtener el
; porcentaje para el grupo menos
; significativo (BLS) del ADC.
CALL DIV    ;Llama a subrutina DIV.
LD BC,(2280H) ;Salva dato del porcentaje entre
LD (2299H),BC ;intervalos del BLS que será el
LD A,(2299H) ;multiplicador en la subrutina de
LD C,A      ;multiplicación.
LD E,0AH    ;Carga Reg. E = 0AH = 10 y multiplica
CALL MULT   ;con BLS ya que despues se divide entre

```

LD HL,(2277H) ;100.

LD (2298H),HL;Salva dato del porcentaje entre
;intervalos del BLS de la nueva escala.

RET ;Termina subrutina.

Procesamiento de dato del ADC.

DATCAD: AND FOH ;Atisa BMS del ADC; Dig.-00.

LD HL,229DH ;Define localidad de memoria para poder
;efectuar RET.

LD (229DH),A ;Salva BMS del ADC.

LD A,00H ;Limpia acumulador.

RRD ;Rota digito a la derecha; 00-Dig.

LD A,(229DH) ;A = 00-Dig.

LD C,A ;C = A = 00-Dig. (grupo de BMS de la
;escala del ADC).

LD A,(229EH);Ce = nuevo porcentaje entre
;intervalos.

SBC A,C ;Resta nuevo porcentaje entre
;intervalos con dato proveniente del
;ADC.

LD C,A ;C = A = multiplicador.

LD A,(2297H) ;Porcentaje del BMS.

LD E,A ;E = A = multiplicando.

CALL MULT ;Llama a subrutina de multiplicación.

LD E,0AH ;Por que se divide entre 10 despues.

CALL DIV ;Llama a subrutina de division.

LD BC,(2260H) ;Para rescatar cociente.

LD (229EH),BC ;Salva resultado que es = al porcentaje
;del BMS; primer porcentaje.

LD HL,(2268H) ;Para rescatar residuo.

LD (229AH),HL;Salva residuo, se almacena en
;localidad de memoria.

LD A,(229FH) ;Dato del ADC.

AND OFH ;Atisa BLS del ADC; 00-Dig.

LD C.A :C = A; BLS del ADC.

LD A.OFH :OFH = 15; valor maximo de la escala
;del grupo BLS del ADC.

SEC A.C :Resta valor maximo de la escala con
;BLS del ADC.

LD C.A :El resultado cargado en reg. 0.

LD A.(C29BHD) :A = porcentaje entre intervalos del
;BLS de la nueva escala; segundo
;porcentaje.

LD E.A :E = segundo porcentaje

CALL MULT :Llama a subrutina de multiplicacion.

LD E.64H :Para dividir entre 100.

CALL DIV :Llama a subrutina division.

LD BC.(C29OH) :Para rescatar dato de division.

LD (C2A3HD).BC :Resultado = dato del porcentaje menos
;significativo de adherencia.

LD HL.(C292HD) :Para rescatar residuo.

LD (C2A4HD).HL :Salva residuo

LD HL.(C29EHD);Carga dato del porcentaje más
;significativo de adherencia.

ADC HL.BC :Suma porcentaje más significativo de
;adherencia con porcentaje menos
;significativo de adherencia.

LD (C2A5HD).HL;Salva dato de porcentaje total de
;adherencia entre 2 medios (dato en
;binario).

LD (C29OH).HL :Para entrar a subrutina CONBISCD para
;poder convertir BIN-BCD y desplegar
;dato de adherencia total.

RET :Termina subrutina.

Desplegado del resultado del porcentaje de adherencia total.

DESPT51: LD A.(C2FAHD) :DIFDES + 1; unidades.

CALL CONV1 :Llama a subrutina CONV1, convierte el

```

;dato del A de BINARIO al CODIGO de 7
;SEGMENTOS (CTS) para poder ser
;desplegado, coloca el nibble (1/2
;byte) menos significativo (NLS) en el
;buffer 3 y el nibble más significativo
;(NMS) en el buffer 4.

LD A,(CBUFF3) ;Carga NLS en el A.
LD (DIRDES+1),A;Salva NLS dato en CTS (U).
LD A,(CBUFF0) ;DIRDES + 2; decenas.
CALL CONVI ;Idem anterior pero para (D).
LD A,(CBUFF3) ;Idem anterior pero para (D).
LD (DIRDES+2),A;Idem anterior pero para (D).
LD A,(CBUFF0) ;DIRDES + 2, centenas.
CALL CONVI ;Idem anterior pero para (C).
LD A,(CBUFF3) ;Idem anterior pero para (C).
ADD A,BOH ;Sura BOH al A. con esto se representa
;el punto decimal (BOH = 1000 0000) en
;el display del MKE D-50.

LD (DIRDES+3),A;Idem anterior pero para (C).
LD A,(CBUFF0) ;DIRDES + 4, unidades de millar.
CALL CONVI ;Idem anterior pero para (UH).
LD A,(CBUFF3) ;Idem anterior pero para (UH).
LD (DIRDES+4),A;Idem anterior pero para (UH).
LD HL,DESP1 ;Dirección a inspeccionar, inicio de
;tabla de datos a desplegar.

CALL DESP1 ;Recibe en HL la dirección del mensaje
;a desplegar solamente en el campo de
;direcciones del desplegado y lo
;desplega.

JP DESP7S1 ;Salta a DESP7S1 incondicionalmente
;para mantener el dato en el display.

```

CONCLUSIONES

El presente trabajo tuvo fundamentalmente el propósito de contribuir al desarrollo de la tecnología en una mínima proporción en el campo de aplicación de los ultrasonidos.

El dispositivo diseñado en esta tesis se desarrolló para la detección y localización de fallas así como la medición de espesores y adherencia en materiales donde se propague el ultrasonido.

Uno de los elementos que se puede variar para poder sensar espesores diferentes a los que se miden (0.15"-0.5") con este aparato de ultrasonido es el transductor, con este tipo de elemento se llegó a medir hasta 4" de espesor de acero inoxidable.

La etapa de potencia que está en el circuito transmisor sirve para aislar los componentes del circuito con la etapa de alto voltaje (100 Vc.d.).

La etapa de experimentación y desarrollo así como su diseño que se llevó más tiempo fue la del circuito receptor y amplificador de ondas ultrasónicas.

El empleo del display del MKE Z-80 sirve para mostrar el valor del espesor que se está midiendo y se observa directamente en milésimas de pulgada, escala estándar, ahora bien se puede mostrar también en el Sistema Métrico Decimal (en cm) pero eso se deja como alternativa para quienes deseen desarrollar algo en base a este proyecto de tesis.

Las técnicas empleadas de diseño para el Hardware y Software permiten que las condiciones de operación del aparato sean fácilmente modificables sin recurrir a un rediseño total.

APENDICE A.

Elementos de apoyo técnico en la realización del proyecto.

TRANSDUCTOR.

El Transductor es un ensamble unitario que permite generar y/o detectar ondas ultrasónicas, es decir, convierte Energía Mecánica o Energía Eléctrica y viceversa.

Después de la transmisión de una onda ultrasónica, el Transductor capta los ecos y relaciona la condición del material con la información que regresa al circuito Receptor, donde esta es presentada visualmente sobre la pantalla del Tubo de Rayos Catódicos u osciloscopio.

El Transductor que se usó es de Banda Angosta y su amortiguamiento es bajo por lo tanto su pulso es largo y en consecuencia su espectro de frecuencias es de banda estrecha, estando situado cerca de la frecuencia de resonancia del Cristal Piezoeléctrico; tiene de 2 a 5 ciclos de vibración, y sus características principales son:

- a.-> Mayor sensibilidad.
- b.-> Mayor poder de penetración, menor atenuación.

ACOPLANTE.

Como su nombre lo indica, ayuda al acople del transductor con la superficie de la pieza que se está probando, para asegurar la transmisión de energía ultrasónica, del transductor al material de la pieza.

El acoplante logra cubrir las irregularidades en la superficie de contacto, por la exclusión del aire entre el Transductor y la superficie.

El acoplante puede ser de una gran variedad de líquidos, semi-líquidos, pastas o algún sólido que satisfaga los siguientes requisitos indispensables.

- 1.-> Un acoplante debe mejorar el acople entre la superficie de prueba y la cara del Transductor y excluir todo el aire entre ellas.
- 2.-> El acoplante debe ser fácil de aplicar.
- 3.-> Será homogéneo y estará libre de burbujas, o partículas no sólidas en el caso específico de un sólido.
- 4.-> Tener una tendencia para deslizarse sobre la superficie, pero fácil de remover.
- 5.-> No deberá dañar al material y al Transductor.
- 6.-> El acoplante tendrá una impedancia acústica promedio de las impedancias del material y el Transductor a utilizar en la prueba.

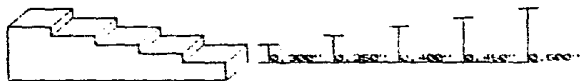
En la prueba de contacto, la selección del acoplante depende primordialmente de la condición de las superficies que harán contacto con el Transductor.

Si el acoplante no humedece la superficie, es recomendable la adición de un apropiado agente humectante.

BLOQUE ESCALONADO O DE PASOS.

El bloque de pasos sirve para efectuar calibraciones cuando se requiere un alto grado de exactitud en la determinación de espesores de pared:

para la verificación del desgaste que ha tenido, por ejemplo, una tubería en servicio. El número de escalones así como el rango de sus incrementos respectivos estará en función del rango de calibración deseado. El Transductor de doble cristal o duplex y este tipo de bloque es la clásica combinación, usando un equipo ultrasonico tipo pulso-eco.



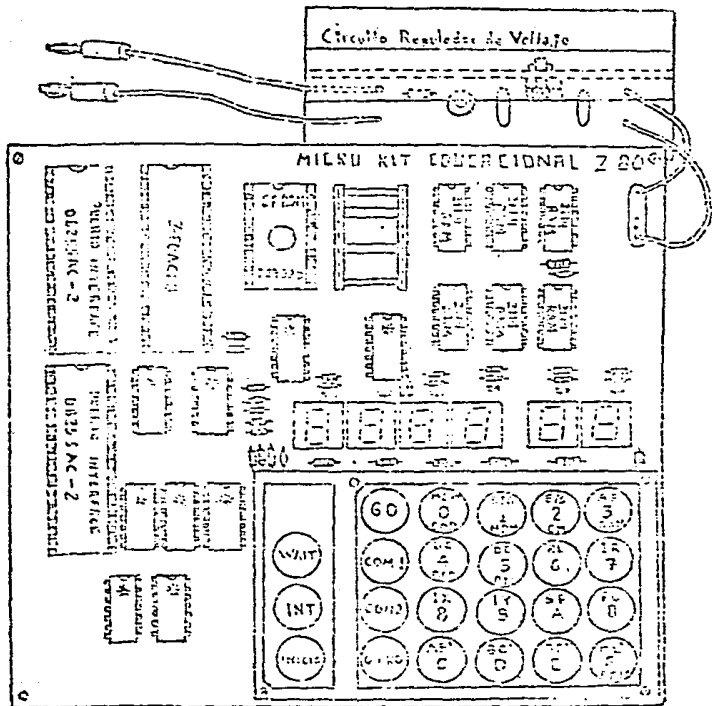
MICRO KIT Z-80.

El Micro-kit es una pequeña computadora que permite almacenar en su memoria la o las señales de entrada. En el resistera también, el programa que se encarga de controlar a todos los elementos de la interfaz.

Cuenta con un teclado y un desplegado pseudo alfanumérico como interfaz hombre-máquina.

El programa monitor que maneja los recursos de la microcomputadora MNE Z-80 está contenido en una EPROM de 4 Kbytes que mediante el teclado permite al usuario:

- Examinar localidades de memoria.
- Modificar localidades de memoria.
- Insertar programas.
- Examinar cualquiera de los 22 registros internos del Z-80A.
- Modificar cualquiera de los 22 registros internos del Z-80A.
- Examinar el contenido de los puertos de entrada.
- Modificar el contenido de los puertos de salida.
- Correr programas.
- Inicializar el sistema.
- Simular solicitudes de WAIT a la CPU.
- Simular solicitudes de INTERRUPCION a la CPU.
- Calcular desplazamientos para saltos relativos.
- Mover bloques de memoria.
- Comparar 2 áreas de memoria.
- Solicitar desplegado automático de memoria.
- Solicitar desplegado automático de registros.
- Programar EPROMS (requiere hardware exterior).
- Comparar EPROMS.
- Leer EPROMS.
- Saltar al Monitor MICRO KITS.
- Localizar pares de datos.
- Comunicación serie con terminal de video o impresora.



36) Circuito integrado de nueva el sistema.

MICRO KIT CONVENCIONAL Z-8000

Propiedades ultrasónicas de los materiales más comunes.

TABLA I: VELOCIDAD E IMPEDANCIA ACUSTICA EN DIFERENTES MATERIALES.

MATERIAL	VELOCIDAD LONGITUDINAL		VELOCIDAD DE CORTE		IMPEDANCIA ACUSTICA
	PULG/SEG $\times 10^5$	CM/SEG $\times 10^5$	PULG/SEG $\times 10^5$	CM/SEG $\times 10^5$	KG/M ² SEG. $\times 10^6$ (Z_L)
AIRE	0.13	0.33	---	---	0.0004
ALUMINIO	2.50	6.30	1.2	3.1	17.0
OXIDO DE ALUMINIO	3.40	8.70	---	---	32.0
BERILIO	5.10	12.90	3.5	8.9	23.0
CARBURO DE BORO	4.30	11.00	---	---	26.4
BRONCE	1.50	3.80	0.63	2.1	31.0
CADMIO	1.10	2.80	0.59	1.5	24.0
COBRE	1.80	4.70	0.90	2.3	41.6
VIDRIO	2.00	5.10	1.10	2.8	11.4
GLICERINA	0.75	1.90	---	---	24.5
ORO	1.30	3.20	0.47	1.2	62.6
HIELO	1.60	4.00	0.80	2.0	1.5
INCONEL	2.20	5.70	1.20	3.0	47.2
ACERO	2.30	5.90	1.30	3.2	45.4
ACERO (FUNDIDO)	1.80	4.60	1.00	2.6	33.2
PLOMO	0.57	2.20	0.30	0.7	24.6
MAGNESIO	2.30	5.80	1.20	3.0	10.0
MERCURIO	0.55	1.40	---	---	19.6
MOLIBDENO	2.50	6.30	1.20	3.4	63.1
MONEL	2.10	5.40	1.10	2.7	47.6
NEOPRENO	0.63	1.60	---	---	2.1
NICKEL	2.20	5.60	1.20	3.0	49.5
NYLON 6-6	1.00	2.60	0.43	1.1	2.9
ACEITE (SAE 30)	0.67	1.70	---	---	1.5
PLATINO	1.30	3.30	0.67	1.7	69.3
PLEXIGLASS	1.10	2.70	0.43	1.1	3.1
POLIETILENO	0.70	1.90	0.20	0.5	1.7
POLISTIRENO	0.93	2.40	0.40	1.1	2.5
POLIURETANO	0.70	1.90	---	---	1.9
QUARZO	2.10	5.30	0.87	2.2	45.2
ELASTICO SUTILO	0.70	1.80	---	---	2.0
PLATA	1.40	3.60	0.60	1.6	38.0
ACERO TEMPLADO	2.30	5.90	1.30	3.2	46.0
ACERO INOXIDABLE	2.30	5.80	1.20	3.1	45.4
TEFLON	0.60	1.40	---	---	3.0
ESTANO	1.30	3.30	0.70	1.7	24.2
TITANIO	2.40	6.10	1.30	3.1	27.3
TUNGSTENO	2.00	5.20	1.10	2.9	101.0
URANIO	1.30	3.40	0.50	2.0	63.0
AGUA	0.554	1.48	---	---	1.48
ZINC	1.70	4.20	0.90	2.4	23.6

APENDICE B

Análisis de Costos

Precios tomados de catálogos de Dicopel y Steren.

Lista de componentes del aparato de medición de espesores y adherencia por medio de ultrasonido.

Elemento	Valor	Potencia	Figura	Precio/Pza	Total
R1	10	K	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R2	56	K	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R3	1	Y	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R4	4.7	K	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R5	8.2	M	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R6	0.1	K	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R7	0.47	K	1/4 W	3.5	\$ 100 \$ 100
R8	4.7	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R9	18	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R10	0.27	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R11	1	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R12	0.33	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R13	8.2	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R14	33	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R15	1	X	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R16	0.33	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R17	4.7	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R18	18	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R19	0.12	K	1/4 W	3.17	\$ 100 \$ 100
R20L	0.421	K	BOBINA	3.20	\$ --- \$ ---
R21	0.05	K	CABLE	3.17	\$ --- \$ ---
R22	10	K	1/4 W	4.8	\$ 100 \$ 100
R23	10	K	1/4 W	4.8	\$ 100 \$ 100
R24	10	K	1/4 W	4.8	\$ 100 \$ 100
R25	10	K	1/4 W	4.10	\$ 100 \$ 100
R26	10	K	1/4 W	4.10	\$ 100 \$ 100
R27	10	K	1/4 W	4.10	\$ 100 \$ 100
R28	0.68	K	1/4 W	5.9	\$ 100 \$ 100

R29	3.9	K	1/4 W	5.9	\$	100	\$	100
R30	2.2	K	1/4 W	5.9	\$	100	\$	100
R31	15	K	1/4 W	5.9	\$	100	\$	100
R32	1	K	1/4 W	5.10	\$	100	\$	100
R33	1	K	1/4 W	5.10	\$	100	\$	100
R34	0.33	K	1/4 W	5.10	\$	100	\$	100
R35-R42	1.5	K	1/4 W	4.10	\$	100	\$	800
FOT1	10	K		3.5	\$	1,500	\$	1,500
FOT2	100	K		4.8	\$	7,000	\$	7,000
POT3	50	K		4.8	\$	7,000	\$	7,000
C1	0.01	UF		3.5	\$	200	\$	200
C2	0.01	UF		3.5	\$	200	\$	200
C3	0.0015	UF		3.5	\$	200	\$	200
C4	0.01	UF		3.5	\$	200	\$	200
C5	0.00056	UF		3.17	\$	350	\$	350
C6	1	UF		3.17	\$	350	\$	350
C7	4.7	UF		3.17	\$	350	\$	350
C8	0.1	UF		3.17	\$	350	\$	350
C9	1	UF		3.17	\$	350	\$	350
C10	0.005	UF		3.17	\$	350	\$	350
C11	0.09	UF		3.17	\$	350	\$	350
C12	0.01	UF		3.17	\$	350	\$	350
C13	0.1	UF	FUENTE	3.17	\$	350	\$	350
C14	0.008	UF	FUENTE	3.17	\$	350	\$	350
C15	0.002	UF	FUENTE	3.17	\$	350	\$	350
C16	0.022	UF		4.8	\$	200	\$	200
C17	0.022	UF		4.8	\$	200	\$	200
C18	0.047	UF		4.10	\$	200	\$	200
C19	0.00015	UF		4.10	\$	200	\$	200
C20	0.015	UF		5.9	\$	200	\$	200
C21	0.01	UF		5.9	\$	200	\$	200
C22	0.01	UF		5.9	\$	200	\$	200

01	BC 318	NPN	3.5	\$ 400	\$ 400
02	BF 200	NPN	3.17	\$ 8,000	\$ 8,000
03	BF 200	NPN	3.17	\$ 8,000	\$ 8,000
04	BF 200	NPN	3.17	\$ 8,000	\$ 8,000
05	BF 200	NPN	3.17	\$ 8,000	\$ 8,000
D1	IN 4004	30 A	3.5	\$ 500	\$ 500
D2	GERMANIO	5 A	4.8	\$ 500	\$ 500
D3	GERMANIO	5 A	5.9	\$ 500	\$ 500
C11	LH 555		3.5	\$ 1,200	\$ 1,200
C12	74 121		3.5	\$ 1,600	\$ 1,600
C13	LH 747		4.8	\$ 3,500	\$ 3,500
C14	ADC-0804		4.10	\$ 20,000	\$ 20,000
C15	74LS132 (1/2)		5.9	\$ 800	\$ 800
C16	TL081		5.9	\$ 1,350	\$ 1,350
C17	7486		5.9	\$ 1,500	\$ 1,500
C18	CD 4027		5.9	\$ 2,500	\$ 2,500
C19	7400		5.10	\$ 1,500	\$ 1,500
C110	74LS132 (1/2)		5.10	\$ 800	\$ 800
C111-C112	74143		5.10	\$ 35,000	\$ 70,000
SCR	100-6		3.5	\$ 700	\$ 700
CRYSTAL A	10 MHz		5.10	\$ 10,000	\$ 10,000
L1	240 uH		3.5	\$ 3,000	\$ 3,000
L2	7.23 uH		3.17	\$ 1,000	\$ 3,000
L3	162.5 uH		3.17	\$ 1,000	\$ 3,000
BASES DE C.I.	8 PATAS (2)		3.5	\$ 500	\$ 1,000
BASES DE C.I.	14 PATAS (7)		4.8	\$ 700	\$ 4,900
BASES DE C.I.	16 PATAS		5.9	\$ 700	\$ 700
BASES DE C.I.	20 PATAS		4.10	\$ 1,500	\$ 1,500
BASES DE C.I.	24 PATAS (2)		5.10	\$ 2,000	\$ 4,000
				TOTAL \$ 195,000	

BIBLIOGRAFIA.

1.-> Circuitos y Dispositivos Electronicos.

Ronald J. Tocci

Nueva Editorial Interamericana

3ª Edición

México D. F. 1966

550 páginas

2.-> Circuitos Integrados y Dispositivos Semiconductores.

Gordon J. Deboo.

Clifford N. Burrous.

Marcombo Boixareu Editores.

Barcelona España 1979

1ª Reimpresión.

3.-> Apuntes de Electronica Analógica.

Ing. Antonio Herrera

Profesor de la F.E.S. - C.

4.-> Transistores.

Circuitos - diseño

Joseph A. Walston

Texas Instruments Incorporated

C E C S A

570 páginas

5.-> Transistores en radio y television.

Angel Zetina M

Editorial Continental

2ª Edición

526 páginas

3.-> Alta frecuencia y radiotecnica.

La escuela del tecnico electricista

tomos XIV
Hans Touchert
Editorial LABOR, S. A.
474 páginas

7.-> Análisis y diseño de circuitos electrónicos.

Paul H. Churlian
Mc. Graw Gill
2ª Edición
586 páginas

8.-> Instrumentación Digital.

A M I C E E
Editorial L I M U S A
México 1986
Preedición
483 páginas

9.-> Circuitos digitales y de pulsos.

Jacob Millman, Ph. D.
Herbert Tamb
Mc Graw - Hill
675 páginas

10.-> Circuitos de pulsos.

Constantine N. Houptis
Jerzy Lubelfeld
Centro regional de ayuda técnica (C. I. D.)
213 páginas

11.-> Diseño con circuitos integrados TTL

Robert L. Morris y John F. Miller
Editorial Continental
Primera publicación
374 páginas

- 12.-> Interconexión de Periféricos a Microprocesadores.
 Serie: Mundo Electronico.
 Publicaciones Marcombo
 Mexico - Barcelona 1984
- 13.-> Programación Z-80
 Octavio F. Garcia Narcia.
 Profesor e Investigador de la Sección de Graduados e
 Investigación de la E.S.I.M.E. I.F.N.
 1ª. Edición Marzo-1981
- 14.-> Microprocesadores Z-80 e Interfaces
 Octavio F. Garcia Narcia.
 Profesor e Investigador de la Sección de Graduados e
 Investigación de la E.S.I.M.E. I.F.N.
 2a. Edición Junio-1980
- 15.-> Microprocesadores 8080 e Interfaces
 Octavio F. Garcia Narcia.
 Profesor e Investigador de la Sección de Graduados e
 Investigación de la E.S.I.M.E. I.F.N.
 Preedición Febrero - 1980.
- 16.-> Microprocesadores. Programación e Interconexión
 Jose Maria Urñuela M.
 Mc. Graw-Hill
 Mexico D. F. 1989
- 17.-> Fundamentos de los Ultrasonidos
 Jack Blutz
 José Aguilar Ferris (versión española)
 Editorial Alhambra S. A.
 España 1969
 292 páginas

16. -> Ultrasonico

Benson Carlin

José Gil Díez (versión en español)

Ediciones U R M O S. A.

Bilbao, España 1979

359 páginas

19. -> Transductores y Medidores Electrónicos

Serie: Mundo Electrónico

Por varios autores bajo la coordinación de José Mompín Poblel, director de la revista Mundo Electrónico

20. -> Aparatos de Calibración (Curso de Ultrasonido)

Instituto Mexicano del Petróleo

Expositor: Ing. Patrocinio Vázquez Reyes

Subdirección de Desarrollo Profesional.

21. -> Inspección con Ultrasonido como Prueba no Destructiva.

Tests U. N. A. M.

F. E. S. - C.

Luis Eduardo Martínez Saldivar

Cuautitlán Izcalli, Edo. de México 1984

22. -> Motorola CMOS Integrated Circuits.

Serie C

Previous Edition 1976

Printed in U. S. A.

23. -> TTL DATA BOOK

Texas Instruments

24. -> LINEAR

DATABOOK

National