

52
24



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN MEDIDOR DE
NIVEL DE AGUA APLICANDO EL PRINCIPIO DE
ULTRASONIDO

T E S I S

Que para obtener el Título de:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P r e s e n t a:

PABLO ELIZARRARAS CERDA



Director de Tesis:
M. en I. LAURO SANTIAGO CRUZ

México, D. F.

1996

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS

De manera muy especial al M.I. Lauro Santiago Cruz por su confianza, sus conocimientos y su paciencia para el desarrollo de esta tesis.

Al Ing. Normann Miguel Maza Magnussen por toda su ayuda y apoyo desinteresado; Gracias amigo.

A mi Universidad, siempre parte de mi.

A Victoria y Alfonso, mis Padres, por su entusiasmo, por su amor, por su vida.

A Alfonso y Diego por que aprendimos juntos, porque compartimos, porque somos uno.

A Pily por su cariño, motivación de mis actos e inspiración de mis anhelos.

A Virginia por que siempre ha estado ahí.

A todos los que han tocado mi vida.....mis amigos.

CONTENIDO

INTRODUCCION	1
I ANTECEDENTES	3
I.1 METODOS DE MEDICION DE NIVEL DE LIQUIDOS	3
I.2 FISICA DEL ULTRASONIDO	12
I.3 TECNICAS DE MEDICION DE NIVELES CON ULTRASONIDO	25
II DISEÑO DEL SISTEMA	37
II.1 DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA A DISEÑAR	37
II.2 SELECCION DEL TRANSDUCTOR	39
II.3 MODULO DE PROCESAMIENTO ELECTRONICO DE LA SEÑAL ULTRASONICA	41
II.4 MODULO DE DESPLIEGUE	55
II.5 MODULO DE PROGRAMACION Y LECTURA	60
II.6 MODULO DE CONTROL Y PROCESAMIENTO	61
III PROGRAMACION DEL SISTEMA	69
III.1 DEFINICION DEL ALGORITMO DEL SISTEMA	69
III.2 DESARROLLO DEL PROGRAMA E INTEGRACION DEL SISTEMA	72
IV PRUEBAS DE LABORATORIO	105
IV.1 METODOLOGIA DE EXPERIMENTACION	105
IV.2 GENERACION DE TABLAS DE DATOS	109
IV.3 ANALISIS DE LA INFORMACION Y DISCUSION	117
CONCLUSIONES	131
APENDICE A	135
HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE CIRCUITOS Y DISPOSITIVOS	135
APENDICE B	147
ESPECIFICACIONES MICROCONTROLADOR	147
APENDICE C	153
LISTADO DEL PROGRAMA	153
APENDICE D	169
DIAGRAMA ELECTRONICO DEL SISTEMA Y OTROS	169
BIBLIOGRAFIA	173

TESIS

COMPLETA

INTRODUCCION

El departamento de Instrumentación del Instituto de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, recibe constantemente solicitudes de diseño de instrumentos para las más diversas aplicaciones. El presente trabajo encuentra su origen precisamente en la inquietud en el Instituto por desarrollar un sistema de medición de niveles de alta precisión para resolver una de estas múltiples solicitudes. La importancia de incurrir en técnicas distintas e innovadoras se resumió en la decisión de trabajar con aplicaciones de Ultrasonido, técnica de gran evolución en el área de instrumentación, la cual presenta aun un gran potencial de desarrollo.

La medición de niveles en grandes contenedores para efectos de almacenamiento de distintos fluidos, así como en varios procesos industriales, requiere de una gran precisión y exactitud, la problemática es sencilla; mientras más grande sea el contenedor un error de unos cuantos centímetros se traduce en una diferencia de hasta varios miles de litros de la sustancia. Por otro lado, es conocida la existencia de distintos métodos de medición, algunos de los cuales requieren estar en contacto directo con el fluido almacenado, algunos materiales son altamente corrosivos por lo que los sistemas tradicionales son imposibles de implementar o bien tienen una vida útil muy limitada

En la presente tesis se tiene como objetivo principal el diseñar un dispositivo de medición suficientemente versátil para sortear algunas de las limitantes del los sistemas tradicionales descritos en el párrafo anterior. De esta forma se presentan de manera clara y concisa los pasos de diseño de un sistema de medición de nivel de líquidos de no contacto, a través del principio de ultrasonido, método mediante el cual se evita cualquier tipo de contacto del transductor con el fluido. Por otra parte, para

lograr un aparato de medición de precisión, todo este sistema se integra alrededor de un microcontrolador, el cual se encarga en resumidas cuentas de controlar las diferentes etapas, señales e información de una manera altamente eficiente. El propósito de este trabajo no es el diseñar un sistema mínimo con un microprocesador, sino tan sólo el aprovechar la versatilidad y el poder de éste para realizar mediciones de precisión, y así hacer uso de la manera más amplia posible del potencial y la ayuda que un instrumento inteligente puede brindar, como la eliminación de errores aleatorios a través de promediaciones y otras técnicas aplicadas a la información recolectada, o bien el inferir otras mediciones a partir de cálculos sencillos en el mismo.

Para lograr una fácil comprensión del desarrollo del diseño del instrumento primeramente se incurre en un marco teórico breve pero suficientemente elocuente para lograr una buena comprensión de su operación. Este aparato basa su funcionamiento en principios básicos bien conocidos de operación de sistemas comerciales y teóricos, los cuales han sido retomados para lograr un diseño original de bajo costo y alta eficiencia.

Posteriormente se incurre en el diseño del "hardware" del sistema detallando la selección de los distintos dispositivos electrónicos que lo componen así como la disposición de todos los elementos de cada uno de los módulos que conforman al sistema y que han sido clasificados en función a su operación, desde la selección del transductor hasta el control del dispositivo, pasando por el procesamiento electrónico de la señal ultrasónica, el despliegue de información y la programación y lectura de parámetros.

Es necesario también el desarrollo de un programa o "software" para el microcontrolador donde se incluyan los diversos conceptos y consideraciones de cada etapa del diseño, para lograr de esta manera el control del dispositivo y sobre todo la integración del sistema.

A continuación se desarrolla una metodología de experimentación mediante la cual se obtienen datos e información relacionada con la operación del dispositivo en la etapa de pruebas de laboratorio.

Posteriormente se analizan y discuten los resultados obtenidos de la etapa de experimentación y se relacionan con el diseño del dispositivo para de esta manera concluir en cuanto al desempeño global del instrumento de medición.

Finalmente se presenta la bibliografía consultada y los apéndices, estos últimos contienen las características más importantes de los circuitos y componentes utilizados, un listado de las instrucciones del microcontrolador, listado completo del programa de control del sistema, así como el diagrama electrónico integrado del dispositivo y de la tarjeta de evaluación universal.

Aquí, el desarrollo de un prototipo cuya principal virtud, será el principio de funcionamiento mediante el cual opere, sin duda la esencia del presente trabajo.

CAPITULO I

ANTECEDENTES

Con el fin de obtener los elementos necesarios para un eficiente diseño es necesario el comprender de manera clara algunos conceptos básicos para así identificarse con los principios de operación del sistema por lo que se presenta un marco teórico sencillo pero conciso. Este dispositivo basa su operación en principios de funcionamiento básicos de sistemas comerciales y teóricos, retomados en esta sección para lograr un mejor entendimiento y contar de esta manera con herramientas para el diseño. Aunque dentro de la teoría descrita como fundamento para el desarrollo del instrumento se mencionan varios principios y métodos posibles, se hace una selección de aquellos considerados de mayor eficiencia, operatividad y bajo costo para el mismo.

I.1 METODOS DE MEDICION DE NIVEL DE LIQUIDOS

CLASIFICACION

Los métodos de medición de líquidos encuentran su primer gran clasificación según la posición del transductor en el sistema a medir, esto es dentro o fuera del fluido. De esta manera se agrupa a los distintos métodos de medición en: A) Métodos de contacto y B) Métodos de no contacto.

A) Métodos de contacto

A este tipo de medidores pertenecen los sistemas donde el transductor se encuentra en contacto directo con el líquido a medir, es decir está inmerso en el fluido, ya sea parcial ó totalmente.

B) Métodos de no contacto

Esta clasificación agrupa a los métodos donde el transductor en ningún momento se encuentra en contacto con el fluido. Este tipo de métodos son especialmente útiles cuando se desea medir el nivel de líquidos altamente corrosivos, ácidos, ó cuando se trabaja con fluidos que puedan dañar de alguna manera al transductor, como abrasivos, pesados, etc.

Por otro lado, si se toma en cuenta la instrumentación de los métodos de medición, entonces otra clasificación de los mismos es de acuerdo a la manera en que el dispositivo registra los distintos valores medidos, de tal manera que se tienen además de las clasificaciones anteriores los siguientes métodos: C) De medición continuos. D) De medición puntuales.

C) Métodos de medición continuos

Aquí se cuentan aquellos métodos donde la medición se consigue sin pasos, es decir en forma continua a lo largo del rango de distancias.

D) Métodos de medición puntuales

Son aquellos métodos donde la medición está discretizada, por lo que se detecta la presencia o ausencia de líquido dentro de una posición o distancia específica.

UNIDADES DE MEDICIÓN

El nivel de líquidos usualmente se expresa en unidades de distancia, considerada como la altura de la superficie del líquido relativa a un punto de referencia. Es posible inferir algunas otras características relacionadas con el nivel del líquido a partir de la medida de la distancia, estos procesos se logran fácilmente a través de cálculos usualmente hechos en un microprocesador. Así cuando se conocen la geometría y las dimensiones del tanque, es posible conocer el *volumen* del líquido. Si además la densidad del líquido es conocida, es también posible determinar la *masa* del mismo.

MÉTODOS DE MEDICIÓN DE NIVEL DE LÍQUIDOS

A continuación se describen brevemente algunos métodos específicos de medición de nivel de líquidos, éstos se sitúan total o parcialmente dentro de las clasificaciones mencionadas con anterioridad:

A) Medición Capacitiva de Nivel

Es conocido que la constante dieléctrica de un líquido usualmente es diferente de aquella del aire o de cualquier gas que se encuentre arriba de éste. Al sumergir un par de electrodos en un líquido se presenta una modificación en el dieléctrico debida al aumento o disminución del nivel del líquido, esta variación se traduce en un cambio en la capacitancia entre los pares de electrodos, la cual es proporcional a la variación del nivel. La pared del tanque, en el caso que éste fuera metálico, puede utilizarse como uno de los dos electrodos. Es posible aplicar este principio tanto en medición continua de nivel como en medición puntual ó discreta. El sensor bien puede ser dos o cuatro tubos coaxiales, ver figura 1.1.1. Es común utilizar un puente CA, donde el sensor

capacitivo sea uno de los brazos del puente. Existen técnicas para mejorar la exactitud del sistema, como el colocar otro sensor capacitivo, el cual permanece sumergido justo abajo del primer sensor, compensando así algún cambio en las características del líquido, ver figura I.1.1, esta forma de auto calibración hace que esta capacitancia de referencia C_R vea un segmento de sensor h_R el cual constituye una fracción de la altura h de la medida por el sensor capacitivo C . El nivel del tanque se mide entre la parte superior de C_R y la parte alta de C , y el nivel es entonces determinado por la ecuación I.1.1

$$\frac{h}{h_R} = \frac{\Delta C}{\Delta C_R} \quad \text{Ec. I.1.1}$$

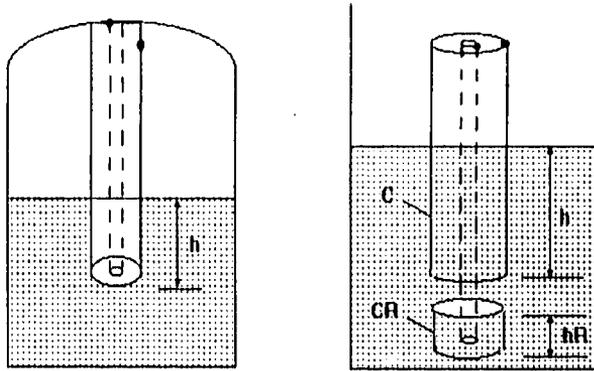


Fig. I.1.1. Medición de nivel capacitiva por variación del dieléctrico.

B) Medición de Nivel por Conductividad

Este método puede utilizarse sólo con líquidos que tengan la propiedad de conducción eléctrica. En estos casos el nivel es medido a través de dos electrodos en contacto con el líquido, los cuales detectan el cambio en la resistencia entre ambos al variar el nivel del mismo y por tanto la superficie de los electrodos en contacto con éste. Típicamente el sensor de conducción es conectado a un brazo de un puente de Wheatstone excitado con CA. El puente puede ajustarse para permitir la conductividad específica del líquido, o bien para un rango de conductividades. En el caso de tener tanques con pared metálica, ésta pudiera usarse como uno de los electrodos.

La medición por conductividad puede emplearse para medición continua, tanto como para medición discreta, ver figura I.1.2. La conductancia es el inverso de la resistencia. Muchos líquidos son más o menos conductores eléctricos, permitiendo entonces el uso de sondas o sensores para medición puntual de nivel. En muchos casos la pared del tanque es también conductora; la trayectoria de conducción puede ser entonces fácilmente formada entre el sensor y la pared del tanque. Si la superficie interna de la pared del tanque es no conductora, una segunda sonda debe ser usada.

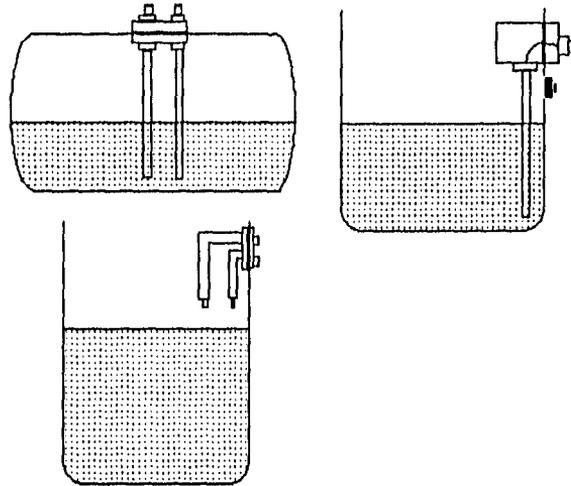


Fig. I.1.2. Medición de nivel por conductividad.

C) Medición de Nivel por Presión

Uno de los métodos más comunes de medición del nivel de un líquido en un contenedor, se da en términos de la altura de la columna del líquido en cuya base es ejercida una cierta presión (ver figura I.1.3(a)). Conociendo el peso específico W del líquido, el nivel del líquido h está definido por la ecuación I.1.2.

$$h = \frac{p_L - p_H}{w} \quad \text{Ec. I.1.2}$$

donde p_H es la presión arriba de la superficie del líquido y p_L es la presión en el punto a partir del cual se desea medir la altura. De tenerse un tanque cerrado, la diferencia de presión PD debe ser medida por un transductor diferencial de presión, cuyos puertos estén conectados del fondo a la parte superior del tanque a través de tubería. En un líquido de peso específico conocido, la salida del transductor es proporcional al nivel del líquido.

Dentro de las distintas técnicas de medición de nivel, la más simple es aquella hecha en un tanque abierto al montar un transductor de presión tipo manómetro cerca del fondo del tanque (ver figura I.1.3 (b)), de tal forma que éste se encuentre siempre inmerso en el líquido. La presión P_G obtenida de esta forma es directamente proporcional a h .

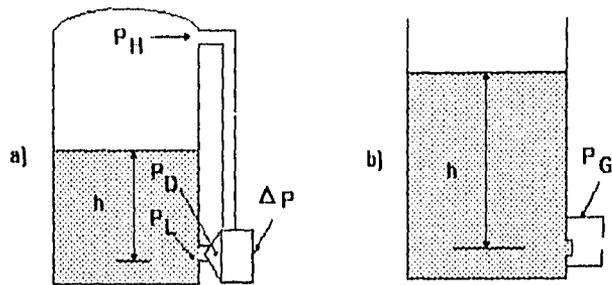


Fig. I.1.3. Principio de medición de niveles por método de presión.

D) Medición de Nivel por Flotabilidad

El Principio de Arquímedes, que establece que un cuerpo sumergido parcial o totalmente en un fluido recibe una fuerza ascendente proporcional a la masa de la cantidad de fluido desalojada, es utilizada en sensores de nivel cuyo elemento de medición es un objeto con flotabilidad positiva, ya sea hueco o hecho con algún material más ligero (de menor densidad) que aquel del fluido medido (figura I.1.4). El movimiento arriba/abajo del flotador relativo al estuche del sensor es convertido en una salida proporcional al nivel, por un elemento de transducción dentro de éste. Típicamente se utiliza transducción reluctiva o potenciométrica en sensores de medición continua. Una baqueta magnética alternante en combinación con un magneto permanente, el cual puede estar enclavado en el flotador, es común en sensores de medición puntual. Existe otro método, donde el flotador no se mueve en realidad; más bien, la fuerza actuando en él debida a la flotabilidad es acondicionada por un transductor de fuerza balanceada para proveer una señal análoga proporcional al nivel.

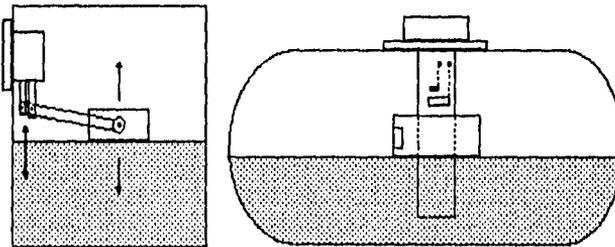


Fig. I.1.4. Medición de nivel por flotación.

E) Medición de Nivel por Transferencia de Calor

La tasa de transferencia de calor de un elemento que ha sido calentado es normalmente mayor en un líquido que en un gas. Este principio es aplicado en distintos diseños de sensores puntuales (fig. I.1.5). Usualmente se utilizan elementos resistivos

(típicamente termistores), a los cuales se les aplica una corriente suficientemente grande para generar calor. Cuando el nivel del líquido aumenta de tal forma que éste entre en contacto con el elemento generador de calor, éste se enfría. El resultado es un salto en el cambio de resistencia para una medición puntual. Este cambio de resistencia puede ser convertido en una variación de voltaje a través de un divisor de voltaje o un circuito puente. Existe métodos de balance térmico distintos usados para medición puntual. Uno de éstos emplea un termopar para determinar la variación en la temperatura del elemento cuya junta de medición se localiza en la punta de la sonda, y la junta de referencia un poco alejada de la primera pero aun dentro de la envoltura de la sonda. Cuando se sumerge en el líquido, las juntas de medición y referencia se encuentran aproximadamente a la misma temperatura. Cuando entra en contacto con gas, la temperatura de la junta de medición se incrementa arriba de aquella de la junta de referencia; como respuesta, se presenta una fem la cual puede ser amplificada para propósitos de control o de despliegue. Otro tipo de diseño usa el coeficiente térmico de expansión para lograr un contacto tipo reelevador el cual se encuentra abierto mientras una barra metálica precalentada en contacto con el aire permanezca caliente. Cuando la sonda esté en el líquido, la barra metálica se enfría debido al aumento de transferencia de calor en éste, cerrando el contacto debido a la contracción subsecuente.

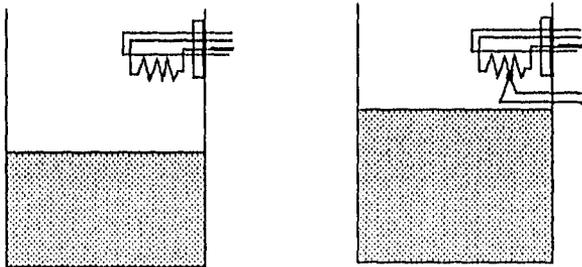


Fig. I.1.5. Medición de nivel por transferencia de calor.

F) Medición de Nivel Fotoeléctrica

Los métodos de medición fotoeléctrica son del tipo puntual, existen básicamente dos modalidades. En la primera modalidad (figura I.1.6. (a)), modo de transmisión, un rayo de luz generado por una fuente incide sobre el receptor, el cual se instala normalmente en la pared opuesta del tanque o inmediatamente abajo de la fuente, se atenúa o se interrumpe completamente cuando el nivel del líquido aumenta obstruyendo la ruta óptica.

La segunda modalidad (figura I.1.6.(b)), se utilizan sensores puntuales que usan el índice de refracción del líquido medido para efectos de cambio de **reflectancia**. En éste método, un prisma óptico es diseñado de tal forma que un haz de luz, proveniente de la fuente, es reflejado hacia un detector del sensor al encontrarse éste en contacto con gas. Una vez que el sensor se sumerge en el líquido, el cambio en el índice de refracción ocasiona que la mayoría de la energía luminosa sea desviada dentro del líquido, de tal manera que virtualmente nada de luz es reflejada hacia el detector.

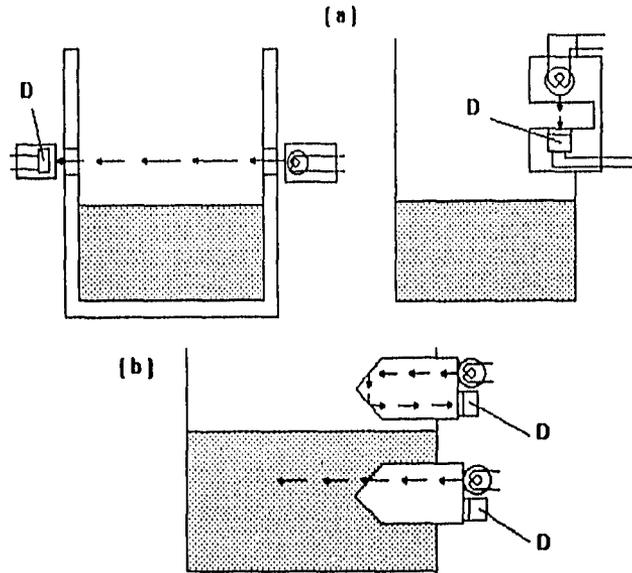


Fig. 1.1.6. Medición fotoeléctrica de nivel.

G) Medición de Nivel por Microondas

La variación en la transmisión o reflexión de la energía de microondas (fig. 1.1.7) se utiliza en la medición puntual de nivel, cuando el fluido entre transmisor y receptor cambia de gas a líquido (o quasi-líquido). La atenuación de la energía de microondas, usada en medición de nivel, depende de la interacción entre las características del instrumento (ángulo de incidencia, longitud de onda, polarización) y de las características del material (conductividad, permeabilidad, calidad de la superficie, etc. Comúnmente se utilizan transmisiones de energía en forma de trenes de pulsos en frecuencias del orden de 10 GHz. Cuando el material de la pared del contenedor es relativamente transparente a las microondas, tanto el transmisor como el receptor pueden ser montados externamente a las paredes del depósito.

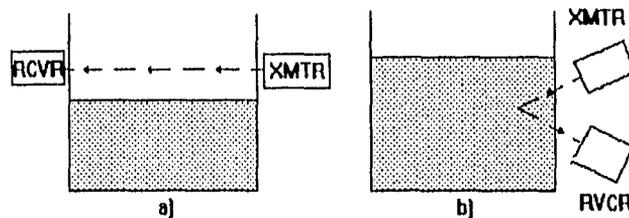


Fig. 1.1.7. Medición de nivel por microondas (a) transmisión, (b) reflexión.

H) Medición Nucleónica de Nivel

La radiación proveniente de una fuente radioactiva en una proporción constante alcanza uno o más detectores localizados en la pared opuesta del tanque con menor intensidad cuando la ruta seguida es a través de un líquido que cuando es a través de un gas. En la ilustración 11.8 se muestran algunas configuraciones típicas, en las cuales S indica la fuente, mientras D muestra al detector. La radiación Gama de algún isótopo como ^{137}Cs , ^{60}Co o ^{226}Ra son comúnmente utilizados como fuentes del sistema. La atenuación sufrida en un líquido es debida básicamente a la absorción. Existen técnicas de medición puntual sencilla o múltiple, la más común consiste en colocar una fuente y uno o más detectores localizados horizontalmente en paredes opuestas del tanque. Es factible conseguir medición continua de nivel al usar una ruta vertical de radiación colocando la fuente y el detector en direcciones opuestas, (en la parte superior del tanque así como en el fondo del mismo), de esta manera es posible monitorear la salida del detector la cual es inversamente proporcional al nivel del líquido, es decir, decrece al aumentar el volumen. Una de las principales ventajas de ésta técnica es que se trata de un método de no contacto.

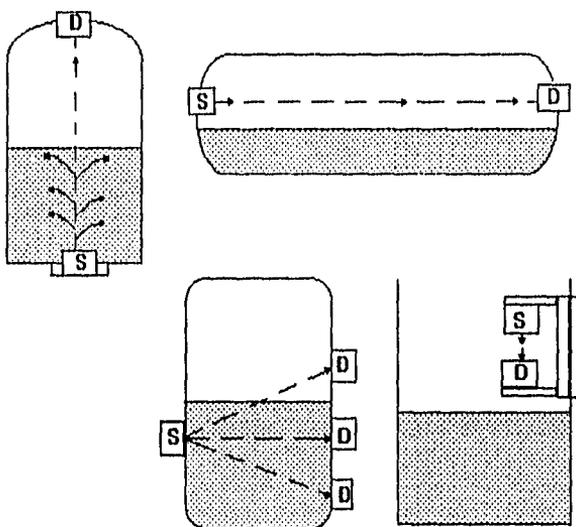


Fig. 1.1.8. Medición nucleónica de nivel.

I) Medición por Amortiguamiento de Oscilaciones

La variación en el amortiguamiento de un elemento oscilatorio, al cambiar de un ambiente líquido a uno gaseoso, es utilizado en dos tipos de sensores puntuales de nivel, como se observa en la figura 1.1.9. Uno de éstos hace uso de un pequeño remo vibratorio cuya amplitud de oscilación se ve reducida, debido al incremento de la viscosidad, cuando el remo es sumergido en líquido. Los cambios de amplitud son registrados por un elemento de transducción típicamente relectivo. La otra clase usa un elemento piezoeléctrico diseñado de tal forma que éste oscile en un medio gaseoso pero que deje de hacerlo debido al amortiguamiento acústico cuando el medio cambia

a líquido. En este último las frecuencias escogidas se encuentran dentro del rango ultrasónico (Figura 1.1.9 (b)), mientras que para el primer tipo (remo) se usan bajas frecuencias (Figura 1.1.9 (a)).

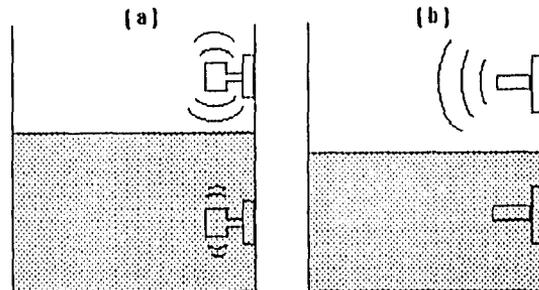


Fig. 1.1.9. Medición de nivel por amortiguamiento de oscilaciones.

J) Medición Ultrasónica de Nivel

Existen dos métodos generales para la medición ultrasónica de nivel: La medición por resonancia de cavidad y la medición de trayectoria sónica. Existe un tercer tipo al cual se le da un tratamiento separado y es precisamente el de amortiguamiento de oscilación ultrasónico el cual se mencionó anteriormente.

El método de resonancia de cavidad es una técnica de medición de volumen a partir de la cual puede inferirse el nivel, (ver figura 1.1.10 (a)). Un elemento transductor colocado en la parte superior del tanque emite vibraciones electromagnéticas a frecuencias ultrasónicas o de radio dentro de la cavidad, las cuales se ven limitadas por las paredes del tanque así como por la superficie del líquido. Al aumentar el nivel del líquido, el volumen de la cavidad disminuye y consecuentemente su frecuencia de resonancia cambia ajustándose a esta nueva condición. Cuando se ha conocido la frecuencia de resonancia del tanque vacío y se aplica un factor de escalamiento, el volumen y por lo tanto el nivel del líquido pueden determinarse.

Los Métodos de trayectoria-sónica tienen aplicación en medición discreta como en medición continua de nivel; el modo de transmitancia es comúnmente usado en el primero mientras que el último utiliza el modo de reflectancia. Los sensores puntuales de medición normalmente se acondicionan con un transmisor y un receptor colocados uno frente al otro. Cuando el líquido interfiere la trayectoria entre los dos, la cantidad de energía sónica en el receptor se ve significativamente atenuada, (ver figura 1.1.10 (b)).

En el método de medición continua es posible hacer uso de elementos transductores independientes para la transmisión y luego para la recepción, también es común el uso de un sólo elemento trabajando en forma alternante entre transmisión y recepción. El principio es simple y consiste en dirigir pulsos ultrasónicos hacia la interfase gas/líquido, siendo medido el tiempo que toma el pulso en ir y ser reflejado de regreso por la interfase. Cuando es conocida la velocidad del sonido en el fluido a través del

cual viaja el pulso, entonces la distancia entre el ó los elementos de transmisión/recepción y la interfase puede determinarse, y por lo tanto también la del nivel del líquido, (ver figura I.1.10 (c)).

Es precisamente en este principio en el que este trabajo se fundamenta por lo que es importante explicar y desarrollar en forma concisa y por demás detallada, en las secciones posteriores, una serie de conceptos e ideas nuevas así como algunas ya someramente descritas, sobre todo de tipo teórico.

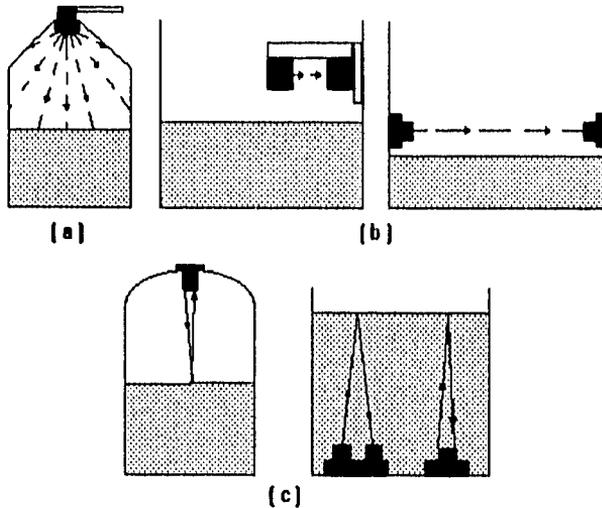


Fig. I.1.10. Medición ultrasónica de nivel (a) método de resonancia de cavidad; (b) y (c) métodos de trayectoria sónica.

I.2 FISICA DEL ULTRASONIDO

SONIDO Y ULTRASONIDO

Un concepto sencillo para comenzar esta sección; El **sonido** es la vibración mecánica de la materia. El movimiento de las moléculas ó átomos de la materia, en cualquiera de sus estados, gas, líquido o sólido en relación a una posición de equilibrio es considerado el sonido, por supuesto para lograr esta manifestación física es necesario un medio continuo, donde debido a que cada partícula vibra alrededor de su propia posición, no existe entonces un movimiento real de éste, sino que el desplazamiento relativo de cada molécula se transmite gradualmente a la siguiente, y así a lo largo de él. Es precisamente esta manera de transportar energía sin transportar materia la definición de una onda, medio a través del cual el sonido se traslada. Esto

explica que en el espacio o más bien dicho en el vacío sea imposible el conseguir sonido alguno.

En su interpretación más común, el "sonido" es aquello que "se escucha". La realidad es que existe un umbral bastante amplio de frecuencias las cuales se agrupan dentro de esta definición, y de éstas sólo una pequeña porción que va de los 20 Hz a los 20,000 Hz son consideradas como frecuencias audibles (para el oído humano) ó **sónicas**. El espectro por abajo de estas frecuencias se conoce como **infrasonido**, mientras que el sonido por arriba del rango del oído humano se le denomina **ultrasonido**, ver figura 1.2.1.

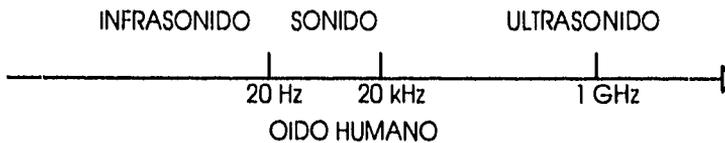


Fig. 1.2.1

Los Ultrasonidos son ondas vibratorias de frecuencia superior a los 20,000 Hz, la posibilidad de generar físicamente frecuencias de orden alto presenta una limitante real al umbral de frecuencias ultrasónicas, en la actualidad es posible generar frecuencias del orden de $1 \cdot 10^9$ Hz, resultando de cualquier forma, enorme el rango posible de frecuencias.

Las ondas **ultrasónicas** presentan similitudes interesantes con las ondas **electromagnéticas**, aunque estas últimas no requieren de un medio físico para propagarse como en el caso del ultrasonido, ambos tipos de señales pueden ser enfocadas, sus energías se ven atenuadas de alguna forma por las sustancias a través de las cuales viajan, ambas son reflejadas y refractadas en las fronteras donde existe un cambio de medio, etc., esta última propiedad hace al ultrasonido especialmente interesante en sus diversas aplicaciones.

Debido a que las uniones entre las partículas del medio son elásticas y que cada partícula tiene una masa finita, existe un retraso en la transferencia de energía de una hacia a la otra. La velocidad c de una onda sónica longitudinal en un medio homogéneo se expresa en términos de la elasticidad E y la densidad del medio ρ , haciendo uso de la ecuación 1.2.1.

$$c = \left(\frac{E}{\rho} \right)^{1/2} \quad \text{Ec. 1.2.1}$$

Por otra parte, debido a que las ondas están sometidas a fuerzas de fricción en el medio, o pérdidas, la energía de vibración es gradualmente absorbida durante el desplazamiento a través de éste. Otra característica interesante de las señales de ultrasonido cuando atraviesan un medio gaseoso, específicamente el aire, por ser este medio de particular interés en este trabajo de Tesis, es que su absorción es

fuertemente dependiente en la frecuencia, así la atenuación en la intensidad de la señal incrementa con el cuadrado de la frecuencia.

Al igual que el espectro de frecuencias del ultrasonido, el umbral de longitudes de ondas de éste es también enorme. La relación habitual en una onda electromagnética entre velocidad, frecuencia y longitud de onda se mantiene para las ondas ultrasónicas y está dada por la expresión 1.2.2

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{Ec. 1.2.2}$$

donde λ es la longitud de onda, c la velocidad del sonido en el medio y f la frecuencia de la onda. La figura 1.2.2 muestra un ábaco de las relaciones entre frecuencia, longitud de onda y velocidad, a partir del cual es posible deducir el tercer valor, leyéndolo directamente, si se conocen los otros dos al trazar una línea recta que coincida con ambos datos conocidos.

En el intervalo mínimo de frecuencias del umbral ultrasónico, la longitud de onda de éstas es de aproximadamente 20 cm. en los sólidos, en los líquidos de 6 cm. y en los gases de 1,6 cm. Mientras que en el intervalo máximo de frecuencias del espectro las longitudes de onda se aproximan a valores de $8 \cdot 10^{-4}$ cm. en los sólidos, $2,5 \cdot 10^{-4}$ cm. en los líquidos y en los gases de $0,6 \cdot 10^{-4}$ cm. La tecnología es capaz de generar cada vez mayores frecuencias ultrasónicas con longitudes de onda cada vez más pequeñas. La tabla 1.2.1 muestra las longitudes de onda para materiales comunes, fijando algunos valores de frecuencias.

MATERIAL	1/2 MHz	1MHz	2 1/4 MHz	5 MHz
Aire	0.0688	0.0344	0.0153	0.00688
Aluminio	1.244	0.622	0.277	0.124
Baquelita	0.518	0.259	0.115	0.0518
Latón	0.886	0.443	0.197	0.0886
Cobre	0.924	0.462	0.206	0.0924
Vidrio	1.040	0.520	0.231	0.0104
Plomo	0.426	0.213	0.0947	0.0426
Magnesio	0.533	0.267	0.119	0.533
Mercurio	0.284	0.142	0.0631	0.0284
Níquel	0.952	0.476	0.211	0.095
Poliestireno	0.534	0.267	0.119	0.0534
Cuarzo	0.150	0.575	0.255	0.115
Acero	0.162	0.581	0.259	0.116
Aceite de Transformador	0.278	0.139	0.0618	0.0278
Agua	0.290	0.115	0.0645	0.0290

Tabla 1.2.1. Algunas longitudes de onda en cm. en materiales comunes para cuatro frecuencias distintas.

Del ábaco de la figura 1.2.2 y según indica la ecuación 1.2.2, se observa que mientras más crece la frecuencia, la longitud de onda de la señal Ultrasónica se hace cada vez más pequeña comparada con la mayoría de los objetos físicos, de tal suerte que el ultrasonido se comporta en muchos aspectos como la luz, obedeciendo por lo tanto a las leyes simples de la óptica. Esto explica de alguna manera otra característica que hace al ultrasonido tan útil en muchas de sus aplicaciones, pues es entonces posible reunir a la señal de ultrasonido en un rayo o haz angosto, el cual puede mantenerse así por una distancia relativamente grande, en términos de longitudes de onda, antes de dispersarse en el campo lejano.

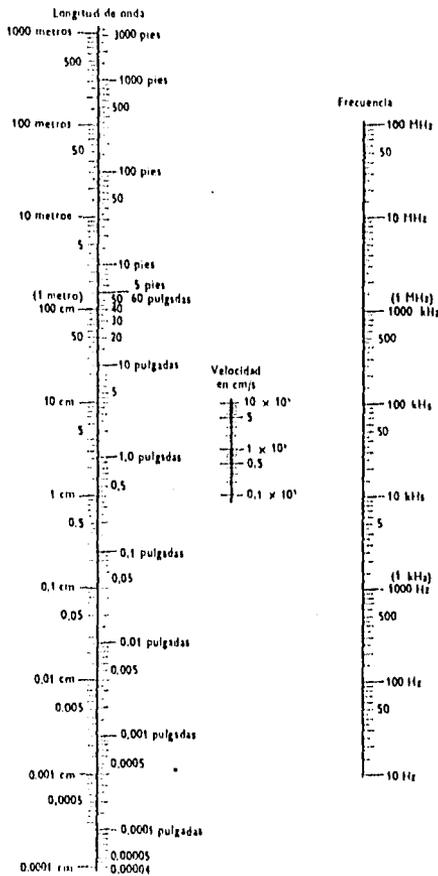


Fig. 1.2.2. Abaco de relaciones entre frecuencia, longitud de onda y velocidad.

REFLEXION Y REFRACCION

El fenómeno de **reflexión y refracción** se presenta tanto en ondas electromagnéticas como en ondas de ultrasonido, este principio el cual se explica a continuación le da al ultrasonido cualidades únicas que le permiten ser usado en aplicaciones diversas, especialmente en el campo de las mediciones, tema que esta Tesis trata de desarrollar.

Cuando una señal de ultrasonido, la cual se está transmitiendo a través de un medio continuo con una velocidad de propagación, llega a la frontera o interfase entre otro medio con diferente velocidad de propagación, una parte de la señal cruza o se refracta hacia adentro del nuevo medio, mientras otra parte de la señal literalmente rebota en la frontera, reflejándose hacia el medio por el cual viajaba originalmente la onda, de tal manera que la siguiente ecuación se cumple.

$$|A_I| = |A_T| + |A_R| \quad \text{Ec. 1.2.3}$$

Donde $|A_I|$ es la amplitud de la onda incidente, $|A_T|$ es la amplitud de la onda transmitida o refractada y $|A_R|$ es la magnitud de la onda reflejada.

En las figuras 1.2.3 e 1.2.4 se observa el comportamiento de una señal ultrasónica al incidir sobre la frontera entre dos medios. La primera de ellas cuando la onda incide normalmente a la superficie y en la segunda cuando la señal alcanza la interfase con un ángulo θ_I de incidencia, en ambos casos se presentan los fenómenos de reflexión y de refracción.

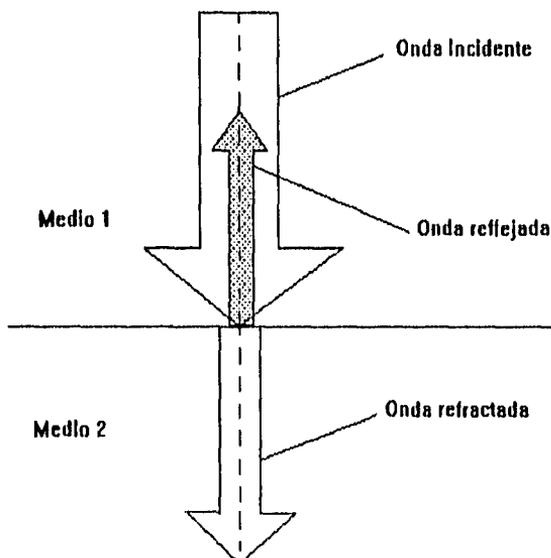


Fig. 1.2.3. Reflexión y Refracción de Ultrasonido en una frontera de impedancias con incidencia normal.

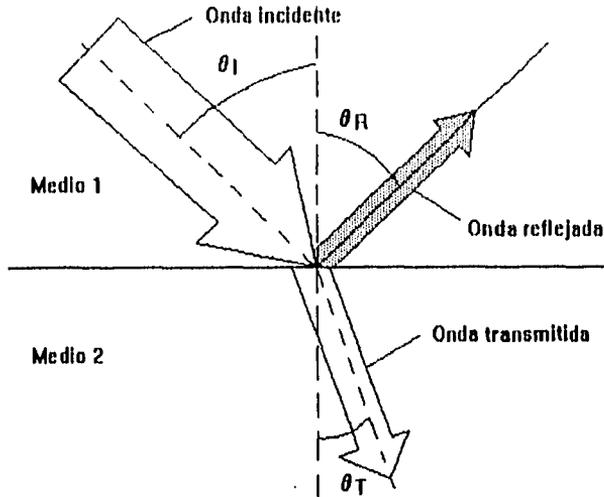


Fig. 1.2.4. Reflexión y Refracción de ultrasonido en una interfase de medios con un ángulo de incidencia.

Para explicar este fenómeno se utilizan las **leyes de Snell** ya que las leyes de la óptica pueden aplicarse equitativamente a las ondas de sonido, así pues se establece que:

$$\frac{\text{sen } \theta_i}{c} = \text{cte} \quad \text{Ec. 1.2.4}$$

donde θ_i es el ángulo del haz incidente con respecto a la normal a la superficie, y c es la velocidad del sonido en el medio.

Por otro lado se tiene que el ángulo de incidencia θ_i es igual al ángulo de reflexión de la onda de ultrasonido θ_R , también éste respecto a la normal a la superficie según se establece a continuación.

$$\theta_i = \theta_R \quad \text{Ec. 1.2.5}$$

Existe una característica intrínseca al medio por el que viaja la onda ultrasónica la cual determina la cantidad de reflexión, se conoce como **Impedancia acústica específica** η y se define como el producto de la densidad del medio ρ y la velocidad del sonido c en ese medio.

$$\eta = \rho \times c \quad \text{Ec. 1.2.6}$$

En la tabla 1.2.2 se observan las propiedades, (velocidades, densidades e impedancias acústicas) de algunos de los materiales más comunes.

MATERIAL	TEMPERATURA °C	VELOCIDAD cm/S (VOLUMEN X 10 ⁵)	DENSIDAD g/cm. ³	IMPEDANCIA ACÚSTICA ESPECÍFICA X 10 ⁶ (VOLUMEN)
Aire	0	0.331	1.293	0.00000428
	20	0.343	1.205	0.00000413
Alcohol	...	1.44	0.79	0.11
Aluminio	...	6.22	2.65	1.70
Amoníaco(gas)	0	0.415	0.771	0.000032
Argón	0	0.319	1.781	0.000056
Baquelita	...	2.59	1.4	0.363
Bismuto	...	2.18	9.80	1.75
Latón	...	4.25	8.55	3.61
Cadmio	2.40	2.78	8.64	2.07
Bióxido de carbono	0	0.259	1.977	0.000051
Monóxido de carbono	0	0.388	1.250	0.000042
Cloro	0	0.266	3.214	0.000066
Hormigón	2.6	...
Acero	...	5.81	7.8	4.76
Cobre	...	4.60	8.93	4.11
Corcho	0.24	...
Etano	10	0.308	1.357	0.000041
Etileno	0	0.317	1.060	0.000040
Cuarzo(z)	...	5.75	2.65	1.52
Vidrio	...	3.4-5.9	2.5-5.9	1.2-2.1
Glicerina	...	1.9	1.26	2.42
Oro	2.03	3.24	19.32	3.92
Granito	...	3.9	2.75	1.09
Helio	0	0.97	0.179	0.000017
Hidrógeno	0	1.28	0.090	0.000011
Acido bromhídrico	0	0.200	3.645	0.000073
Acido clorhídrico (gas)	0	0.296	1.640	0.000048
Acido iodhídrico	0	0.157	5.789	0.00009
Acido sulfhídrico	0	0.289	1.539	0.000044
Madera	...	4.17	0.5-0.8	0.17-0.35
Hierro	...	5.85	7.87	4.07
Plomo	...	2.13	11.4	2.73
Magnesio	...	4.66	7.39	2.83
Manganeso	...	4.66	7.39	2.83
Mármol	2.65	1.01
Mercurio	...	1.46	13.6	1.93
Metano	...	0.43	0.717	0.0000308
Neón	...	0.435	0.900	0.0000392
Nitrógeno	20	0.35	1.16	0.0000408
Oxígeno	0	0.316	1.42	0.0000452
Agua (dulce)	...	1.43	1.00	0.143
Agua (salada)	...	1.51	1.025	1.55
Vapor de Agua	...	0.401	0.0048	0.19

Tabla 1.2.2. Propiedades ultrasónicas de algunos de los materiales más comunes.

Existe una relación entre la amplitud de la onda reflejada o de eco al dejar la superficie reflejante y la amplitud de la onda incidente, a la cual se le conoce como **coeficiente de amplitud de reflexión** r' , la cual puede determinarse mediante la ecuación 1.2.7.

$$r' = \frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1 + \eta_2} \quad \text{Ec. 1.2.7}$$

Los subíndices 1 y 2 indican cada uno de los distintos medios. Una consideración importante es que mientras las ondas se propaguen por el mismo medio, la energía es proporcional al cuadrado de la amplitud. Por consiguiente,

$$A_R = A_I \left(\frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1 + \eta_2} \right)^2 \quad \text{Ec. 1.2.8}$$

Donde A_R es la energía reflejada y A_I es la energía incidente.

Hablando ahora de refracción es posible aplicar una vez más una de las leyes de *Snell* y haciendo referencia a la figura 1.2.4, se tiene entonces que:

$$\frac{\text{sen } \theta_I}{\text{sen } \theta_T} = \frac{c_1}{c_2} \quad \text{Ec. 1.2.9}$$

Donde θ_I es el ángulo de incidencia a la superficie con respecto a la normal y θ_T es el ángulo de refracción, mientras que c_1 y c_2 son las velocidades del sonido en los medios 1 y 2 respectivamente.

En la tabla 1.2.3 se tienen diferentes porcentajes de reflexión de señales ultrasónicas las cuales inciden perpendicularmente sobre las interfases entre medios distintos. Es interesante el hecho de que prácticamente en toda frontera aire sólido y aire líquido casi el 100 % de la energía incidente se refleja. Característica también muy importante en la explicación del principio por el cual opera el dispositivo de medición desarrollado en esta Tesis.

MATERIAL O MEDIO	IMPEDANCIA ACÚSTICA ESPECÍFICA 10^6	ALUMINIO	ACERO	NIQUEL	MAGNESIO	COBRE	LATÓN	PLOMO	MERCURIO	VIDRIO	POLIESTIRENO	BAKELITA	AGUA	ACEITE	AIRE
Aluminio	1.70	0	21	24	9	18	14	3	1	2	50	42	72	74	100
Acero	4.76	...	0	0.2	43	0.3	1	9	16	31	77	76	88	89	100
Níquel	4.98	0	47	0.8	2	12	19	34	79	75	89	90	100
Magnesio	0.926	0	40	36	20	12	2	27	19	54	58	100
Cobre	4.11	0	0.2	7	13	19	75	71	87	88	100
Latón	3.61	0	5	10	23	73	68	86	87	100
Plomo	2.73	0	1	9	62	55	79	80	100
Mercurio	1.93	0	4	8	6	75	76	100
Vidrio	1.805	0	40	32	65	67	100
Poliestireno	0.294	0	1	12	17	100
Baquelita	0.363	0	18	23	100
Agua	0.143	0	0	100
Aceite	0.128	0	100
Aire	0.000413	0

Tabla I.2.3. Porcentajes de reflexión de señales ultrasónicas las cuales inciden perpendicularmente sobre las interfaces entre medios distintos.

TIPOS DE ONDAS

La energía ultrasónica se transmite a través de un medio o una sustancia en alguno de los distintos tipos existentes de ondas, cada uno de éstos ocasiona un movimiento específico de los elementos del medio, las trayectorias que éstos describen en respuesta a la onda se denominan *órbitas*.

De esta forma se tienen ondas **longitudinales**, de **cizallada o transversales**, **ondas de superficie** y **ondas de flexión**.

Otro criterio de clasificación hace referencia a si varía o no el volumen del material en el cual se propagan. Así, cuando existe variación, se les denomina **ondas de dilatación**, y de no hacerlo se les denomina **ondas de distorsión**.

A) Ondas longitudinales

Este tipo de onda existe en el momento en el que el movimiento de las partículas en el medio es paralelo a la dirección o línea de propagación de la onda.

Por viajar en sólidos, líquidos y gases, así como por generarse y detectarse fácilmente es el tipo más empleado en las distintas aplicaciones del ultrasonido, el principio de operación del dispositivo que en este trabajo se describe, utiliza precisamente este tipo de ondas, por lo cual se habla un poco más en detalle de ellas. Frecuentemente se les conoce como **ondas L**. Las ondas longitudinales poseen en la mayoría de los medios una elevada velocidad de desplazamiento, siendo las longitudes de onda en los materiales comunes habitualmente muy pequeñas, comparadas con la superficie de corte del elemento generador de éstas, permitiendo que la energía sea enfocada en un haz angosto del que sólo se separa ligeramente, como en la óptica común.

No debe confundirse a la onda L con la vibración total de la pieza donde está viajando la onda ultrasónica ó sónica. Dichas vibraciones son causadas por la acción de las ondas comprendidas dentro de dicha pieza y son características de la geometría de ésta, ver figura I.2.5.

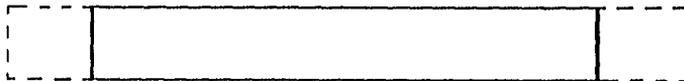


Fig. I.2.5. Vibración total de una pieza, debido a ondas internas.

Debido a que 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 éstas alcancen un límite tal. Estas se representan en la figura 1.2.6.

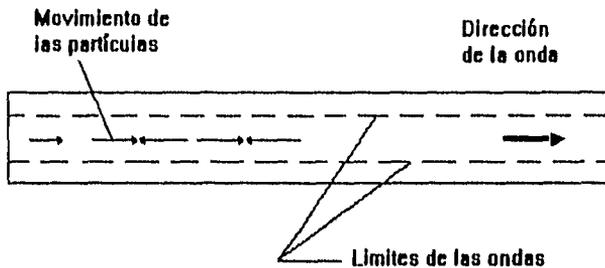


Fig. 1.2.6. Ondas longitudinales viajando a través de un medio.

El tipo de ondas que se generan al hablar, o aquellas generadas por una bocina o por algún instrumento percutivo, son todas ondas longitudinales. Estas consisten en compresiones y extensiones alternantes a lo largo de la dirección del movimiento de la onda, en la cual las partículas que la transmiten vibran con un movimiento de vaivén alrededor de sus posiciones de equilibrio, paralelas al eje de movimiento de la onda, como se ve en la figura 1.2.7.

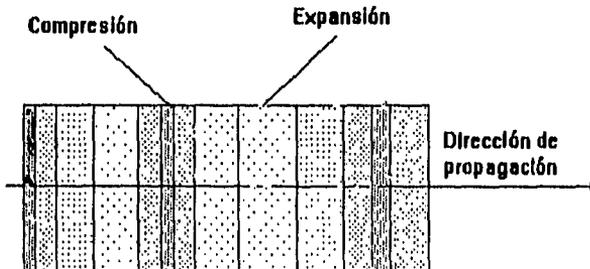


Fig. 1.2.7. Onda longitudinal producto de la compresión y expansión alterna a lo largo de la dirección de propagación.

Las ondas longitudinales pueden generarse por medio de la vibración de cualquiera de sus superficies en una dirección normal dentro de un medio. La frecuencia y por tanto la longitud de onda deben estar en una relación adecuada con la superficie que está vibrando para permitir que la energía permanezca concentrada en un haz.

B) Ondas transversas o cizalladas

Próximas en importancia desde un punto de vista industrial se encuentran las ondas cizalladas, las cuales son también llamadas **ondas S**, en éstas el movimiento de las partículas en el medio es perpendicular a la dirección de propagación de la onda. Así si el movimiento de la onda es en dirección X , el desplazamiento de la partícula será en dirección Y como se muestra en la figura 1.2.8. Para que este tipo de ondas se propaguen es necesario que cada partícula ejerza una fuerza de atracción sobre su vecina de tal forma que cuando una partícula se mueve, ésta jale consigo a su vecina, causando de esta manera que el sonido viaje a través del material con velocidad del orden del 50% de aquella de las ondas longitudinales. De aquí que la longitud de las ondas cizalladas sea mucho más corta que aquella de las ondas longitudinales. Por lo tanto las ondas cizalladas nunca viajan en líquidos o gases, ya que hay muy poca o ninguna elasticidad para cizallar en dichos medios.

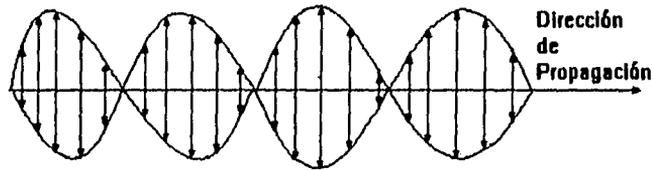


Fig. 1.2.8. Onda de cizallada. Movimiento de la partícula perpendicular a la dirección de propagación.

Estas ondas pueden manifestarse en la totalidad de un cuerpo o en tan sólo un área limitada de él. Habitualmente están en forma de haz de pequeña sección en relación con el área de la sección de la pieza en que viajan. El haz generalmente no se extiende a una superficie paralela a la dirección de propagación.

Una ventaja de las ondas S es que debido a su más baja velocidad de propagación, los circuitos electrónicos medidores de tiempo son menos críticos. Sin embargo, son más sensibles a las pequeñas inclusiones en el medio, debido a sus más cortas longitudes de onda, y por tanto son más fácilmente dispersadas dentro del material. Por otro lado, como la vibración es en una dirección específica, la rotación del elemento transmisor cambia esta dirección, y por lo tanto, se pueden observar efectos de polarización.

Las ondas cizalladas 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 vibrar también en cizallada, ver figura 1.2.9 a y b.

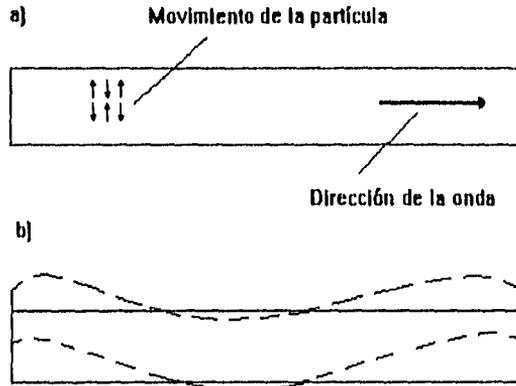


Fig. 1.2.9. (a) Movimiento de las partículas y direcciones de onda de una onda de cizalladura. (b) Movimiento total de cizalladura de una pieza

C) Ondas polarizadas

En una onda cizallada el movimiento de la partícula es perpendicular a la dirección de propagación y paralelo al eje X , en el caso de un cristal cortado según el eje Y . Si el transductor se hace girar, entonces la dirección del movimiento también gira aunque se siga la misma trayectoria. Cuando este haz se recibe, se obtiene una señal máxima cuando el receptor se ha girado análogamente, es decir cuando los ejes X son paralelos, y mínima o cero cuando éstos son perpendiculares.

El hecho de que tal polarización exista es importante especialmente en los casos en que la onda reflejada deba ser completamente cizallada, lo que en efecto sucede cuando la onda incidente sea normal al reflector, o formando algún ángulo, pero la línea de vibración sea perpendicular a la superficie incidente.

Según la relación entre las características físicas del material de propagación, como la orientación de cristales o granos, y el eje X , la velocidad de las ondas polarizadas varía. Así como también en el caso de algunos sólidos, dependiendo de la polarización de la onda cizallada.

D) Ondas superficiales o de Rayleigh

Si se intenta generar una onda longitudinal en la superficie de un sólido limitado por aire, sacudiendo de atrás hacia adelante su superficie, las fuerzas cizalladas generadas perpendiculares a la superficie no se balancearían debido a que las ondas viajan a lo largo de una discontinuidad limitada en un lado por las altas fuerzas elásticas del sólido y por el otro por las casi inexistentes fuerzas entre las moléculas del gas. Consecuentemente una onda superficial muestra ambos tipos de movimientos, de cizallada y longitudinales, de tal manera que la partícula describe una elipse al paso de la onda.

Las ondas que viajan sobre una masa de agua entre otras pueden propagarse sobre una superficie sin penetrar en absoluto por debajo de ésta, ver figura 1.2.10. La velocidad de las ondas de Rayleigh depende en todo momento del material y es aproximadamente del orden de 90 a 95 % de la velocidad de la onda S.

La longitud de una onda de Rayleigh es siempre extremadamente corta comparada con el espesor del material a través del cual viaja. En estas condiciones, el desplazamiento de las partículas que estén unas pocas longitudes de onda por debajo de la superficie será despreciable.

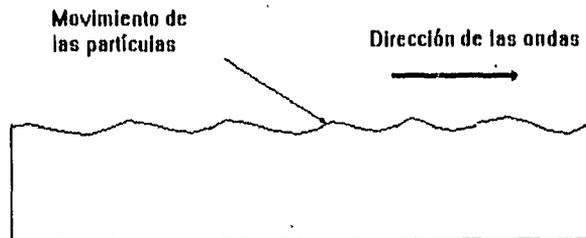


Fig. 1.2.10. Ondas superficiales viajando sobre una placa.

I.3 TECNICAS DE MEDICION DE NIVELES CON ULTRASONIDO

TRANSDUCTORES Y SEÑALES

El tipo más común de transductor utilizado en la medición ultrasónica es el piezoeléctrico, éste contiene un cristal que posee la propiedad de convertir señales eléctricas en vibraciones mecánicas u ondas ultrasónicas, es en este momento donde se dice que el transductor se encuentra en su etapa de transmisión, por otra parte convierte las vibraciones mecánicas de dichas ondas ultrasónicas (presión) en señales eléctricas, etapa de recepción.

Si se aplica un sólo pulso (voltaje) al transductor, entonces el cristal cambia su dimensión física en una relación directamente proporcional al valor del voltaje aplicado, éste es el efecto piezoeléctrico del material. Un voltaje alterno produce un cambio de dimensión alternante del cristal, y por consiguiente un cambio alternante en el tamaño del cristal, trae consigo un voltaje alterno en las terminales del mismo.

Cualquier transductor ultrasónico tiene una frecuencia característica llamada de **resonancia**; ésta es la frecuencia a la cual el ancho del cristal piezoeléctrico es igual a media longitud de onda. En la frecuencia de resonancia los esfuerzos mecánicos en el transductor se refuerzan unos a otros sin importar si la excitación es eléctrica como en el caso de la transmisión o mecánica en el caso de la recepción.

Los transductores piezoeléctricos son resistivos en sólo dos frecuencias, una de ellas es la de resonancia, la otra es la llamada de antiresonancia (f_r , f_a). En cualquier otro sitio éstos transductores muestran cierta reactancia como se observa en la figura I.3.1.

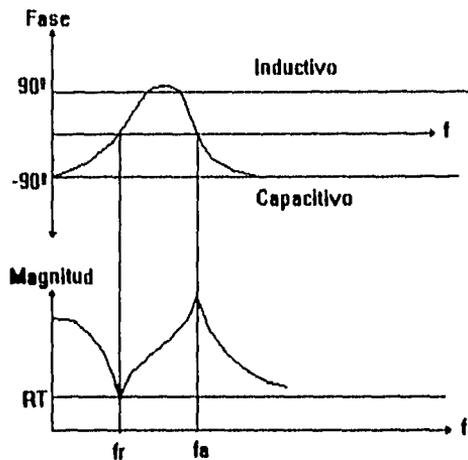


Fig. I.3.1. Fase y Magnitud de la impedancia del transductor.

Así durante la transmisión, el transductor debe operar a su frecuencia de resonancia, de tal manera que se maximice su eficiencia eléctrica a mecánica. Por otra parte durante la recepción, para lograr la máxima eficiencia mecánica a eléctrica, el transductor presenta su operación óptima en la frecuencia de antiresonancia.

Como se verá más adelante existen sistemas que realizan las funciones de transmisión y recepción independientemente, es decir con un transductor dedicado a cada una de estas etapas, en estos casos la frecuencia de resonancia del transductor de transmisión es acoplada a la frecuencia de antiresonancia del transductor de recepción. Existen también sistemas que intercalan las funciones de transmisión y recepción en un sólo transductor. En este modo la mejor operación se logra en frecuencias cercanas a la de resonancia.

Después de que el transductor ha sido excitado eléctricamente en el modo de transmisión, éste requiere de cierto tiempo para dejar de oscilar, frenando las vibraciones mecánicas debidas a la inercia generada, a esto se le conoce como "fenómeno de campaneo".

El "fenómeno de campaneo" es especialmente delicado en sistemas que comparten un mismo transductor para funciones de transmisión y recepción ya que si el campaneo es bastante largo podría obstruir la recepción de la señal de eco.

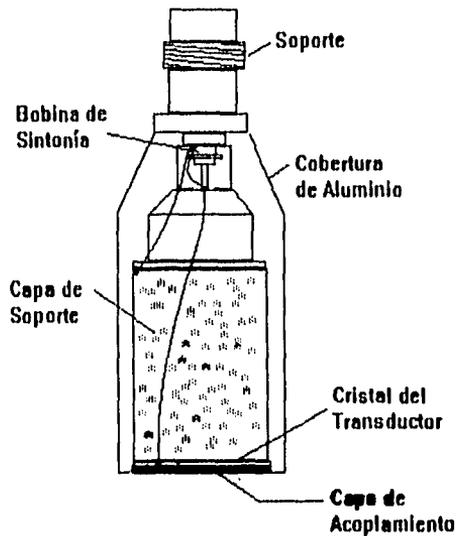


Fig. I.3.2. Transductor piezoeléctrico típico.

El transductor se amortigua mecánicamente con un material de soporte de alta densidad por medio del cual se asegura un buen ancho de banda así como para reducir las oscilaciones espurias particularmente no deseadas en equipo de ultrasonido por pulsos. En la figura I.3.2 se observa el esquema de un transductor piezoeléctrico típico.

Para obtener la máxima transferencia de potencia entre el circuito y el transductor a la frecuencia nominal (de resonancia), es necesario conseguir un acoplamiento eléctrico de impedancias entre ambos, así como para evitar reflexiones comunes en el cable de interconexión, para este fin normalmente se coloca en el cristal una bobina de sintonía.

Por otra parte las impedancias acústicas también representan un problema. La cerámica y el aire presentan impedancias acústicas bastante diferentes. Para conseguir un buen acoplamiento y por tanto la mejor transmisión es necesario colocar un adaptador de ancho $\lambda/4$ entre la cerámica o el cristal y el aire, para el caso más común de aplicación, (λ es la longitud de onda del sonido en el medio). La impedancia acústica del adaptador debe ser muy parecida al medio geométrico del cristal piezoeléctrico y de la impedancia acústica del aire.

PRINCIPIO DE OPERACION

Un transductor ultrasónico emite energía sónica (ultrasonido) en forma de vibraciones mecánicas, las cuales se transmiten a través del medio hasta encontrar la superficie de un medio distinto, parte de esta energía es reflejada, debido al fenómeno de reflexión, de vuelta hacia la fuente de ultrasonido en un cierto tiempo, por tanto para cada distancia desconocida existe un intervalo de tiempo desconocido determinado por la velocidad del sonido en dicho medio, si se mide este intervalo se tiene entonces el problema de medición resuelto, ver figura 1.3.3.

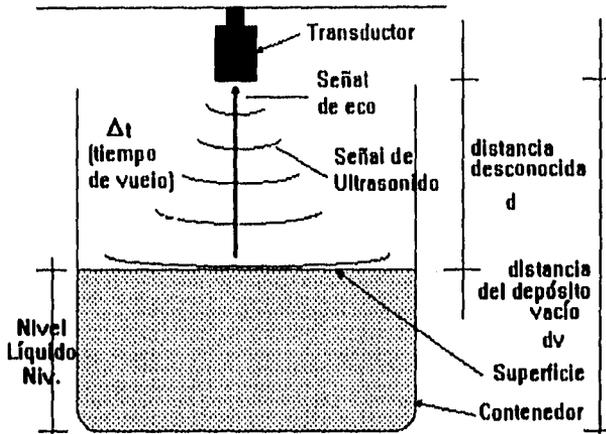


Fig. 1.3.3. Principio de operación de un sistema de medición de nivel ultrasónico.

El retraso entre la salida del pulso ultrasónico transmitida y el regreso del pulso reflejado o eco, da la distancia del transductor a la superficie mediante la siguiente ecuación (Ec. 1.3.1).

$$d = 0.5c * \Delta t \quad \text{Ec. 1.3.1}$$

donde d es la distancia desconocida de la superficie a la cara del transductor, c es la velocidad promedio del sonido en el medio y Δt es el tiempo que tarda el pulso ultrasónico en golpear la superficie y regresar, también conocida como "tiempo de vuelo".

El factor 0.5 es debido al hecho de que la onda de ultrasonido debe viajar de ida y vuelta, esto es, el doble de la distancia del transductor a la superficie de reflejo. Aunque hasta aquí se tiene ya uno de los problemas resueltos, la realidad es que aun no se conoce el nivel del fluido en el contenedor, sino tan sólo la distancia de la fuente de ultrasonido a la superficie del líquido. Es necesario entonces conocer la "distancia de vacío al transductor" dv o distancia a la base del contenedor (ver figura 1.3.3), para sustraerle la distancia d del transductor al nivel del líquido, obtenida por la ecuación

1.3.1, y de esta manera obtener el nivel del líquido $Niv.$ en el contenedor, como lo indica la ecuación 1.3.2.

$$Niv. = dv - d \quad \text{Ec. 1.3.2.}$$

En aplicaciones de ultrasonido en aire existen algunas consideraciones importantes que deben tomarse en cuenta en el diseño. Así el rango de distancias detectables depende de la frecuencia de operación del transductor, de la directividad del rayo, del acoplamiento de impedancias acústicas, como ya se mencionó, entre el aire y la cerámica (aire y transductor), del ancho de banda del sistema de recepción y del amortiguamiento del transductor.

Quizás una de las consideraciones más importantes para el diseño sea la selección de la frecuencia de operación. La absorción del aire es fuertemente dependiente de la frecuencia, la atenuación de la onda ultrasónica aumenta con el cuadrado de la frecuencia. De cualquier forma ésta debe ser suficientemente alta para exceder la frecuencia de resonancia de las piezas mecánicas del sistema de medición, incrementando así la relación señal a ruido. Por otra parte disminuir la frecuencia resulta en un aumento de la "masa" del transductor, es decir, del tiempo necesario para amortiguar las oscilaciones residuales (fenómeno de campaneo) después de cada ciclo de transmisión. La forma del rayo o haz es también dependiente de la frecuencia.

METODOS DE MEDICION DE INTERVALOS

Como ya se estableció, la problemática de la medición de niveles a través del principio de ultrasonido se concreta en determinar el intervalo de tiempo que existe entre la salida y el retorno del pulso ultrasónico al transductor. Aquí se consideran algunas técnicas para medir estos intervalos;

A) Medición analógica

Si se supone un pulso inicial generado por un transductor, el pulso de eco regresa desde la pared opuesta hasta la cual queremos determinar la distancia y cuyo tiempo de vuelo (intervalo de tiempo) está en relación directa con la distancia desconocida. Si se considera la figura 1.3.4 en (a) se observan los dos pulsos cuyo tiempo de separación se pretende conocer. Si se imagina una función rampa que comience en $t = 0$ justo al mismo tiempo en que se genera el pulso de ultrasonido (b), el voltaje de esta rampa aumenta linealmente con el tiempo siguiendo el comportamiento $E = kt$. Si por otro lado se deja que el pulso de eco apague la rampa, entonces para cada intervalo de tiempo entre el pulso inicial y el de eco existe un valor instantáneo único asociado a la rampa. Si la rampa se apaga por ejemplo en $t = 100$, entonces el voltaje de pico alcanzado por la rampa E_p es una medida directa de la separación entre ambos pulsos y por tanto de la distancia desconocida.

Por ser la rampa una señal continua o analógica parecería que no existe entonces limitación teórica de la precisión del voltaje de pico que pueda ser leído por la rampa. La realidad es que existen bastantes limitaciones prácticas, como la precisión con la cual el comienzo de la rampa coincide con el pulso inicial, la precisión con la cual la rampa se apague, la variabilidad de la detección de pico, etc. Normalmente las mediciones analógicas son más exactas que las digitales.

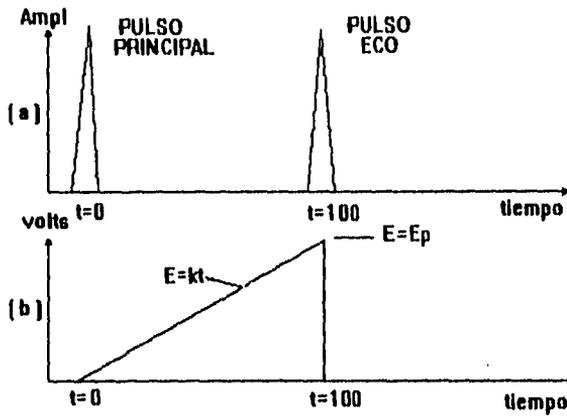


Fig. 1.3.4. Medición analógica de intervalos
(a) pulso de ultrasonido, (b) rampa $E = kt$.

B) Medición digital

Existe otro método de medición completamente diferente en principio por el que el intervalo de tiempo puede ser determinado. Supóngase que el pulso ultrasónico inicial abre una compuerta electrónica y el pulso de eco la cierra como se muestra en la figura 1.3.5 (a), si un oscilador de precisión alimenta a través de la compuerta a un contador, el cual cuenta el número de oscilaciones que le llegan a través de la compuerta abierta, es posible entonces determinar el valor del intervalo mediante la lectura del contador.

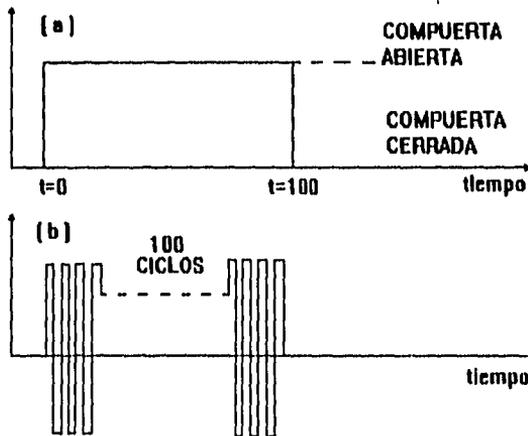


Fig. 1.3.5. Medición digital de intervalos,
(a) compuerta electrónica, (b) ciclos del oscilador contados.

Considerérese el siguiente ejemplo donde el intervalo de apertura y cerrado de la compuerta (tiempo de vuelo) es de 100 μs , suponiendo la velocidad del sonido en el aire promedio de 331 m/s. y utilizando la ecuación 1.3.1 se tiene entonces;

$$d = 0.5c * \Delta t = 0.5(331) * (100 * 10^{-6})$$

$$d = 0.016\text{mts}$$

Si para este ejemplo se cuenta con un oscilador de 1 MHz, y la compuerta permanece abierta por 100 μs entonces 100 ciclos pasan por ella, como se muestra en la figura 1.3.5 (b), de tal manera que el contador cuenta hasta 100.

Este valor puede convertirse ya en una distancia o bien en un voltaje analógico para un controlador y hasta expresarse digitalmente para alimentar una computadora.

Con este método se tiene una limitación obvia de precisión ya que al expresar el intervalo de tiempo en forma discreta, la cuenta es únicamente de ciclos completos y no parciales. Así un intervalo de 100.5 μs admite 100.5 ciclos del oscilador al contador pero éste cuenta solamente hasta 100, de donde se deduce que existe un error de 0.5%.

Otra limitación inherente a la medición digital es la necesidad de osciladores de frecuencias altas para conseguir una mayor precisión, en estos casos es necesaria una compensación y más alta eficiencia en los otros elementos del aparato, así como contadores de velocidades mayores.

Otro método ingenioso que evita las dificultades de instrumentación antes mencionadas, de carácter también discreto es la medición digital de frecuencia.

C) Medición digital de frecuencia

Si se manda un pulso ultrasónico a través del medio donde se pretende determinar una distancia, cuando éste regrese en forma de eco, se amplifica y hace disparar a otro pulso acústico, el cual es también mandado a través del medio, y éste regresa una vez más para volverse a amplificar y disparar un tercer pulso de ultrasonido y así continuar, entonces cada pulso está separado del siguiente y del anterior igualmente, debido a que el tiempo en el que cruza el medio (distancia desconocida) es siempre el mismo.

El número de pulsos que se generan en un segundo (frecuencia) puede determinarse por el espaciamiento existente entre cada pulso. Así por ejemplo si el tiempo necesario para atravesar es de 1 μs , entonces el número de pulsos en un segundo es de:

$$f = 1/T = 1/1 * 10^{-6} = 10^6 \text{ pulsos} = 1\text{MHz}$$

y para un tiempo de vuelo de $10 \mu\text{s}$:

$$f = 1 / 10 * 10^{-6} = 10^5 \text{ pulsos} = 100 \text{ KHz}$$

Se observa que si los pulsos se generan en una base continua, la frecuencia de repeticiones está entonces directamente relacionada con la distancia.

Ahora es interesante notar que una variación de 0.01% en velocidad o en la distancia resulta en un cambio de tan sólo 10 Hz en la frecuencia de 100 KHz. Lo que en realidad se ha hecho es la suma de 100,000 pulsos separados $10 \mu\text{s}$ uno del otro para obtener una lectura de 100 kHz.

Al sumar 100,000 intervalos de tiempo se han también considerado 100,000 errores de medición, como por ejemplo el hecho de que el generador de pulsos no se dispare exactamente en el cruce por cero sino hasta que alcance cierta amplitud mínima.

PROCESAMIENTO DE SEÑALES

El principio básico mediante el cual opera un instrumento de medición de niveles por ultrasonido, incluido desde luego el del dispositivo desarrollado, requiere necesariamente de un procesamiento electrónico de señales en las distintas etapas de operación del instrumento, como lo son, transmisión, recepción y medición del intervalo.

A) Transmisión

La transmisión desde el punto de vista electrónico consiste en controlar la emisión de los pulsos ultrasónicos del transductor, para esto es necesario generar la frecuencia a la cual éste opera, es decir la frecuencia de resonancia. Generalmente se consigue mediante un circuito resonante LC y un cristal. La señal obtenida oscilando a la frecuencia de operación del transductor se procesa de tal forma que se obtenga un tren de pulsos de la misma frecuencia, esto por ejemplo puede lograrse a través de un circuito multivibrador monoestable. Por último, la señal se amplifica dándole ganancia en corriente y voltaje según los requerimientos de operación del transductor específico que se utilice, ver figura 1.3.7.

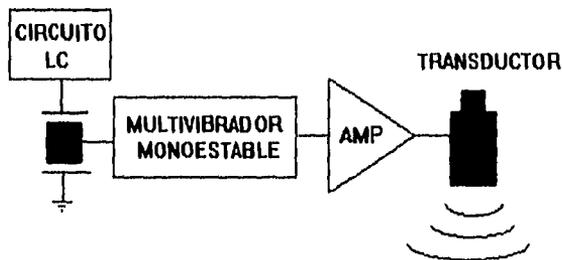


Fig. 1.3.7. Procesamiento de señal de transmisión.

B) Recepción

La etapa de recepción requiere de un minucioso procesamiento de la señal debido a la alta incertidumbre producto del ruido en la amplitud del pulso, como consecuencia de la turbulencia en el aire y a la gran diferencia de amplitudes de la señal de eco en los extremos del rango de la distancia. La señal recibida es una buena aproximación de una modulación seno de un pulso Gauseano cuya forma es independiente de su amplitud y de la ruta cubierta. De esta manera el tiempo de pico de la señal de eco no es afectada por el cambio de amplitud y puede usarse como una referencia de tiempo para las mediciones, ver figura 1.3.8.



Fig. 1.3.8. Diagrama de bloques de la etapa de recepción.

En este circuito la señal del receptor proveniente del transductor se amplifica por el bloque G, es filtrado en un filtro resonante paso banda, cuya frecuencia central debe ser igual a la frecuencia de resonancia del transductor, de esta manera es posible maximizar la relación señal a ruido. La señal obtenida es una aproximación burda de una modulación seno de pulso Gauseano, misma que es procesada primero por un rectificador de onda completa y posteriormente por un filtro paso bajas para así conseguir la envolvente de la señal recibida. Por último la señal es hecha pasar por un diferenciador y por un detector de cruce por cero, los cuales generan una señal lógica que sufre una transición exactamente al tiempo en el que la envolvente alcanza sus valores máximos.

C) Medición del Intervalo

El procesamiento del pulso de transmisión y del pulso de la señal de eco proveniente de la etapa de recepción, para la determinación del intervalo de tiempo que indirectamente representa el valor de la distancia, depende básicamente del método usado. El método digital simplifica su implementación como ya se explicó, mediante el uso de circuitos lógicos diseñados para estas finalidades de conteo.

Por otro lado como también se vio en las mediciones analógicas, el espaciamiento entre los pulsos debe convertirse en una rampa cuyo voltaje de pico determina el espaciamiento de tiempo. Una forma de lograr esto es haciendo que el pulso de transmisión dispare un generador de onda cuadrada de flip-flops, ver figura 1.3.9, el cual es apagado a su vez por el pulso de la señal de eco, lo cual proporciona una onda cuadrada cuya longitud y área es proporcional al tiempo t . Esta onda es integrada electrónicamente mediante un integrador Miller, el cual nos da una función lineal rampa $E = kt$, el punto E_p es ahora una medida de la distancia. Un detector de pico convierte la rampa a un voltaje de corriente directa el cual puede bien ser llevado a un voltímetro calibrado en centímetros. Ahora la exactitud de la medida es función de la precisión

con la que los pulsos de transmisión y recepción pueden encender y apagar los flip-flops, la linealidad del integrador, y particularmente de la habilidad que el circuito posea para compensar los cambios ambientales tales como temperatura, presión, densidad etc.

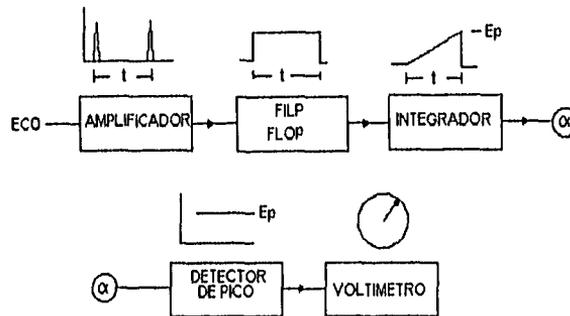


Fig. 1.3.9. Diagrama de bloques del circuito de medición de intervalo.

CALIBRACION

Hasta aquí se ha considerado que el tiempo que tarda el pulso ultrasónico en cruzar el tramo desconocido guarda una relación constante con la distancia, esto es, que si se mide el tiempo de ida y vuelta del pulso, se habrá automáticamente encontrado la distancia. Desgraciadamente no es así.

La velocidad del sonido varía fácilmente con el material, o medio por el que atraviesa, la temperatura y la presión. En el agua algunos factores como la salinidad, la cual modifica sensiblemente la densidad, afectan la velocidad sónica. El aire es particularmente sensible a estos factores y muestra grandes cambios en la velocidad al variar la temperatura y la humedad. Para mantener el grado de exactitud requerido en un aparato de medición es necesario tener una compensación continua.

Por ser la temperatura aquella variable del medio más frecuentemente modificable, es también el factor que primeramente es tomado en cuenta para establecer una compensación que calibre al instrumento. El fenómeno es claro y fácilmente determinable a través de estudios donde se ha encontrado que mientras más aumenta la temperatura la amplitud del eco va disminuyendo, lo mismo sucede con el retraso del pulso de eco, el cual es cada vez mayor pues la velocidad de propagación disminuye. Para este efecto es común utilizar circuitos de compensación de temperatura, que bien pueden ser redes resistivas las cuales hacen uso de termistores.

Otro método de compensación ingenioso es aquel que toma en cuenta prácticamente todos los factores del medio, mantiene una compensación permanente, obtenida al medir un tramo con aire cuya distancia es ya conocida con precisión, ver figura 1.3.6.

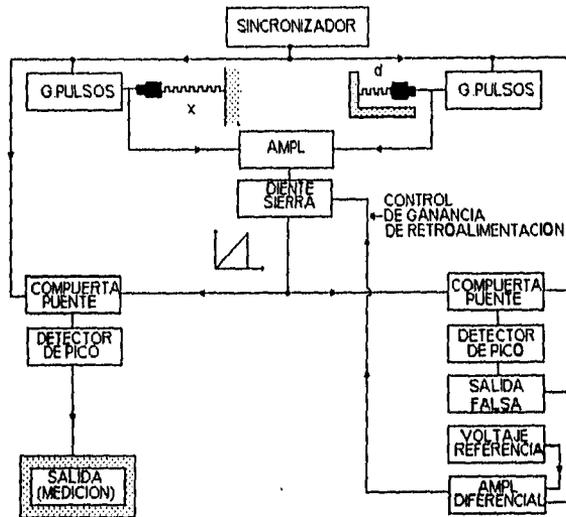


Fig. 1.3.6. Sistema de auto calibración, mantiene una compensación permanente al medir un tramo cuya distancia es conocida con precisión.

En este sistema un sincronizador suministra un tren continuo de pulsos de control que activan a los transductores, los cuales mandan las señales de ultrasonido cada uno en pulsos de sincronía alternantes. Así considerando por ejemplo una frecuencia de 60 Hz, cada transductor opera entonces a 30 Hz y cada pulso alternante está separado de la salida del otro transductor 16,000 μ s.

Considérese primero la medición de la distancia desconocida. El pulso de radio frecuencia es convertido en ultrasonido, rebotado en la superficie del líquido y regresado para ser convertido de vuelta en radio frecuencia. Los dos pulsos, (el transmitido y el eco) son amplificados y controlan el voltaje de pico alcanzado por el diente de sierra (función rampa), posteriormente pasa la compuerta puente de mano izquierda hacia el detector de pico apareciendo como un voltaje de corriente directa en la carátula de algún voltímetro digital, habiéndose obtenido la medición anatómicamente por el método expuesto con anterioridad. Durante este proceso se suscitan errores debidos a variaciones de temperatura y humedad del tramo desconocido así como a variaciones en la pendiente de la rampa por cambios de temperatura en los componentes electrónicos del generador de diente de sierra. Todos estos errores son reducidos al mínimo por el sistema de referencia de la derecha de la figura 1.3.6.

Entre los pulsos del transductor de medición, el transductor de referencia emite señales de ultrasonido a través de un tramo de aire cuya distancia es bien conocida situada cerca del tramo desconocido (a ser medido), de tal suerte que existan condiciones similares de humedad y temperatura. Los pulsos transmitidos y de eco son amplificados y posteriormente disparan el mismo generador de rampa usado previamente. Esta rampa pasa a través de una compuerta abierta hacia el detector de

pico del lado derecho cuya salida es un voltaje de corriente directa proporcional al tamaño del tramo de aire conocido.

Si el generador de rampa está operando correctamente y si está calibrado de acuerdo a las condiciones de temperatura y humedad de ese momento, entonces la salida del detector de pico del circuito de referencia es una constante. Esta constante es conocida.

Un voltaje de referencia controlado por baterías estándares de valor igual al de la constante conocida es llevado a una de las entradas de un amplificador diferencial muy sensible, mientras la otra entrada es la señal de corriente directa obtenida del detector de pico del sistema de referencia. Cualquier diferencia entre estos dos voltajes es amplificada y aplicada al generador de diente de sierra de tal manera que la pendiente de la rampa de salida regrese siempre a su valor correcto.

Se puede observar que el sistema de medición de este ejemplo es calibrado automáticamente 30 veces por segundo. Cualquier variación es casi inmediatamente detectada y corregida. Dado a que dos rampas diferentes se producen en el mismo generador, las compuertas deben ser tales que permitan a cada rampa dirigirse exclusivamente al detector de pico correspondiente.

CAPITULO II

DISEÑO DEL SISTEMA

II.1 DESCRIPCION GENERAL DEL SISTEMA A DISEÑAR

En este apartado se describe el diseño de un sistema de medición de nivel de líquidos mediante el principio de ultrasonido. El dispositivo de medición es capaz de determinar esencialmente el nivel de un fluido dentro de un contenedor, e indirectamente los valores de algunas otras características de éste, como lo son el volumen y el peso del mismo.

Dicho sistema operará de manera integrada a través de cuatro módulos básicos;

- a) Módulo de procesamiento electrónico de la señal ultrasónica.**
- b) Módulo de despliegue.**
- c) Módulo de programación y lectura**
- d) Módulo de control y procesamiento**

El diseño y funcionamiento de cada uno de estos módulos es explicado con más detalle más adelante en este capítulo, la estructura y descripción general del sistema se esbozan a continuación. En la figura II.1.1 se observa un diagrama de bloques del sistema en general.

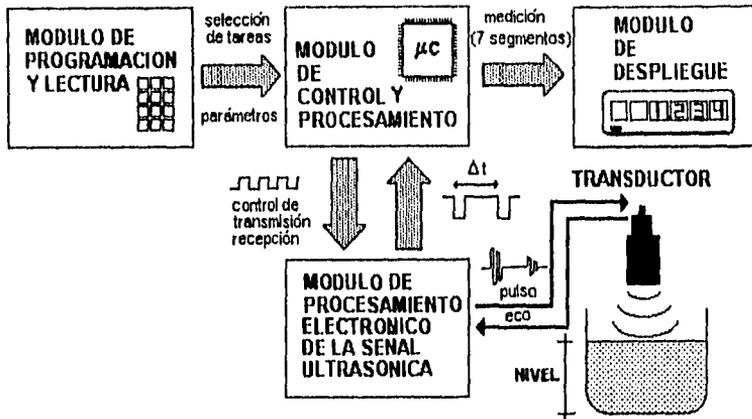


Fig. II.1.1 Diagrama de bloques del sistema general de medición de nivel de líquidos.

Un tren de pulsos es generado periódicamente por el microprocesador en el módulo de control y procesamiento, la generación de este pulso marca el inicio de operación del dispositivo, la duración del pulso alto y del bajo determinan las etapas de transmisión y recepción de la señal de ultrasonido respectivamente en el módulo de procesamiento electrónico de la señal ultrasónica, cuya operación se centra en un circuito Integrado comercial que realiza funciones de transmisión, recepción y control del transductor. Es en este módulo donde además se origina el disparo de la onda de ultrasonido, aquí un pulso de ancho de $1\mu s$ generado a una frecuencia establecida por un circuito LC, dispara al transductor, el cual se encuentra acoplado inductivamente al circuito manejador. El pulso ultrasónico generado viaja hasta hacer contacto con el nivel del fluido y posteriormente regresa en forma de eco, ambas señales son interpretadas en este módulo como dos niveles lógicos bajos (0), el primero que marca la salida de la señal y el segundo indicando el instante justo de la llegada del eco. La señal lógica obtenida a la salida del módulo marca la estructura básica de operación del dispositivo, el intervalo de tiempo entre estas dos contiene la información básica necesaria para determinar las mediciones procesadas más tarde por el módulo de control y procesamiento, al cual se le alimenta la señal lógica a la que se hace referencia proveniente del módulo de procesamiento electrónico.

El módulo de control y procesamiento basa su funcionamiento en un sistema mínimo controlado por un microprocesador, éste entre otras muchas tareas genera los pulsos electrónicos que conmutan entre las funciones de transmisión y recepción en el módulo de procesamiento electrónico. Además de emitir secuencialmente las señales de control e información a los demás módulos, procesa la señal lógica entregada por el módulo de procesamiento electrónico que marca el tiempo de vuelo, obteniendo el retraso entre la salida de la onda ultrasónica y el eco, y a partir de este dato realiza operaciones aritméticas sencillas para obtener la distancia del transductor a la superficie del fluido, el nivel del mismo dentro del contenedor, el volumen, y el peso.

Las mediciones e información calculada en el módulo de control y procesamiento es entonces mostrada al usuario, previamente procesada en el módulo de despliegue. Aquí la información entregada a través de los puertos de salida del módulo de control y procesamiento en código BCD, es convertida a código 7 segmentos y decodificada hacia el dígito en la posición correspondiente al valor relativo de su información en un display de cristal líquido de 6 dígitos, donde es posible dar lectura a las medidas de nivel, volumen, peso, etc., así como a los distintos parámetros alimentados al sistema en el módulo de programación y lectura de parámetros.

Para que el módulo de control y procesamiento pueda procesar el tiempo de vuelo y así determinar las distintas mediciones del dispositivo de medición de nivel de líquidos, es necesario hacer uso de parámetros relativos que varían de acuerdo a la aplicación y a las circunstancias específicas en las que es operado este aparato. Así, es entonces necesario el alimentar por ejemplo, la distancia del transductor a la base del contenedor para determinar el nivel del líquido en éste, el área del contenedor (siempre y cuando se trate de un recipiente de área constante) para el cálculo del volumen, la densidad del fluido (siempre y cuando se trate de fluidos de densidad uniforme) para conocer el peso del mismo, etc. Esta información es alimentada al sistema a través del módulo de programación y lectura en el cual un teclado matricial de 12 teclas se encarga de interrumpir la ejecución normal del programa en el módulo de control y procesamiento y por lo tanto también la generación de pulsos ultrasónicos en el módulo de procesamiento electrónico, para introducir los datos necesarios que son también desplegados al mismo tiempo en el módulo de despliegue, y posteriormente reiniciar todo el proceso. En el apéndice D se encuentra el diagrama electrónico completo del dispositivo de medición de nivel de fluidos.

Por último, el dispositivo es capaz de calibrarse contraponiéndose a los efectos de las condiciones cambiantes del medio, las cuales al variar, como en el caso de la temperatura, la humedad, etc. hacen variar de igual modo la precisión con las que las distintas medidas son realizadas. Introduciendo a través del teclado en el módulo de programación y lectura el valor de la distancia real del transductor a una superficie y por medio de algunos cálculos sencillos en el módulo de control y procesamiento, es posible lograr que el dispositivo se recalibre y posteriormente realice los ajustes necesarios para determinar las nuevas mediciones de manera certera.

II.2 SELECCION DEL TRANSDUCTOR

Existen múltiples transductores ultrasónicos en el mercado, aunque con frecuencia éstos son diseñados específicamente para cumplir con los requerimientos de operación para los que son usados, es posible encontrar algunos de ellos disponibles para propósito general.

Como se mencionó en la sección 1.3, la clase más común de transductores es el tipo piezoeléctrico, aún que existen otros como el electrostático, de amplio ancho de

banda y prácticamente libre de campaneó, éstos no se encuentran disponibles comercialmente por lo que la selección del transductor utilizado para el dispositivo de medición de nivel de líquidos se centró básicamente en 3 clases, todos del tipo piezoeléctrico.

Desgraciadamente un factor que también interviene para la selección ó más bien la no selección de un dispositivo es la falta de información, debida a veces por protección de las mismas compañías diseñadoras. La cabeza del sensor "Badger Meter BM2500", y el "Millitronics ST - 25", son ambos transductores piezoeléctricos ultrasónicos de no contacto de alcance medio, con un rango de medición aproximado para los dos casos de 1 a 25 ft. (0.3 m - 7.6 m), el primero de ellos con una frecuencia de operación de 45 kHz, el segundo de 41.5 kHz. Otra característica en común es que los dos fueron desarrollados para cumplir con los estándares específicos de sus propios dispositivos de medición. Por otro lado el "Panasonic EFR - OTB40K2" es también un transductor piezoeléctrico ultrasónico de no contacto, para alcances medios de 1 a 15 ft (0.3 m - 4.56 m), y una frecuencia de operación de 40 kHz, en este caso desarrollado para propósito general. La figura II.2.1 presenta una tabla comparativa de algunas de las características de cada uno de los transductores mencionados.

	ST-25	BM 2500	EFR-OTB40K2
Rango [mts.]	0 - 7.5	0.3 - 7.6	0.3 - 4.56
Frecuencia nom. [kHz]	41.5	45.0	40.0
Ancho de Banda [kHz]	4.0	-	-
Temperatura de operación [°C]	40 - 93	20 - 70	20 - 60
Dimensiones: diam. X h [cms.]	8.6 X 13.5	8.9 X 5.6	1.5 X 3.0
PESO [Kg]	0.9	-	0.1

Fig. II.2.1 Tabla comparativa de transductores piezoeléctricos ultrasónicos comerciales.

Haciendo un análisis cualitativo sin ahondar en detalles operativos, parece fácil distinguir que el "ST - 25" por sus cualidades y diseño es el transductor de mayor complejidad y versatilidad, sin embargo la falta de información técnica y su alto costo lo descalifican para su aplicación en el dispositivo de medición prototipo presentado. El caso del "BM2500" es similar pero la información técnica es aún más limitada y restringida. Por otra parte el "EFR - OTB40K2" presenta características bastante atractivas, como su amplio ancho de banda, su peso y dimensiones reducidas (escasos 3 cm. por 1.5 cm. de diámetro), bajo costo y amplia información técnica, especialmente su menor rango de mediciones, lo hacen interesantemente atractivo para los requerimientos de diseño del este prototipo. El trabajar con un transductor versátil y manipulable facilita su empleo sobre todo para la etapa de análisis, especialmente si éste no requiere de la implementación de complejas instalaciones así como de difíciles y costosas metodologías de experimentación. Esta es la razón primordial por la cual se optó por el transductor "Panasonic EFR - OTB40K2", que aunque recomendado para fines de transmisión, es posible utilizarse también para efectos de recepción con resultados positivos como se demuestra en este trabajo (Para más detalles sobre el EFR - OTB40K2 ver apéndice B). De cualquier manera, aquí se desarrolla tan solo un prototipo, cuya esencia es el principio de operación y proceso de medición, por lo que el transductor usado pasa a segundo término ya que

éste puede ser substituido eventualmente en un diseño posterior para fines particulares ó comerciales con adecuaciones sencillas en su diseño.

II.3 MODULO DE PROCESAMIENTO ELECTRONICO DE LA SEÑAL ULTRASONICA

La señal ultrasónica no significaría nada, ni daría ningún tipo de información por sí sola, es necesario el procesarla electrónicamente para poder de esta forma mantener un adecuado control de sus propiedades, que son las que a final entregan la información y su interpretación.

El circuito electrónico que se encarga de las funciones de transmisión, recepción y acondicionamiento de la señal de ultrasonido, es un circuito integrado comercial diseñado para este propósito, el cual actúa como controlador de señales ultrasónicas.

El LM1812 de NATIONAL SEMICONDUCTOR es un circuito integrado con tecnología de alta escala de integración (LSI), que actúa como "transmisor/receptor" de propósito general de señales ultrasónicas, diseñado específicamente para usos en una gran variedad de rangos, medidas, y aplicaciones de comunicación entre las que destacan: el control de procesos industriales, comunicaciones hidroacústicas, perfiles de superficies, transmisión y enlace de información, sonar, mediciones de no contacto y medición de nivel de líquidos, siendo estas dos últimas aplicaciones de especial interés por ser el tema central de este trabajo. El circuito integrado contiene en resumen un transmisor de modulación de pulso clase C, un receptor de alta ganancia, un detector de modulación de pulso y circuitería de discriminación de ruido, (ver figura II.3.1).

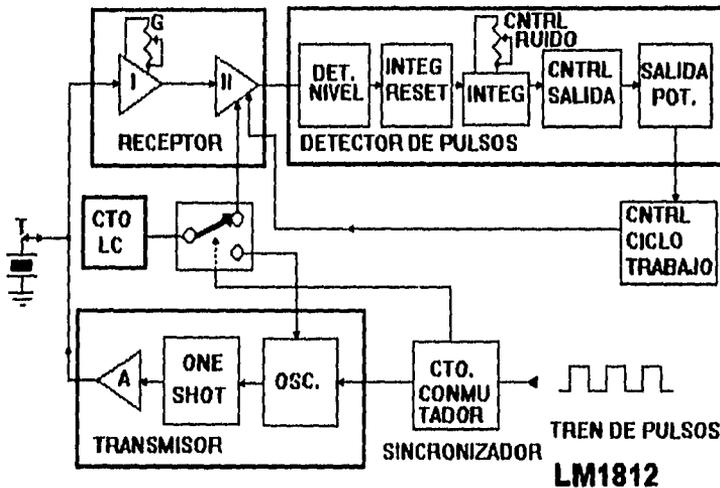


Fig. II.3.1 Diagrama de bloques del LM1812.

Un solo circuito LC define la frecuencia de operación del transmisor como del receptor, al ser compartido en el tiempo por ambas etapas, esta característica propia del LM1812 simplifica considerablemente el diseño de tal manera que no existen problemas de alineación que de otra manera se hubieran presentado, siendo necesario sintonizar cada transductor para cada sistema específico, ahora la frecuencia de transmisión no podrá desviarse del ancho de banda del receptor. Este circuito puede funcionar con un solo transductor que cumpla con ambas funciones de transmisión y recepción o con dos transductores que cumplan estas funciones de manera independiente. El transmisor clase C entrega hasta 1A (12W) pico a frecuencias de hasta 325 kHz. La energía eléctrica suministrada, en pulsos de duración controlada por un tren de pulsos cuya frecuencia y ciclo de trabajo dependerán de las características del sistema y sobre todo del transductor utilizado, es convertida a pulsos de ultrasonido por el transductor. La señal de eco rebotada por la superficie del líquido es convertida de regreso a una señal eléctrica por el mismo transductor para luego ser alimentada al receptor. La ganancia del receptor es programada por componentes externos y provee una sensibilidad de 200 μ Vpp, si la señal de regreso es suficientemente grande para pasar por el detector de umbral, entonces la señal es alimentada al circuito de discriminación de ruido de impulso del detector de pulsos el cual puede ser también controlado por dispositivos externos. La salida del detector es capaz de drenar hasta 1A a través de un amplificador de potencia para cada eco válido, además de generar en una de las terminales del circuito integrado una señal lógica (frente negativo) en el momento en el que el eco es detectado, esta misma terminal entrega también otro pulso negativo al instante de generarse la señal de salida de ultrasonido, son estas señales lógicas las que son utilizadas para determinar el retraso en el tiempo que brindará la distinta información procesada posteriormente por otros medios como el microcontrolador MC68HC11.

Como en diversas situaciones de diseño existen diversos parámetros específicos que tienen que tomarse en cuenta para diseñar un sistema, en este caso existen características determinadas del transductor que deben ser utilizadas, tres de estos parámetros son muy importantes y se enuncian a continuación:

- 1) impedancia de resonancia (R_t)
- 2) voltaje máximo pico a pico
- 3) frecuencia de resonancia (f_r)

Los transductores más comunes usados con el LM1812 son cerámicos del tipo piezo-eléctrico, como se mencionó en el capítulo I sección 1.3 en Transductores y señales, la mayor sensibilidad y eficiencia al trabajar con un solo transductor para ambas funciones de transmisión y recepción ocurre cerca de la frecuencia de resonancia f_r , donde la reactancia es casi inexistente (ver figura 1.3.1).

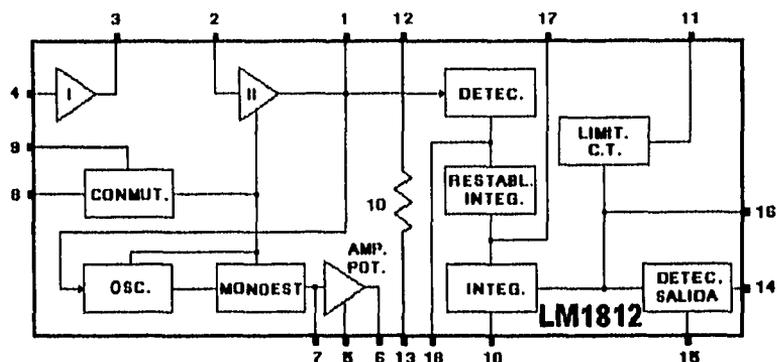


Fig. II.3.2 Diagrama de bloques del LM1812.

CONMUTACION

El LM1812 posee un circuito de sincronización el cual tiene la función de conmutar entre las funciones de transmisión y recepción, de tal suerte que el circuito tanque LC pueda servir en forma alternante, al modo de transmisión para lograr oscilar a la frecuencia de resonancia f_r , y al modo de recepción para lograr la sintonía de los amplificadores selectivos sintonizados que conforman esta etapa.

Esta función se consigue al alimentar a la terminal 8 del circuito integrado con un tren de pulsos (ver figura II.3.2), de esta manera el LM1812 se encuentra en el modo de transmisión cuando se tiene un nivel lógico alto. Cuando la terminal se encuentre en nivel lógico bajo, entonces éste conmuta al modo de recepción. El tren de pulsos que controla esta función viene directamente del microcontrolador MC68HC11. La frecuencia del tren de pulsos como el ciclo de trabajo del mismo son diseñados en función de las características del sistema y de las especificaciones del transductor, así el rango máximo de medición determina aproximadamente la máxima frecuencia (ver figura II.3.3).

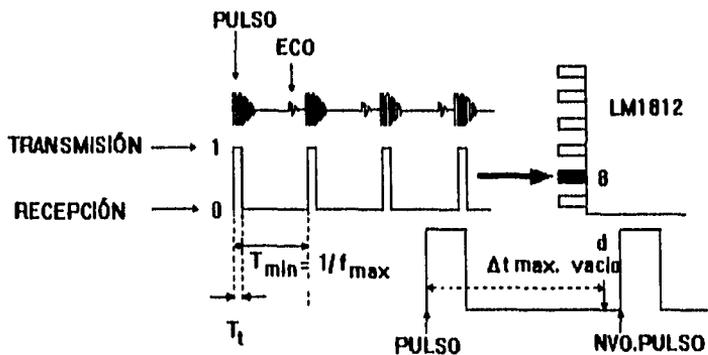


Fig. II.3.3 Tren de pulsos de control de conmutación del LM1812.

De la ecuación I.3.1, para la determinación de la distancia de la superficie del líquido al transductor, despejando Δt y considerando que el periodo del tren de pulsos T_{TP} debe ser ligeramente mayor a Δt_{MAX} (esto es al retraso máximo de tiempo entre el pulso y la señal del eco) la cual determina la distancia máxima de medición que debe coincidir con el "nivel cero" o de vacío del contenedor, se tiene;

$$d = 0.5c * \Delta t \quad \text{Ec. I.3.1}$$

$$\frac{1}{f_{TPmax}} = T_{TPmin} > \Delta t_{MAX} = \frac{d_{MAX}}{0.5c} = \frac{2d_{MAX}}{c} \quad \text{Ec. II.3.1}$$

Por otro lado el ciclo de trabajo debe ser muy grande de tal manera que el nivel bajo del pulso o duración del periodo de recepción sea suficientemente grande para permitir el amortiguamiento de la oscilación del pulso ultrasónico ó fenómeno de campaneo (ver sección I.3), así como para esperar la aparición de la señal de eco la cual debe presentarse antes del siguiente frente positivo. Por la misma razón el nivel alto o duración del período de transmisión debe ser lo suficientemente pequeño para disparar al transductor y evitar dañar a este último, pues hay que recordar que éste se encuentra sometido a una alto potencial por algunos momentos. Por último hay que considerar que la corriente de entrada en la terminal 8 debe diseñarse para operar en un rango de 1 mA - 10 mA.

El sistema desarrollado está diseñado para trabajar en aire a una temperatura aproximada de 20 °C, por lo que de la tabla I.2.2 se tiene que la velocidad del sonido (c) para este medio es de 343 m/seg, considerando la distancia de vacío de 2.50 mts. la cual determina el rango real de medición y tomando en cuenta que el rango de distancias cercanas en las cuales las señales de eco se esconden debido al fenómeno de campaneo es de aproximadamente unos 50 o 60 cm. (mismos que hay que sumar al rango real de medición), se tiene entonces que la distancia máxima del transductor a la superficie que detecta el sistema es de aproximadamente 3.10 mts., así utilizando la ecuación II.3.1 se tiene:

$$\frac{2 * (3.1m)}{(343m / seg)} = 0.0180758seg = 18.0758mseg = \Delta t_{MAX}$$

si el período máximo de la función debe ser mayor del Δt_{MAX} es posible considerar un T_{TP} 20% mayor al intervalo máximo de tiempo, de tal manera que se tenga una tolerancia aceptable, así:

$$0.0180758 * 1.2 = 0.0216909s = 21.6909ms = T_{TP}$$

$$\therefore f_{TP} = \frac{1}{T_{TP}} = \frac{1}{0.0216909} = 46.10228Hz$$

Se utiliza además un ancho de pulso de transmisión $T_{alto}=0.8$ mseg. por lo que el período bajo T_{bajo} es entonces de 20.8909 ms y el ciclo de trabajo de:

$$CT = \frac{T_{BAJO}}{T} = \frac{20.8909ms}{21.6909ms} = 0.9631 = (96.31\%)$$

Por último para diseñar la corriente de entrada en el control de conmutación de la terminal 8 dentro del rango de 1 mA a 10 mA, se opta por una resistencia de entrada de 10 k Ω , con la cual se tiene una corriente de aproximadamente:

$$V = RI$$

$$I = V/R$$

$$\rightarrow I = \frac{12}{10 \cdot 10^3} = 0.0012 A = 1.2 mA$$

TRANSMISOR

El transmisor consiste de un oscilador, un circuito multivibrador monoestable de 1 μ s, y un amplificador de potencia (figura 11.3.4). La señal del tren de pulsos es amplificada por el circuito de conmutación y usada para cambiar al sistema al modo de transmisión dirigiendo la señal del tanque LC hacia el oscilador.

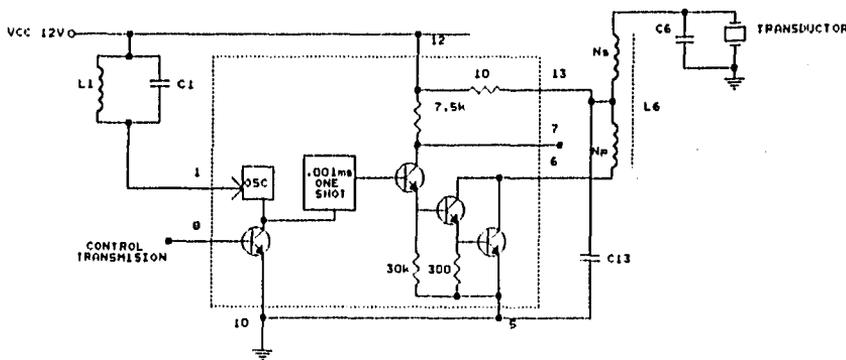


Fig. 11.3.4 Circuito de transmisión del LM1812.

Como se mencionó anteriormente este sistema puede trabajar con distintos transductores sin necesidad de que el circuito sea "alineado", esto es posible a través de un amplificador de potencia, el cual sea insensible a las características eléctricas de la carga, además para garantizar una alta eficiencia es deseable que la última etapa del amplificador sea clase "C". Estos problemas son resueltos manejando al

transductor con un ancho de pulso constante y con una frecuencia de repetición establecida por el circuito resonante LC.

La frecuencia de oscilación es determinada por L1-C1 y puede ser calculada a través de la siguiente expresión;

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 * C1}} \quad \text{Ec. II.3.2}$$

el tanque L1-C1 debe tener una resistencia R_p mínima de 10 k Ω . R_p es la resistencia en paralelo del circuito tanque debida a las perdidas ocasionadas prácticamente por el inductor pues las del capacitor son despreciables, de esta manera se tiene :

$$R_p = 2\pi \cdot f_o \cdot Q \cdot L1 \quad \text{Ec. II.3.3}$$

donde Q es el factor de calidad del circuito resonante paralelo LC sin carga.

El ancho de pulso es provisto por un multivibrador monoestable que es parte del circuito integrado, el cual dispara un pulso de ancho constante de 1 μ s cada transición positiva de la frecuencia de la onda cuadrada de referencia producida por el oscilador. Este multivibrador tiene la ventaja de no ser susceptible a ser disparado por ruido, además tiene un tiempo de restablecimiento de 2 μ s por lo cual la frecuencia máxima de operación está limitada a aproximadamente 325 kHz. Por último este pulso de ancho constante y frecuencia igual a la frecuencia de resonancia del circuito tanque LC es amplificada por la etapa de amplificación de salida.

Un transformador acopla electromagnéticamente al transductor con la etapa de salida, este transformador L6 es diseñado con la ayuda de la gráfica de la figura II.3.5, la cual muestra curvas para dos frecuencias comunes: 40 kHz y 200 kHz. Aquí para cada impedancia de resonancia de carga dada (ver figura I.3.1) , se determina una relación de transformación para L6. Para no exceder las especificaciones del transductor, el voltaje de salida pico a pico puede ser ajustado con la siguiente ecuación:

$$V_{p,p} = 2V' \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \quad \text{Ec. II.3.4}$$

donde V' es el voltaje de alimentación del circuito. Para asegurar que la etapa de salida no sea sobrecargada, una medición de corriente puede hacerse en la terminal 6 del LM1812. Mientras los primeros pocos pulsos de cada período de transmisión pueden alcanzar 2A o 3A, los picos de corriente del estado estable no deben exceder 1A. Es posible disminuir los picos de corriente disminuyendo la relación de transformación de L6.

Por último es importante mencionar que el secundario del transformador L6 debe sintonizarse con un capacitor C6 a la frecuencia de resonancia f_o .

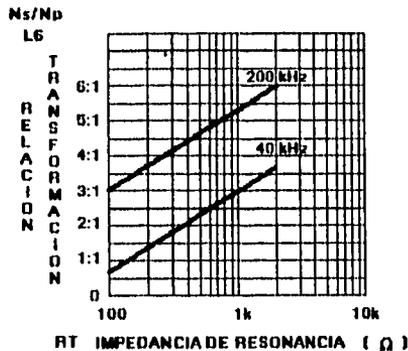


Fig. II.3.5 Relación de transformación de L6 vs Impedancia de resonancia.

Así para conocer el valor de los elementos del circuito tanque LC para el sistema, fue necesario partir del tipo de transductor utilizado pues en todo momento se debe considerar su frecuencia de operación, que en el caso del transductor ultrasónico EFR-OTB40K2 de PANASONIC es $f_0=40$ kHz. A partir de la ecuación II.3.2 y fijando el valor de $C1$ a un valor comercial, que se encuentre dentro del rango posible de capacitancias típicas, según las características eléctricas de la hoja de datos del LM1812 (ver apéndice A), es entonces posible el calcular el valor de la inductancia $L1$, así suponiendo un $C1=1$ nF y despejando $L1$ se tiene:

$$L1 = \frac{1}{f_o^2 4\pi^2 C1} \quad \text{Ec. II.3.5}$$

$$f_o = 40 \text{ kHz}$$

$$C1 = 1 \text{ nF}$$

$$\rightarrow L1 = \frac{1}{(40 \cdot 10^3)^2 \cdot 4(3.1416)^2 \cdot (1 \cdot 10^{-9})}$$

$$\therefore L1 = 0.01583 \text{ H} = 15.83 \text{ mH}$$

obtenido este valor es posible hacer la elección del inductor, en este caso se escogió un inductor comercial CLN-2A900HM de TAIWAN TOKO ELECTRONICS CO. LTD con una inductancia aproximada de 15.8mH (ver apéndice A). Por otro lado hay que recordar que es necesario que se cumpla que la R_p de la ecuación II.3.3 ó resistencia en paralelo del circuito tanque sea por lo menos de 10 kΩ para esto es necesario conocer el factor de calidad Q del circuito tanque sin carga, si se sabe que el factor de calidad sin carga de un circuito resonante paralelo es igual al factor de calidad del inductor QL sin carga, entonces basta con hechar un vistazo al apéndice A en las características eléctricas del inductor para saber que éste es de $QL=58$, de donde:

$$R_p = 2 \cdot (3.1416) \cdot (40 \cdot 10^3) \cdot (58) \cdot (15.83 \cdot 10^{-3})$$

$$R_p = 230,754,2899 \Omega = 230.75 k\Omega$$

$$\therefore R_p > 10 k\Omega$$

Para la selección del transformador de salida es importante tomar en cuenta la impedancia de resonancia del transductor que es de aproximadamente 500 Ω , ahora de la gráfica de la figura 11.3.5 y considerando la curva para 40 kHz, se obtiene una relación de transformación de aproximadamente 2.4:1, a partir de este valor se hizo la selección de un transformador de acoplamiento comercial, el 719VXA-A017AO de TAIWAN TOKO ELECTRONICS CO. LTD (ver apéndice A) el cual tiene una relación de transformación de 228/91 ó lo que es lo mismo de 2.5:1

En la etapa de salida es importante el sintonizar el secundario del transformador L6 con el capacitor C6 (ver figura 11.3.4), que a su vez está en paralelo con el transductor, de tal manera que el arreglo haga las veces de un filtro paso banda, cuya frecuencia central es la de resonancia ($f_0=40$ kHz) a la cual oscila el circuito y opera el transductor, permitiendo de esta manera únicamente el paso de esta frecuencia. A partir de la función de transferencia de un filtro paso banda, la cual coincide con la ecuación 11.3.2 para calcular la frecuencia de oscilación del circuito tanque L1-C1, despejamos C:

$$C6 = \frac{1}{f_o^2 4 \pi^2 L6} \quad \text{Ec. 11.3.6}$$

donde L6 es la inductancia del secundario del transformador de acoplamiento, cuyo dato se obtiene de la hoja de especificaciones eléctricas en el apéndice A, **L6=1mH**:

$$L6 = 1mH$$

$$f_o = 40kHz$$

$$C6 = \frac{1}{(40 \cdot 10^3)^2 \cdot 4 \cdot (3.1416)^2 \cdot (1 \cdot 10^{-3})}$$

$$C6 = 16 \cdot 10^{-9} F = 16nF$$

es necesario el determinar siempre experimentalmente el correcto funcionamiento del circuito en función de los valores calculados, en este caso se determinó que el circuito operaba con problemas con un C6=16nF razón por la cual se probaron distintos valores de capacitancias sobre el rango de los nano farads hasta determinar que el mejor funcionamiento se conseguía con un capacitor de **C6=2.2nF**.

RECEPTOR

La etapa de recepción está formada por dos etapas independientes de ganancias (ver figura 11.3.6). El receptor consiste en un diseño selectivo relativamente inmune al ruido. La selectividad de los amplificadores es provista por un circuito tanque LC (el mismo que determina la frecuencia de oscilación del transmisor), el cual posee una ligera carga, dispuesta de esta manera con el propósito de simular el factor de calidad sin

carga Q (Qu=50) de los componentes pasivos. Esta etapa de sintonía no requiere de ajustes dado que la tolerancia de la frecuencia está dentro del ancho de banda del transductor.

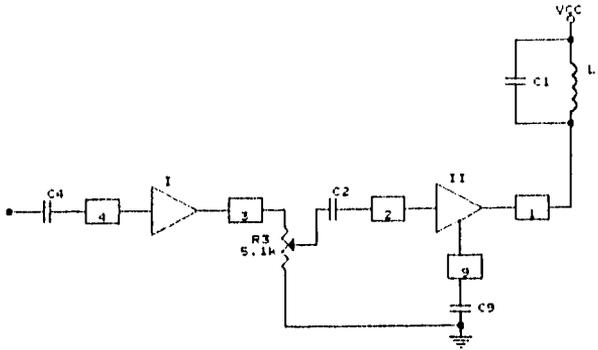


Fig. 11.3.6 Etapa de recepción.

En algunos casos, altos potenciales son aplicados a través del transductor durante la transmisión, como la entrada del receptor está acoplada también al transductor, un acoplamiento de tipo capacitivo es necesario para proteger esta etapa limitando los picos de corriente de entrada a menos de 50 mA. Con una capacitancia relativamente pequeña y una reactancia relativamente grande de C4 (ver figura 11.3.6) es posible limitar la corriente de entrada además de reducir el tiempo de recuperación de la caída natural del voltaje a través del transductor, de tal manera que el receptor esté polarizado correctamente para el pulso de eco más cercano. Normalmente, la energía almacenada en el circuito tanque del transmisor limita la mínima distancia medible. Así en los casos que el voltaje aplicado al transductor sea menor de 200 Vp.p. una reactancia de C4 de 5kΩ a la frecuencia de operación es protección suficiente. Arriba de 200 Vp.p., una resistencia de 5kΩ deberá añadirse en serie con C4. De esta manera y a partir de la ecuación 11.3.7 para la determinación de la reactancia de un capacitor es posible obtener el valor del capacitor C4.

$$X = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot C} \quad \text{Ec. 11.3.7}$$

Debido a que el tanque L1-C1 es compartido por el oscilador, el transmisor como el receptor están siempre sintonizados a la misma frecuencia. La ganancia de la segunda etapa está dada por la expresión 11.3.8 a continuación:

$$Av = \frac{Q}{70} \sqrt{\frac{L1}{C1}} \quad \text{Ec. 11.3.8}$$

donde Q es el factor de calidad sin carga del circuito tanque L1-C1.

La ganancia del receptor puede ser reducida atenuando la señal entre las dos etapas, esto es entre las terminales 2 y 3 del LM1812, a través del arreglo mostrado en la figura II.3.6. Cuando el LM1812 se encuentra en transmisión, la segunda etapa de ganancia del receptor es apagada, cuando vuelve a cambiar al modo de recepción, la etapa de ganancia no es encendida inmediatamente, sino paulatinamente por un pequeño retraso originado por el capacitor C9. Este retraso inhibe al receptor y por lo tanto al detector momentáneamente, dándole al transductor tiempo de parar de oscilar (fenómeno de campaneo), hasta que el relativamente alto nivel de energía de transmisión almacenado en el tanque LC disminuye después del pulso de transmisión.

El retraso en función de C9 se gráfica en la figura II.3.7. La ganancia de la segunda etapa puede ser apagada en forma independiente a la terminal 8 de conmutación (tren de pulsos) al llevar la terminal 9 a tierra.

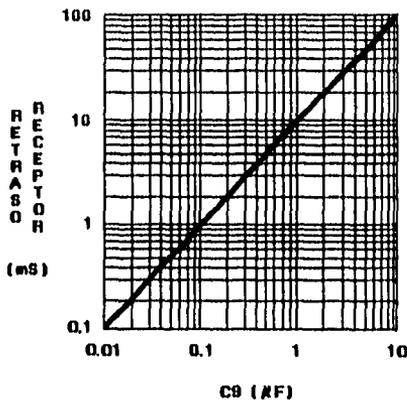


Fig. II.3.7 Retraso del receptor vs C9.

Debido a la alta ganancia del receptor, debe tenerse cuidado de evitar oscilaciones. Los problemas de oscilación son disminuidos al mantener los componentes de las terminales 1 y 4, tanque L1-C1 y capacitor C4, suficientemente separados. Además es conveniente conectar el transductor al circuito con cable blindado.

A partir de la ecuación II.3.7 se puede determinar el valor del capacitor de acoplamiento C4 de la etapa de recepción con el transductor, tomando en cuenta que el transductor EFR-OTB40K2 de PANASONIC está sometido a un voltaje mucho menor de 200 Vp.p. es posible considerar una reactancia de 5kΩ, de aquí despejando C4 de la expresión y tomando en cuenta que la frecuencia de operación es de 40 kHz se tiene :

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot X} \quad \text{Ec. II.3.9}$$

$$f_o = 40\text{kHz}$$

$$X = 5\text{k}\Omega$$

$$\rightarrow C4 = \frac{1}{2 \cdot (3.1416) \cdot (40 \cdot 10^3) \cdot (5 \cdot 10^3)}$$

$$\therefore C4 = 0.7957 \cdot 10^{-9} \text{F} = 0.7957 \text{nF} \approx 1 \text{nF}$$

Pese a el resultado de este cálculo se determinó de manera experimental que se conseguían mejores resultados con un capacitor de acoplamiento de valor **C4=10nF**, ya que con el valor calculado la señal entregada por el circuito tanque oscilaba prolongándose en el tiempo de manera considerable, ocultando a la señal de eco.

Por otra parte para conocer la ganancia de la etapa de recepción se utiliza la ecuación II.3.8, donde, como se mencionó con anterioridad, Q es el factor de calidad del tanque L1-C1 sin carga, el cual, como también se explicó en los párrafos anteriores, equivale al factor de calidad sin carga del inductor QL, de aquí:

$$Q = Q_L = 58$$

$$L1 = 15.8\text{mH}$$

$$C1 = 1\text{nF}$$

$$\rightarrow Av = \frac{(58)}{70} \cdot \sqrt{\frac{(15.8 \cdot 10^{-3})}{(1 \cdot 10^{-9})}}$$

$$Av = 3293.5 \approx 3300$$

Por último para calcular un retraso adecuado para el encendido de la segunda etapa de ganancia se puede suponer que ésta empieza a trabajar aproximadamente a partir de la aparición de la señal de eco para la distancia más próxima, la cual supone ser a partir de 0.50 mts., lo que equivaldría a un Δt de (utilizando la ecuación I.3.1):

$$\Delta t = \frac{0.5}{0.5(331)} = 0.00302\text{s} = 3.02\text{ms}$$

A partir de este valor y basándose en la gráfica de la figura II.3.7, se obtiene que es necesario un capacitor C9=3µF para lograr un retraso aproximado de 3 ms. Experimentalmente se observa que se tiene un mejor comportamiento sin retraso alguno en el encendido de la etapa de amplificación del receptor, esto es, con la entrada inmediata de la ganancia de la segunda etapa al dejar la terminal 9 del LM1812 abierta, constatando que esto no interfiere en las mediciones al ocultar la señal de eco para esta distancia aun cuando el fenómeno de campaneó es amplificado en su totalidad.

DETECTOR DE PULSOS Y DISCRIMINACION DE RUIDO

El circuito de detección de pulsos consiste en cinco etapas distintas con funciones específicas, las cuales pueden ser identificadas en la figura II.3.8, estas etapas consisten en: 1) detector de umbral, 2) circuito de restablecimiento del integrador de pulsos, 3) integrador de pulsos, 4) manejador de salida, y 5) etapa de potencia de salida. Es importante señalar que la figura II.3.8 representa cualitativamente al circuito para fines de comprensión y no pretende hacer una representación real de sus componentes y estructura.

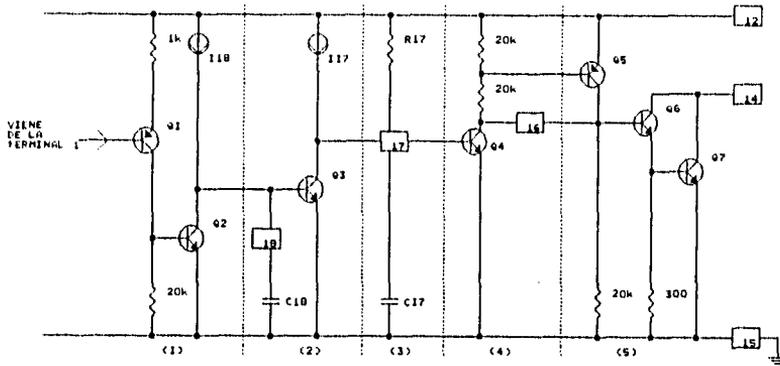


Fig. II.3.8 Diagrama simplificado del circuito detector de pulsos del LM1812.

El detector (Q1,Q2) conmuta en todas las señales de la terminal 1 que excedan 1.4 Vp.p., siendo Q1 usado precisamente para detectar las señales de c.a. generadas en la red LC. En la ausencia de una señal de c.a., este transistor se encuentra apagado, y encendido cuando el pico generado sea lo suficientemente grande. Debido a que también son detectadas señales de ruido es necesario el filtrar la señal, esto se logra con la combinación del detector de tren de pulsos y un circuito integrador. Así el transistor Q2 mantiene al capacitor C18 descargado mientras se reciban pulsos continuamente, si se dejan de recibir aproximadamente 5 pulsos, el voltaje en el capacitor C18 comienza a elevarse llevando a Q3 a conducción, por lo que este transistor se utiliza para descargar al capacitor de integración C17 si la señal de entrada no es recibida continuamente o si la señal de entrada es demasiado pequeña para activar al detector (menor a 1.4 Vp.p.). Por lo anterior se dice que el integrador es restablecido por Q3 después de un retraso introducido por C18, este retraso es graficado en función del valor de C18 en la figura II.3.9. Un retraso de 1 a 10 ciclos de la frecuencia de transmisión es típica.

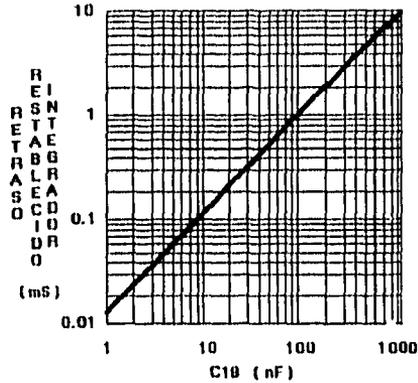


Fig. II.3.9 Retraso de restablecimiento del integrador vs. C18.

La integración comienza cuando el transistor Q3 es apagado, lo cual coincide con el momento en el que Q1 y Q2 detectan una señal. El filtrado realizado por la etapa de integración conformada por C17 y R17 posee una constante de tiempo típica de entre 10% y 50% del tiempo de transmisión. El capacitor de integración C17 retrasa el tiempo de integración y por lo tanto también el encendido del transistor Q4, el retraso en función del valor de C17 se grafican en la figura II.3.10. Las terminales 16 y 14 cambian a nivel bajo después del retraso de integración.

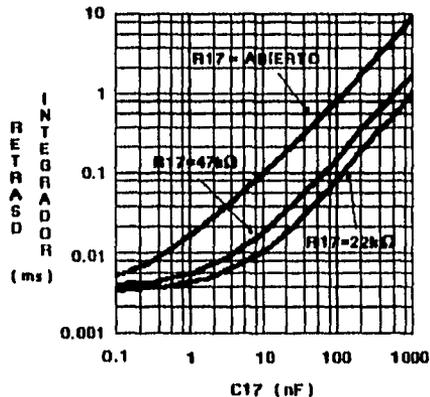


Fig. II.3.10 Retraso del integrador vs. C17.

La salida del transistor Q4 coincide con la terminal 16 del LM1812, esta terminal es de especial interés para el sistema desarrollado pues proporciona una señal lógica de salida. Esta señal es de lógica negativa y compatible CMOS, de tal manera que

entrega un nivel bajo durante la generación del pulso ultrasónico (etapa de transmisión), terminado éste, la terminal 16 regresa a un nivel alto y más tarde durante la aparición de la señal de eco se genera nuevamente en esta terminal un nivel bajo. Estas señales lógicas indican los límites del intervalo del "tiempo de vuelo" (ver "Principio de operación" de la sección 1.3), que de alguna manera determina indirectamente la distancia y el nivel del líquido. Debido a que esta señal es alimentada al microcontrolador MC68HC11 en su terminal 34, y ya que éste maneja sólo señales de +5 V, es necesario convertir el nivel de la señal lógica a través de un convertidor de nivel, el MC14504B, el cual transforma la señal lógica CMOS de la terminal 16 de +12 V a una señal lógica CMOS de +5V (ver diagrama electrónico del módulo de procesamiento de la señal ultrasónica de la figura 11.3.11).

La terminal 14 puede drenar hasta 1 A para manejar displays de alta intensidad, y está formada por los transistores Q5, Q6 y Q7. En general el comportamiento de esta terminal sigue al de la terminal 16. La terminal 14 no es de interés. Existe además un circuito que limita el ciclo de trabajo, el cual tiene la función de prevenir que la corriente se integre hasta niveles destructivos si el manejador del display de alta intensidad permaneciera encendido demasiado tiempo. Este circuito tiene la finalidad de revisar el intervalo de tiempo durante el que la etapa de salida está encendida. Si éste es demasiado grande (mayor a 3 ms) se produce una señal que apaga la segunda etapa de ganancia del receptor, deshabilitándolo y evitando que más señales de entrada lleguen al detector de pulsos (ver figura 11.3.1). Así la terminal 11 es empleada para proteger la salida de potencia de la terminal 14 mediante el capacitor C11, donde por ejemplo si se tuviera un $C_{11}=680 \text{ nF}$ y una señal de eco continua, el receptor estaría encendiéndose y apagándose cada 6 ms. Esta función puede ser interrumpida llevando la terminal 11 a tierra.

Si se supone una resistencia R17 de 47 k Ω como en la curva intermedia de la gráfica 11.3.10, y considerando como se explicó que la constante de tiempo $\tau = RC$ de la etapa integradora fuera del orden del 50% del tiempo de transmisión, entonces, siendo el tiempo de transmisión de 0.8 ms, se tiene un τ de 0.4 ms, por lo que :

$$\begin{aligned} \tau &= R \cdot C \\ C &= \tau / R \\ \rightarrow C_{17} &= 0.4 \cdot 10^{-3} / 47 \cdot 10^3 = 9 \cdot 10^{-9} \text{ F} \\ \therefore C_{17} &= 9 \text{ nF} \approx 10 \text{ nF} \end{aligned}$$

Para conocer el valor del capacitor de restablecimiento de la etapa de Integración C18 se considera, según se explicó con anterioridad, que el valor del retraso introducido por éste es típicamente de 1 a 10 ciclos de la frecuencia de transmisión, siendo ésta de 40 kHz, se tiene entonces un período de 0.025 ms por lo que 10 ciclos equivalen a 0.25 ms, con este dato y a partir de la gráfica de la figura 11.3.9, se tiene un valor de capacitancia aproximado de 20 nF. Después de varias pruebas en el funcionamiento del circuito se determinó que la mejor operación de éste se logra con un C18=100nF.

Debido a que no es utilizada la terminal 14 de este circuito, no es necesario protegerla, por lo que la función de protección establecida por el capacitor C11 de la terminal con el mismo número es anulada llevando a tierra la terminal 11.

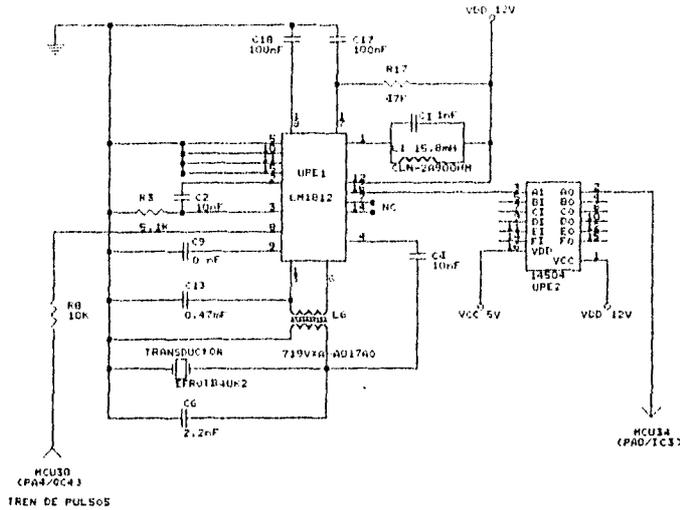


Fig. II.3.11 Diagrama electrónico del módulo de procesamiento electrónico de la señal ultrasónica.

II.4 MODULO DE DESPLIEGUE

Este módulo se encarga del acondicionamiento de la Información para ser visualizada y así interpretada por el usuario. En la figura II.4.1 se observa el diagrama de bloques del módulo de donde es posible resumir y comprender fácilmente el funcionamiento del mismo.

Un display de cristal líquido (LCD) de 6 dígitos es utilizado para desplegar la información en forma de caracteres numéricos de 7 segmentos, cada uno de los seis dígitos es controlado por un convertidor bcd a 7 segmentos para cristal líquido. Estos transforman la información en código BCD proveniente del Microcontrolador, a código 7 segmentos. Un decodificador controlado por un contador implementado también por el MC68HC11, selecciona el dígito a ser desplegado, indicando el orden con el que cada convertidor es cargado con el código BCD del dato respectivo, permitiendo pasar el valor del dígito (ya en código 7 segmentos) sólo en el convertidor seleccionado, (milésimos, centésimos, décimos, etc.).

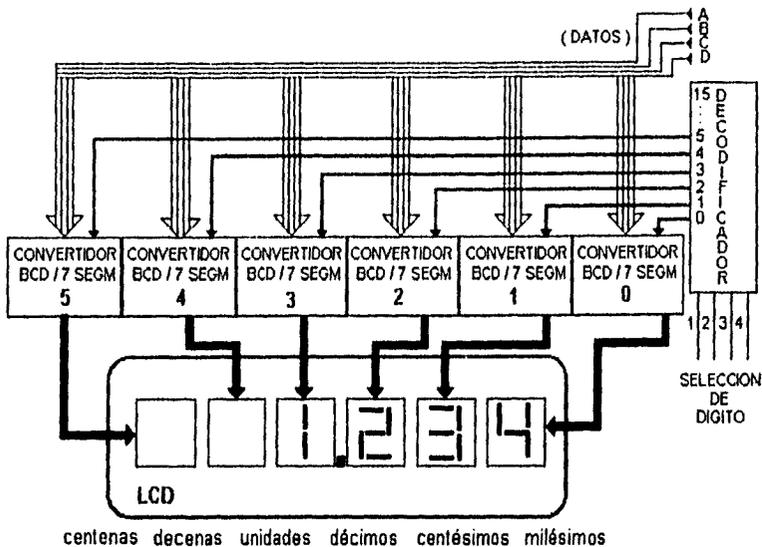


Fig. II.4.1 Diagrama de bloques del módulo de despliegue.

DECODIFICACION Y CONVERSION BCD A 7 SEGMENTOS

El módulo de control y procesamiento una vez que ha calculado y obtenido las mediciones en código bcd, guarda esta información en localidades sucesivas de memoria, cada una de éstas contiene un par de dígitos listos para ser desplegados. El problema consiste en asignar el dígito correspondiente a la posición adecuada del display, esto es posible gracias al uso de un decodificador. El CD4514 es un decodificador 4 a 16, con "latch" de 4 bits, circuito con tecnología CMOS, el cual se encarga de seleccionar a cual de los dígitos del display de cristal líquido le es asignada la información. El valor de una palabra de control para selección del dígito proveniente del programa en el MC68HC11, como se explica posteriormente en la subrutina de despliegue de la sección III.3, habilita una sola de las salidas del decodificador en "1" lógico dejando las otras 14 salidas en "0" lógico. Es la salida en nivel alto la que indica cual de los 6 convertidores bcd a 7 segmentos para cristal líquido, se activa exitando y colocando un caracter numérico en una de las posiciones de dígitos del LCD. Es importante mencionar que las terminales "Inhibit" y "Strobe" son mantenidas en "0" y "1" respectivamente, la primera habilitando el funcionamiento del CD4514, y la segunda logrando la transparencia del "latch", de tal suerte que la información presente en la entrada del "latch" esté instantáneamente a la salida del mismo, controlando las líneas de selección del decodificador (ver apéndice A).

Como se mencionó, la conversión de código bcd a código de 7 segmentos se realiza en convertidores / manejadores para cristal líquido con tecnología CMOS del tipo MC4543, este dispositivo es además un "latch" con capacidad de almacenar 4 bits. Para su funcionamiento el circuito necesita de una señal cuadrada en la terminal de fase "PH", misma que es también aplicada en la terminal común del display de cristal líquido. En el diagrama electrónico del módulo de despliegue de la figura 11.4.2 se observa que los 6 manejadores MC4543, tienen entradas (ABCD) en común, de tal manera que los datos en código bcd provenientes del módulo de control y procesamiento, llegan por igual a todos los convertidores, pero no convierten la información sino hasta que presenten un "1" lógico en la terminal de carga "LD". Al estar las terminales "LD" de cada convertidor conectadas a las salidas respectivas del decodificador (S0, S1, S2...etc.), se entiende que sólo uno de los 6 convertidores carga el dato en código bcd en sus terminales de entrada, convirtiéndolo a código 7 segmentos en sus terminales de salida (a,b,c,d,e,f,g), y exitando al display de cristal líquido para así desplegar el dígito correspondiente a la posición del convertidor activo. Un cambio de nivel en el convertidor activo a "0" lógico en la terminal "LD" ocasiona un "latch" en el mismo, de tal manera que almacena el dato, recién desplegado, presente en su salida. Para desplegar el siguiente dígito en el display es necesario que el MC68HC11 apunte hacia un nuevo dato bcd e incremente el valor del contador para selección de dígito en la línea de selección del decodificador MC4514, ocasionando que ahora el convertidor siguiente se active al poner en "1" su terminal "LD", desplegando el nuevo dato bcd presente en sus terminales de entrada (ABCD).

DISPLAY DE CRISTAL LIQUIDO

Para desplegar los datos convertidos a código 7 segmentos se utiliza un display de cristal líquido de 6 dígitos FE0601. Este tipo de displays a diferencia de aquellos de funcionamiento a base de "leds", necesitan de una forma de onda para poder operar. Los caracteres son desplegados al aplicar un voltaje de CA entre los electrodos de los segmentos y el electrodo del común, de otra manera los electrodos dejarían de funcionar a causa de la electrólisis. El voltaje de operación aunque típico de 5 Vrms, puede ser de 3 Vrms a 10 Vrms, y la frecuencia del mismo de 30 a 100 Hz. La forma de onda del voltaje de operación puede ser tan simple como un tren de pulsos, En el diagrama electrónico de la figura 11.4.2 se observa que ésta es generada por un multivibrador astable 555, el cual tiene la característica de permitir variar el ciclo de trabajo más del 50%, lo anterior se logra con el diodo D1 colocado en paralelo con el potenciómetro RD2, esto es importante para lograr ajustar las características del tren de pulso para lograr los mejores resultados en el display. Las ecuaciones 11.4.1 permiten calcular teóricamente el valor de los períodos alto y bajo de la onda en el 555.

$$\begin{aligned}
 t_{alto} &= 0.695R_{D1}C_{D1} \\
 t_{bajo} &= 0.695R_{D2}C_{D1} \\
 T &= 0.695(R_{D1} + R_{D2})C_{D1}
 \end{aligned}
 \quad \text{Ec. II.4.1}$$

De esta manera se obtiene una onda cuadrada de período teórico $T = 15.915$ ms, con una $RD1 = 10.7$ K Ω , una $RD2 = 12.2$ K Ω , y un $CD1 = 1000$ nF, teniendo en cuenta que dichos valores se obtuvieron empíricamente a través de la variación de los potenciómetros R_{D1} y R_{D2} en función de observar el mejor comportamiento del "display". Con dichos valores se consigue un ciclo de trabajo ligeramente mayor al 50% y una frecuencia de aproximadamente 60 Hz, suficiente para un buen funcionamiento al estar por arriba de los 30 Hz mínimos requeridos para evitar titileo en el display. Este tren de pulsos es alimentado a la terminal "COM" del display FEO601 a través de un buffer no inversor MC4050. Del diagrama de la figura II.4.2 es posible también observar que las terminales de cada segmento (a,b,c,d,e,f,g) de cada dígito del display están conectadas a las salidas de los convertidores bcd a 7 segmentos respectivos. Dado que este sistema trabaja con punto decimal fijo entre la posición del tercer y cuarto dígito, la terminal "dp3" en la terminal 1 es alimentada con la señal invertida de la terminal "COM" (proveniente del 555), a través de un buffer inversor MC4049, esta tarea se realiza cada vez que se desea desplegar algún segmento en forma continua. Por último es importante mencionar que las terminales no utilizadas del display son conectadas también a la señal cuadrada del 555.

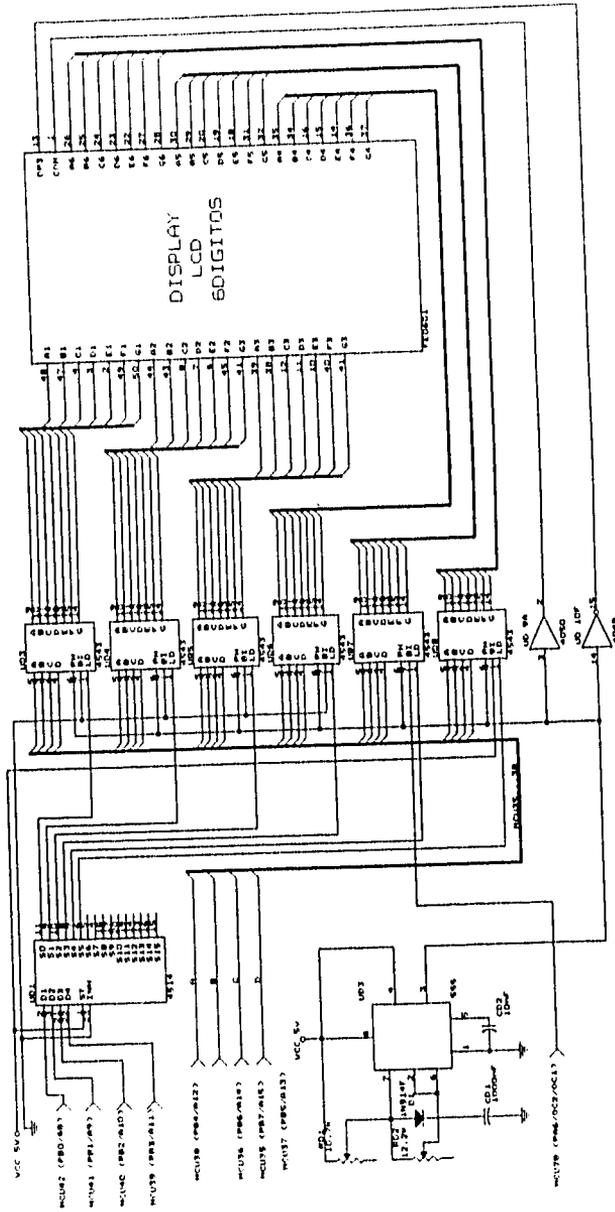


Fig. II.4.2 Diagrama electrónico del módulo de despliegue.

II.5 MODULO DE PROGRAMACION Y LECTURA

Este módulo permite alimentar al sistema con información necesaria para su correcto desempeño, es a través de éste como el usuario puede ingresar información al sistema así como indicarle el tipo de procedimiento que debe seguir. Existen parámetros modificables, los cuales dependen de las características específicas de alguna situación en particular de medición, éstos son alimentados al sistema a través de un teclado matricial de 12 teclas, el cual también permite seleccionar que tipo de tarea se desempeña de entre varias posibilidades.

En la figura II.5.1 se observa el diagrama electrónico del módulo de programación y lectura, el teclado es representado como un grupo de interruptores mecánicos de resorte, cuyos polos están conectados a Vcc mediante 7 resistencias de pull up de 10 K Ω cada una, formando las 3 columnas y 4 renglones de la matriz. La terminal móvil del interruptor consiste en un conductor conectado a tierra. Cada una de las columnas y renglones de la matriz es conectada a una terminal de uno de los puertos del MC68HC11. Mientras ninguna tecla sea presionada el puerto del MC68HC11 tiene solo niveles altos ("1" lógico) en sus terminales, una vez que una tecla sea presionada entonces el conductor móvil se cierra poniendo a tierra una columna y un renglón, presentando ahora en las terminales de salida una palabra con dos niveles bajos ("0" lógico). Existe entonces una palabra de 7 bits con 5 unos y 2 ceros para cada tecla presionada, a cada una de éstas se les denomina "palabra de tecla". Para determinar si alguna tecla ha sido presionada todos los renglones de la matriz son conectados a una compuerta lógica AND 74LS21 para 4 entradas, de tal manera que la salida presenta un "1" lógico mientras no se presione ninguna tecla, al presionar alguna, necesariamente uno de los renglones cambia a "0" lógico, produciendo a la salida de la compuerta también un nivel bajo, éste se utiliza para alertar al microcontrolador solicitando una llamada a Interrupción.

Uno de los problemas técnicos más importantes con el que se enfrenta un teclado es el del rebote de la tecla. Al cerrar un contacto, aún cuando éste parece cerrarse rápida y firmemente, a las altas velocidades de un microprocesador, el efecto es relativamente lento, de tal manera que mientras éste se cierra, el contacto rebota como una pelota generando una señal confusa. Existen distintos métodos para resolver este problema, aquí se opta por una solución de software, al generar en el programa del microcontrolador una rutina de espera a la que se accesa cada vez que se presiona una tecla, de tal suerte que la tecla tiene tiempo de amortiguar su rebote antes de ser leída.

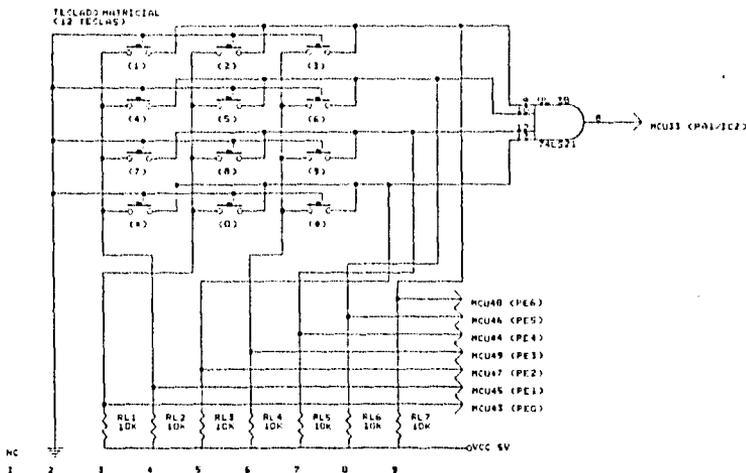


Fig. II.5.1 Diagrama electrónico del módulo de programación y lectura.

II.6 MODULO DE CONTROL Y PROCESAMIENTO

El módulo de control y procesamiento centraliza todas las funciones de control del sistema, además del procesamiento, cálculo y distribución de la información en el mismo. Este módulo basa su funcionamiento en un avanzado microcontrolador HCMOS de 8 bits, con sofisticados periféricos internos, y una velocidad nominal de bus de 2 MHz, el MC68HC11.

Ya que el propósito no es el diseñar un sistema mínimo con un microprocesador, sino tan solo el aprovechar la versatilidad y el poder de éste para realizar mediciones de precisión, se utiliza entonces una tarjeta comercial para evaluación y experimentación del microcontrolador, la M68HC11EVBU "Universal Evaluation Board". Por lo anterior, en los párrafos subsecuentes se presenta sólo una muy breve descripción del microcontrolador, la tarjeta de evaluación y algunas de sus funciones, sobre todo de aquellas de importancia para el desempeño del sistema de medición. En el apéndice D se muestra el diagrama electrónico del módulo de control y procesamiento, el cual representa a la tarjeta de evaluación universal M68HC11EVBU.

MC68HC811E2

A) Estructura

Para el desarrollo del sistema descrito se utilizó uno de los diferentes microcontroladores en específico de las series E del MC68HC11, el MC68HC811E2, debido a características particulares de su diseño, ya que éste cuenta con una memoria EEPROM de mayor capacidad, 2048 bytes contra 512 bytes en los de la familia MC68HC11E0, E1 y E9 más comunes, lo que permite experimentar con mayor facilidad cambios y modificaciones en el programa a través de "software". En la figura II.6.1 se muestra el diagrama funcional de bloques del MC68HC811E2.

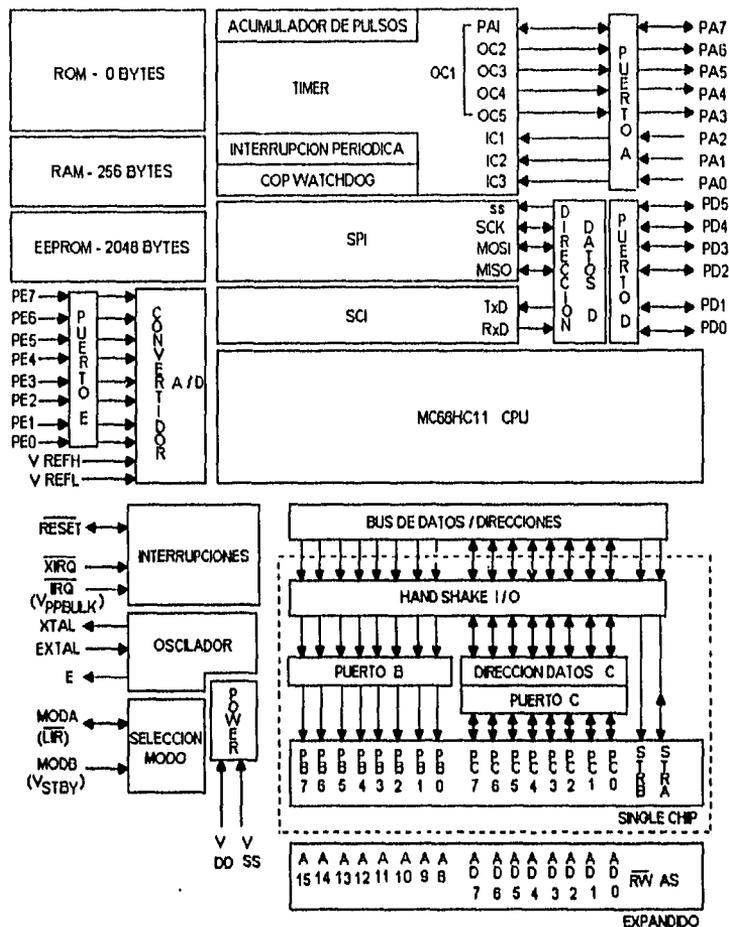


Fig. II.6.1 Diagrama funcional de bloques del MC68HC11E2.

A diferencia de los microprocesadores, un microcontrolador tiene además de las unidades funcionales básicas, otras unidades como memorias RAM y ROM y puertos de entrada y salida; en adición, la familia MC68HC11 posee un convertidor analógico digital de ocho canales con resolución de 8 bits, una interfaz serial asíncrona de comunicación (SCI), así como una interfaz serial síncrona periférica separada.

B) Unidad de Procesamiento Central

El CPU está diseñado para tratar periféricos, entradas y salidas, y localidades de memoria en forma idéntica como direcciones en el mapa de memoria de 64 Kbytes. Los 7 registros del microcontrolador son una parte integral del CPU, y no son direccionados como si fueran localidades de memoria. En la figura II.6.2 se muestran los 7 registros del MC68HC11. Los dos acumuladores de 8 bits (A y B) pueden ser utilizados por algunas instrucciones como un solo acumulador de 16 bits llamado el registro D, el cual permite operaciones de 16 bits aún cuando el CPU es técnicamente un procesador de 8 bits.

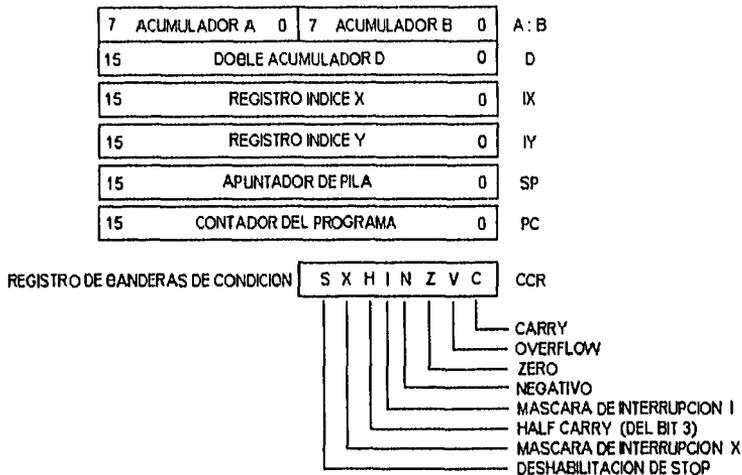


Fig. II.6.2 Registros del MC68HC11.

El MC68HC11 tiene un grupo de 145 instrucciones de gran versatilidad, agrupadas en 4 conjuntos; 1) Instrucciones de acumulador y memoria, subdivididas en; a) cargas, guardas y transferencias, b) operaciones aritméticas, c) multiplicación y división, d) operaciones lógicas, e) prueba de datos y manipulación de bits, y f) rotaciones y corrimientos, 2) Instrucciones de pila y registros índices, 3) Instrucciones del registro de banderas de condiciones (CCR), y 4) Instrucciones de control del programa, subdividida en: a) saltos relativos, b) saltos, c) llamadas a interrupciones y regresos de subrutinas, d) manejo de interrupciones y e) misceláneas, (ver apéndice B para mayores detalles sobre las instrucciones). El programa de control del sistema de medición de nivel desarrollado hace uso prácticamente de la mayoría de las instrucciones del MC68HC11, sobre todo aquellas pertenecientes a los grupos de instrucciones de acumulador y memoria así como al de instrucciones de control del programa.

C) Modos de operación

Los valores de las entradas de selección de modos MODB y MODA, durante el proceso de restablecimiento (reset), determina el modo de operación del MC68HC11. "Single-chip", y expandido multiplexado, son los modos normales de operación. En el primero solo la memoria interna del microcontrolador trabaja, los puertos B y C y las terminales STRA y STRB están disponibles como entradas y salidas paralelas para propósito general, todo el software necesario para controlar el MCU está contenido en los recursos internos. El modo expandido permite acceder a la memoria externa dentro de la totalidad de los 64 kbytes de espacio direccionable, el espacio incluye a las memorias internas del modo "single-chip", así como las direcciones para periféricos externos y aparatos de memoria, los puertos B y C y las señales de control AS y RW se convierten en el bus de expansión.

Por cada modo normal de operación existe un modo especial. El modo especial de "Test" permite el acceso privilegiado a recursos internos del MCU, éste es una variación del modo expandido, y es normalmente utilizado para pruebas internas de producción por Motorola. El modo "bootstrap" es una variación especial del modo "single-chip", éste permite dar entrada a programas de propósito específico en la RAM interna. Al seleccionarse este modo de operación, durante el restablecimiento una pequeña ROM de "bootstrap" se hace presente en el mapa de memoria. Esta contiene un pequeño programa el cual inicializa la interfaz serial asíncrona de comunicación (SCI), lo cual permite al usuario cargar un programa dentro de la RAM interna del MCU; finalizado esto, el control es pasado al programa recién cargado. Es precisamente en este modo de operación en el que se trabaja.

D) Puertos

El MC68HC11 tiene 5 puertos, cuyas funciones y dirección dependen de la aplicación así como del modo de operación en el que se trabaje, (ver figura II.6.1). i) Puerto A ; Este puede ser configurado en todos los modos de operación como 3 funciones de captura de entrada de tiempo (IC) y 4 funciones de comparación de salida de tiempo (OC), cualquier terminal del puerto que no sea utilizado para funciones de tiempo puede utilizarse como una línea de entrada / salida de propósito general. En el sistema diseñado son utilizadas las funciones de entrada IC2 e IC3 de las terminales PA1 y PA2 respectivamente, así como la terminal PA4 como salida de una señal de control (ver desarrollo de la "estructura básica del programa" así como de "rutina de interrupción de eco" en la sección III.3). ii) Puerto B ; en el modo de operación "single-chip", todas las terminales de este puerto funcionan como terminales de salida para propósito general, mientras que en los modos expandidos, todas las terminales actúan como salidas de direcciones de orden alto, el sistema de medición de nivel hace uso de las terminales PB0 - PB3 como salidas para control de la selección de dígitos en un decodificador y las terminales PB4 - PB7 como salidas de datos BCD, (ver "módulo de despliegue" en la sección II.4). iii) Puerto C ; Este es el puerto de mayor complejidad en el MC68HC11 pues en modo "single-chip" actúa como un registro bidireccional de propósito general, mientras que en modo expandido todas sus terminales se

configuran como señales multiplexadas de datos y direcciones. iv) Puerto D ; éste es un puerto bidireccional de datos de 6 bits únicamente. v) Puerto E ; éste es un registro unidireccional exclusivo de entradas, cuyas 8 terminales pueden también funcionar como entradas para un convertidor analógico digital, el dispositivo desarrollado usa las terminales PE0 - PE6 como entradas de las señales generadas en el teclado matricial (ver "módulo de programación y lectura" en la sección II.5).

E) Memorias internas

El MC68HC11 incluye dentro del chip una memoria de acceso aleatorio (RAM), una memoria solo de lectura (ROM), así como una memoria ROM borrable y programable eléctricamente (EEPROM). La extensión y posición de cada una de éstas depende del tipo específico de microcontrolador de la familia del MC68HC11 utilizado, así como del modo de operación en el que se trabaje. En la figura II.6.3 se observa el mapa de memoria específico del microcontrolador MC68HC811E2 utilizado.

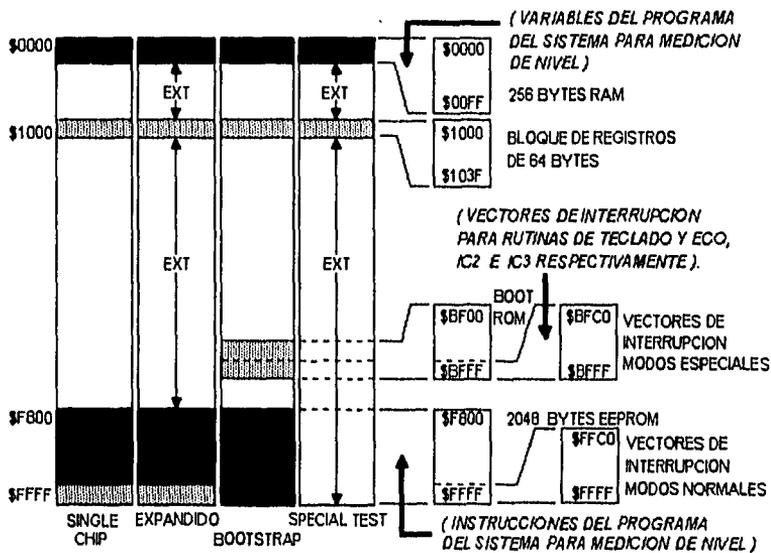


Fig. II.6.3 Mapa de memoria del MC68HC811E2.

La RAM interna es una memoria completamente estática de lectura y escritura utilizada para almacenar variables e información temporalmente, debido a su naturaleza volátil. El microcontrolador utilizado, el MC68HC811E2, posee 256 bytes de RAM, los cuales son utilizados en el programa de control del sistema de medición primordialmente para el almacenamiento de las variables con las que éste trabaja.

La ROM interna es básicamente usada para contener las instrucciones del programa de aplicación del usuario, debido a que estas instrucciones son programadas dentro de la unidad del microcontrolador cuando éste es manufacturado por el fabricante, ésta no puede ser cambiada. Su función es la de ser grabada una vez que el usuario ha depurado el programa prototipo. En el MC68HC811E2 ésta no existe sino exclusivamente en una pequeña porción llamada BOOT ROM, que contiene el programa de "booteo" y los vectores de interrupción para los modos especiales.

Por último a la EEPROM se le da comúnmente el uso de memoria para almacenamiento de información semipermanente, tal como tablas de calibración, datos personalizados, o información histórica del producto. La información puede ser programada y borrada dentro y fuera de la EEPROM bajo control de software, esta característica la hace especialmente interesante para efectos de desarrollo de programas y experimentación. Esta memoria puede también utilizarse como memoria del programa, pues su naturaleza no volátil soporta programas que pueden adaptarse a condiciones cambiantes. Este fue sin duda uno de los principales criterios utilizados para seleccionar específicamente el MC68HC811E2, ya que cuenta con una EEPROM de 2048 bytes, donde se encuentra alojado en su totalidad el programa de control del dispositivo de medición de niveles.

F) Interrupciones y restablecimiento

El MC68HC11 posee 4 posibles fuentes de restablecimiento (reset): Restablecimiento de encendido (POR) y Restablecimiento externo, los cuales comparten el vector normal de "reset"; Reset de operación correcta del computador (COP) y Reset del monitor del reloj, cada uno de éstos con su propio vector.

Además el MCU cuenta con 18 vectores de interrupción que soportan 22 fuentes de interrupción. Las quince interrupciones enmascarables son generadas por los sistemas periféricos internos del MCU. Estas interrupciones son reconocidas cuando el bit general de Interrupciones enmascarables (I) en el registro de banderas de condición (CCR) está en "0" lógico. Las tres fuentes de interrupciones no enmascarables son: la trampa de código de operación ilegal, interrupción por software, y la terminal XIRQ (ver apéndice B).

El programa del sistema de medición de nivel desarrollado, hace uso de 2 interrupciones enmascarables; función de captura de tiempo de entrada 2 (IC2) y función de captura de tiempo de entrada 3 (IC3), la primera con prioridad sobre la segunda, pues IC2 Interrumpe el programa al presionar cualquier tecla del teclado matricial, lo cual puede suceder en cualquier momento de la ejecución del programa, mientras IC3 Interrumpe al detectar la llegada de la señal de eco, en momentos específicos de la ejecución.

G) Sistema de tiempo

El sistema de tiempo del MC68HC11 está compuesto por cinco cadenas divisoras del reloj. La principal cadena divisora del reloj incluye un contador de carrera libre de 16 bits, controlado por un prescalador programable cuyas salidas dividen el reloj del sistema entre 1, 4, 8 ó 16. Todas las actividades del sistema principal de tiempo están referidas al contador de carrera libre.

La interrupción de tiempo real (RTI) es un circuito periódico programable de interrupción el cual permite medir la ejecución de rutinas de software al seleccionar uno de cuatro posibles valores de interrupción.

El acumulador de pulsos contiene un contador de 8 bits y lógica de selección de frentes. El acumulador de pulsos puede operar en el modo de conteo de eventos ó en el modo de registro acumulativo de tiempo.

Existe además un subsistema de captura / comparación, conformado por tres canales de captura de entrada, cuatro canales de comparación de salida, y un canal que puede ser seleccionado para realizar capturas de entrada ó comparaciones de salida.

La función de captura de tiempo de entrada registra el tiempo en que un evento externo ocurre al guardar el valor del contador de carrera libre en uno de los registros de captura de 16 bits ("latch" de captura de tiempo) una vez que el frente de onda seleccionado es detectado en la terminal asociada de entrada de tiempo (IC0, IC1 ó IC2). A través del "software" es posible guardar los valores registrados y usarlos para calcular la periodicidad o duración de un evento. Esta función es de especial interés en el desarrollo del programa de control del sistema de medición de nivel, ya que éste mide la duración entre dos frentes negativos producidos al detectar la señal de un pulso ultrasónico y el eco generado por el rebote del mismo en la superficie del fluido.

La función de comparación de salida se utiliza para programar que ocurra una acción en un tiempo específico, una vez que el contador de 16 bits alcanza un valor determinado. Para cada una de las cinco funciones de comparación de salida (OC1 - OC4 y TI4/O5) existe un registro separado de comparación de 16 bits y un comparador dedicado de 16 bits. El valor programado en el registro de comparación es comparado con el valor del contador de carrera libre en cada ciclo del "bus", una vez que éstos coincidan, una bandera de salida de comparación es activada. La bandera puede ser usada para iniciar acciones automáticas para esa función de comparación de salida, como por ejemplo producir un pulso de una duración específica. En el programa de control del sistema se utiliza la función OC4 para generar la duración del pulso que conmuta a la etapa de transmisión de la señal ultrasónica, siendo de gran importancia el respetar un valor de duración en específico, como se explica en el "módulo de procesamiento electrónico de la señal ultrasónica" en la sección II.3 y en el desarrollo de la "estructura básica" del programa en la sección III.3.

M68HC11EVBU "Universal Evaluation Board"

La figura II.6.4 muestra el diagrama de bloques del módulo de control y procesamiento, o lo que es lo mismo, de la tarjeta de evaluación universal M68HC11EVBU. Como ya se mencionó no es el propósito de este trabajo el desarrollo original de uno de estos módulos por lo que sólo se mencionan algunos detalles.

Esta tarjeta opera con el MCU MC68HC811E2, del cual ya se han mencionado algunas de sus características, éste necesita de un resonador cerámico Panasonic EFO-GC8004A4 de 8 MHz para poder operar (X1); además de un reloj de tiempo real, con una RAM estática en arreglo de 32 x 8, y una interfaz serial para comunicación contenidos en el circuito MC68HC68T1 (U5), el cual funciona en conjunto con un oscilador de cuarzo de 32.768 KHz (Y1) modelo Fox # FSC8.00 (ver diagrama electrónico del módulo de control y procesamiento).

Para demostrar la capacidad del microcontrolador, este módulo fue diseñado de fábrica junto con un programa monitor contenido en la ROM interna del MCU. Para el desarrollo de este trabajo el programa del sistema de medición de nivel fue diseñado y ensamblado en una computadora huésped tipo PC, para luego ser cargado en la tarjeta EVBU vía los comandos del monitor a través de una interfaz RS-232, controlada por circuitería diversa y uno solo de los tres circuitos manejador / receptor para interfaz EIA-232-D de Motorola, contenidos en el circuito integrado MC145407, la cual permite la comunicación y transferencia de datos a razón de 9600 bauds (modificables por software).

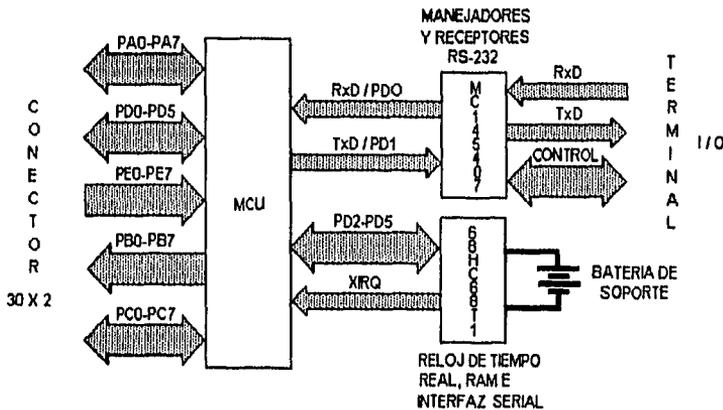


Fig. II.6.4 Diagrama de bloques del módulo de control y procesamiento (M68HC11EVBU).

Hasta aquí se han descrito los pasos de diseño del "hardware" del sistema. En el siguiente capítulo se desarrolla el programa que se encarga del control de los módulos electrónicos, cuyos comportamientos y operaciones han sido determinados en este capítulo.

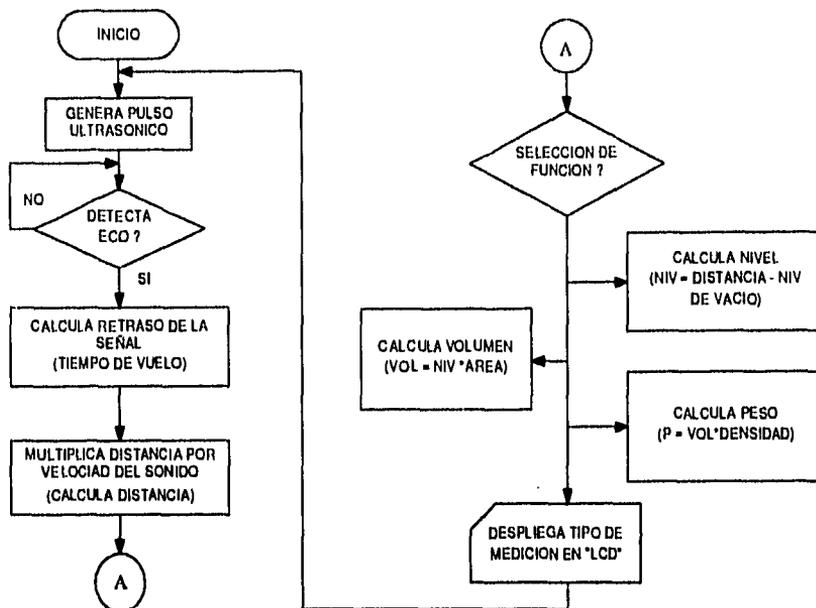
PROGRAMACION DEL SISTEMA

En este capítulo se presenta el desarrollo del programa de control del Sistema de Medición de Nivel de Líquidos, el cual se forma a partir de una idea central expresada en la forma de un diagrama de flujo general de operación, del cual se deriva el algoritmo del sistema. Para el desarrollo de los diagramas de flujo se utiliza un programa denominado "Flow Charting 4" especializado para el diseño de éstos. Por otra parte, para el programa principal junto con todas las subrutinas, se utilizan herramientas diversas que facilitan el diseño. Así, éstos son escritos en lenguaje ensamblador para el MC68HC11 en el editor de "MS-DOS" y ensamblados en el programa ensamblador Motorola "AS11", compatible para computadoras personales. Por otro lado, la experimentación y la programación en sí del microcontrolador se logra mediante el programa monitor para diseño "Pcbug11", el cual, en conjunto con la tarjeta de evaluación M68HC11EVBU permite fácil acceso y programación, así como la evaluación del comportamiento de los periféricos Internos bajo condiciones específicas en los microcontroladores MC68HC11. Además, permite ejecutar los programas en el microcontrolador, analizando su ejecución paso a paso dejando ver el estado de sus registros a cada instante.

III.1 DEFINICION DEL ALGORITMO DEL SISTEMA

El programa cuenta con una línea principal o estructura básica, la cual queda prácticamente delimitada por el funcionamiento del módulo de procesamiento electrónico de la señal ultrasónica, (consultar sección II.3). Se hace referencia también a una serie de subrutinas cuyo funcionamiento se define en forma independiente.

En el diagrama de flujo de la siguiente figura se esquematiza la estructura básica del programa del sistema.



El algoritmo principal del programa es como sigue:

1. Inicializa en ceros un contador de mediciones.
2. Hace ceros la suma acumulada de mediciones de distancias.
3. Coloca un (1) a la salida del puerto A, generando un frente positivo de duración TALT, el cual marca el inicio de la etapa de transmisión.
4. Registra el valor del contador en el momento justo en el que genera el frente, el cual coincide con la salida del pulso ultrasónico, y lo guarda en PULS.
5. Al finalizar el intervalo fijado de TALT coloca un (0) en el mismo puerto, regresando al valor original (generando un frente negativo) y por tanto conmutando a la etapa de recepción durante un período de duración TBAJ.
6. Prepara el puerto para responder a frentes negativos generando interrupciones.
7. Mientras mantiene el (0) lógico espera una señal de interrupción generada al momento de percibir la señal de eco como un frente negativo.

8. Al producirse la interrupción captura nuevamente el valor del contador en el instante de la generación del frente negativo debido a la llegada de la señal de eco, y lo guarda en ECO.

9. Calcula la diferencia entre el valor del contador a la llegada de la señal de eco y a la salida de la señal ultrasónica, para conocer el "tiempo de vuelo" en ciclos de máquina, $TOF = ECO - PULS$.

10. Regresa de la rutina de servicio a continuar con el programa, finaliza la duración del nivel bajo, (0) en el puerto A, fijado por TBAJ.

11. Salta a la subrutina de multiplicación, donde calcula el producto del tiempo de vuelo en ciclos de máquina por un factor que determina la conversión a distancia, dicho factor es modificable para efectos de calibración, luego regresa a la línea principal del programa.

12. Salta a la subrutina de división, donde calcula el cociente del valor de la distancia entre un factor que permite el manejar cifras desplegables en este sistema con punto decimal fijo y resolución de milésimos de unidad, y luego regresa a la línea principal del programa.

13. Hace la sumatoria de distancias. Si ya ha sumado el n número de mediciones predeterminada continua, si no regresa a generar un nuevo frente positivo en 3.

14. Salta a la subrutina de división para calcular el cociente de la sumatoria de distancias entre el número de mediciones predeterminada para obtener el promedio de mediciones de distancia, y regresa a la línea principal del programa para continuar la secuencia, $PROMEDIO = \Sigma DISTANCIA / No.MEDICIONES$

15. Hace la selección entre desplegar distancia o calcular nivel, volumen y peso. Si la palabra de selección de tipo de cálculo es igual a 1, entonces salta a 22 para desplegar distancia. Si fuera 2, 4 o 5, entonces prosigue en 16 para calcular necesariamente el nivel.

16. Hace la sustracción de la distancia de la superficie del líquido al transductor con la constante de la distancia de vacío (distancia del transductor a la base del contenedor), para la determinación del nivel en el contenedor, $NIVEL = NIVEL0 - DISTANCIA$.

17. Hace la selección entre desplegar nivel o calcular volumen y peso. Si la palabra de selección de tipo de cálculo es igual a 2, entonces salta a 22 para desplegar nivel. Si fuera 4 o 5, entonces prosigue en 18 para calcular volumen.

18. Salta a la subrutina de multiplicación para calcular el producto del nivel promedio con el área del contenedor que determina el valor del volumen ocupado por el líquido dentro de el, y luego regresa a la línea principal del programa.

19. Hace la selección entre desplegar volumen o calcular peso. Si la palabra de selección de tipo de cálculo es igual a 4, entonces salta a 22 para desplegar volumen. Si fuera 5 entonces prosigue en 20 para calcular peso.

20. Salta a subrutina de multiplicación para calcular el producto del volumen promedio con el de la densidad del líquido, que determina el valor del peso de éste dentro del contenedor, y luego regresa a la línea principal del programa.

21. Salta a la subrutina de división del programa para calcular el cociente del peso y un factor que permite desplegar el dato en este sistema, con punto decimal fijo y resolución de milésimos de unidad, y luego regresa a la línea principal del programa.

22. Salta a la subrutina de conversión de binario a BCD para convertir los datos de la medición a código BCD para 6 dígitos, y regresa a la línea principal del programa.

23. Salta a subrutina de despliegue para mostrar la información con resolución de milésimos de unidad en el display de cristal líquido de 6 dígitos, y regresa a la línea principal del programa.

24. Regresa al inicio del programa para realizar otro grupo de mediciones en 1.

III.2 DESARROLLO DEL PROGRAMA E INTEGRACION DEL SISTEMA

Para lograr la codificación y el desarrollo del programa se tomaron en cuenta varios factores y características tanto del microcontrolador utilizado, y las instrucciones de las que éste consta, como del "hardware" al que se pretende controlar. El programa se encuentra conformado básicamente por:

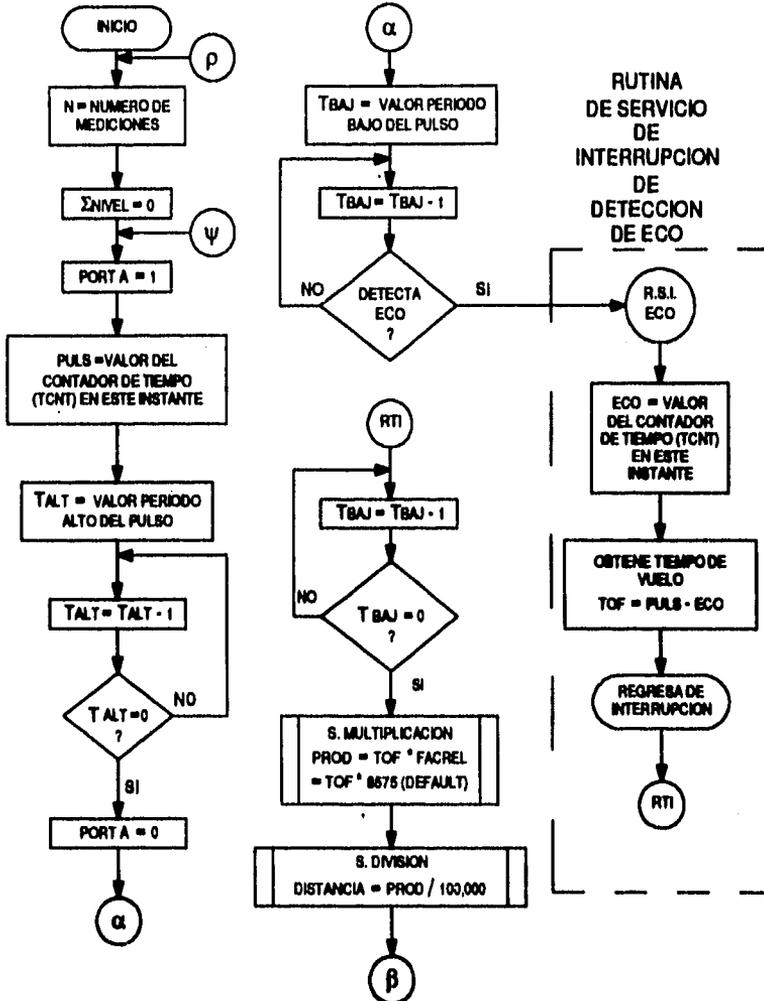
A.) Una línea principal o estructura básica, la cual determina el valor del TIEMPO DE VUELO de la señal ultrasónica, así como el cálculo del tipo de medición, según sea el caso de DISTANCIA, NIVEL, VOLUMEN ó PESO.

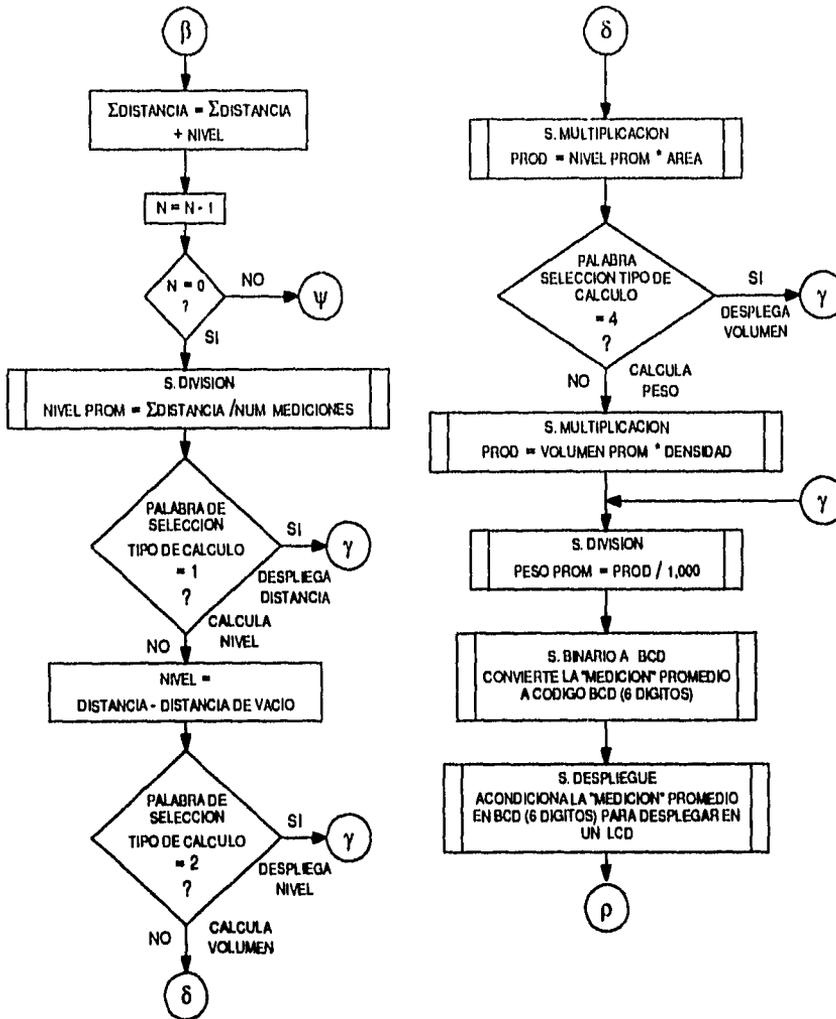
B.) Dos rutinas de servicio a interrupciones, las cuales se encargan de determinar sucesos asíncronos a la ejecución del programa, el primero para la detección de la señal de ECO, y el segundo para la SELECCION DEL TIPO DE TAREAS, y LECTURA DE PARAMETROS por medio del teclado en el módulo de selección y lectura.

C.) Múltiples subrutinas a las cuales se accesa de manera repetida, tanto en la línea principal como en las rutinas de servicio, como son: MULTIPLICACION, DIVISION, CONVERSION BINARIO A BCD, CONVERSION BCD A BINARIO Y SELECCION DE DIRECCIONAMIENTO DE LECTURA DE PARAMETROS, CALIBRACION, DESPLIEGUE, CONTROL DEL LCD, DESPLIEGUE DE TECLA PRESIONADA, y AMORTIGUAMIENTO DE REBOTE DE TECLA. Varias de estas subrutinas basan su operación en algoritmos conocidos por lo que no se incurre en explicaciones detalladas en cuanto a su codificación.

**LINEA PRINCIPAL DEL PROGRAMA (DETERMINACION DEL TIEMPO DE VUELO) Y
RUTINA DE SERVICIO DE INTERRUPCION (DETECCION DE ECO)**

La línea principal del programa representa la porción de cálculo de distancia, la cual es ejecutada cíclicamente definiendo la estructura básica de operación, tal y como se muestra en el siguiente diagrama de flujo. Aquí básicamente se realizan funciones de determinación del tiempo de vuelo, medición de distancia, selección de tipo de cálculo (Nivel, Volumen, Peso) e interrupción para detección de eco. Se hace referencia también a una serie de subrutinas cuyo funcionamiento se define en forma independiente.





A continuación se presenta una breve explicación de la programación de la estructura básica del programa, para la determinación del tiempo de vuelo según se muestra en la fragmento del listado de la figura III.2.1.

Determinación del Tiempo de Vuelo

La etiqueta FRNTP marca la generación del frente positivo e inicio del proceso de medición al poner en "1" lógico a la terminal 30 (PA4) del microcontrolador, el cual se encuentra conectado a la terminal 8 del LM1812, donde se conmuta a la etapa de transmisión y por lo tanto se genera el pulso de ultrasonido. Hecho lo anterior se

guarda en PULS, el valor del registro contador de tiempo (TCNT), al momento de la generación del pulso. La duración del periodo de transmisión marcada por el bit activado (1) en PA4, está determinado por el valor de TALT programado en el registro de comparación de salida de tiempo (TOC4). Aquí el programa entra en un ciclo mediante la instrucción de salto condicional BRCLR que finaliza al momento de poner en "1" lógico la bandera OC4F, la cual se activa cuando el contador de tiempo TCNT llega al valor TALT. El valor de TALT en el sistema es de 2000 ciclos de máquina (7D0₁₆), el cual equivale aproximadamente a 1ms. Terminado el bucle se desactiva PA4, poniéndolo en "0" lógico y generando el frente negativo que finaliza el período de transmisión e inicia el de recepción.

A continuación se programa al registro TCTL "límer control register 2" para responder a frentes negativos, poniendo en 1 la bandera IC3F de la función de captura de entrada, en la terminal 34 (PA0/IC3) del MC68HC11, la cual se encuentra conectada a la terminal 16 del LM1812, donde se generan las señales lógicas por la detección de la señal de eco. Por último se habilitan interrupciones enmascarables en el sistema mediante la instrucción CLI. El programa queda en espera de la recepción de la señal de eco mediante las siguientes 3 instrucciones durante un período TBAJ, correspondiente a la etapa de recepción en el LM1812. En este sistema el valor de TBAJ es de 8275 ciclos de máquina (2053₁₆), el cual equivale aproximadamente a 29 ms. La señal de eco se manifiesta necesariamente durante este período, su aparición es asíncrona al sistema y se presenta en cualquier instante en función de la distancia que exista entre el transductor y la superficie del líquido. Una vez recibida la señal de eco se genera una llamada de interrupción, la cual ocasiona que el programa salte y pase el control a la dirección reservada a la rutina de servicio con el nombre de SECO, donde se calcula el tiempo de vuelo. Al finalizar la rutina de servicio, el programa regresa a donde se interrumpió a concluir con el ciclo de duración TBAJ antes de continuar con la ejecución de la línea principal.

```

COMIPRG  LDAA VELOSPY * COMIENZA EL PROGRAMA, HACIENDO EL CONTADOR DE VELOCIDAD
          STAA CONTVEL * IGUAL AL DATO DE VELOCIDAD DE DISPLAY.

          LDS #0C0 * INICIALIZACION,DECLARACION DE PSEUDOVECTORES DE INT
          LDAA #07E
          STAA PVIC3
          LDX #SECO
          STX PVIC3+1

          LDAA #07E
          STAA PVIC2
          LDX #TECLADD
          STX PVIC2+1
          LDX #REGBAS *APUNTA AL BLOQUE DE REGISTRO
          BCLR TFLG1,X #EF *LIMPIA BANDERA OC4F

INICPRG  LDX #REGBAS
          BSET TCTL2,X #08 * EDG2B, EDG2A-1:0 IC2 (FRENTE NEGATIVOS)
          LDAA #000
          STAA MODO * HACE MODO-0 SI MODO ES DIFOE CERO ENTONCES YA HIZO INTERR
          BCLR TFLG1,X #FD * LIMPIA BANDERA IC2F
          BSET TMSK1,X #02 * HABILITA INTERRUPTIONES EN IC2
          CLI * HABILITA INTERRUPTIONES

          LDAA CONTMEO * HACE EL CONTADOR DE MEDICIONES = AL CONTADOR
          STAA CONTACT * ACTUALIZADO
          LDAA #000
          STAA SUMPARA
          STAA SUMPARB
          STAA SUMPARC
          STAA SUMPARD * HACE SUMA PARCIAL DE PROMEDIO = 0

FRNTP   BSET PORTA,X #10 *GENERA FRENTE POSITIVO EN PA4 (1)

```

```

LDD TCNT,X *CAPTURA VALOR ACTUAL DEL CONTADOR
STD PULS *GUARDA 1ra CAPTURA DE TIEMPO
ADD TALT *SUMA PULS*TALT = D CUAL SERA LA CUENTA EN TALT ms ?
STD TOC4,X *PREPARA OC4 PARA DISPARAR EN TALT ms
BUCL1
BCLR TFLG1,X #10 BUCL1 *BUCLE HASTA QUE OC4F=1
BCLR PORTA,X #10 *GENERA FRENTE NEGATIV EN PA4=0(REGRESA AL VAL ORIG)
BCLR TFLG1,X #5F *LIMPIA BANDERA OC4F
BSET TCTL2,X #302 *EDG3B EDG3A 1,0, FRENTE NEGATIVOS EN IC3 (PA0)
BCLR TFLG1,X #3FE *LIMPIA BANDERA IC3F
BSET TMSK1,X #01 *HABILITA INTERRUPTOR EN IC3
CLI *HABILITA INTERRUPTOR
LDY TBAJ *TBAJ*(7cic/loop)*500ns=X[ms]
BUCL3
DEY *DECREMENTA Y
BNE BUCL3 *HACE EL BUCLE HASTA QUE Y=0

```

[CONTINUA EN LA FIG. III.2.3]

Fig. III.2.1

Detección de la señal de Eco

La siguiente rutina de servicio se encarga de la detección de la señal de eco para la determinación del tiempo de vuelo. Como se muestra en la figura III.2.2., a partir de la rutina de servicio etiquetada como SECO, después de deshabilitar la captura de frentes en el registro TCTL2, mediante la instrucción BCLR TCTL2,X, se captura el valor del registro contador de tiempo TCNT, casi al instante en el que se detecta el frente negativo producido por la llegada de la señal de eco y posteriormente lo guarda en la variable ECO. A continuación se realiza la diferencia del valor del contador de tiempo TCNT en el momento de la generación del 2o frente negativo y del 1er. frente negativo, para después guardarlo en TOF, es decir; $TOF = ECO - PULS$, la cual determina el valor del tiempo de vuelo en ciclos de máquina. Por último guarda este valor en los bytes bajo y medio del multiplicando (MULNDOB y A) en preparación para el regreso de la rutina de interrupción mediante la instrucción RTI.

```

SECO
LDX #REGBAS *COMIENZA RUTINA DE INTERRUPTOR CAPTURA DE ECO
BCLR TCTL2,X #03 *CAPTURA DE FRENTE DESHABILITADA
LDD TCNT,X *CAPTURA VALOR DEL CONTADOR EN EL MOMENTO DEL FRENTE NEG
STD ECO *GUARDA 2a CAPTURA DE TIEMPO
SUBD PULS *ECO - PULS = D (2o FRENTE NEG - 1er FRENTE NEG)
STD TOF *GUARDA RESULTADO EN CICLOS DE MAQUINA E (1 CICLO = 500 ns)
STAA MULNDOB *GUARDA BYTE MEDIO DEL TOF EN MULTIPLICANDO B
STAB MULNDOA *GUARDA BYTE BAJO DEL TOF EN MULTIPLICANDO A
BCLR TFLG1,X #3FE *LIMPIA BANDERA IC3F
LDD TOF
RTI *REGRESA DE LA SUBROUTINA DE INTERRUPTOR CAPTURA DE ECO

```

Fig. III.2.2

La porción del programa que precede al regreso de la rutina de Interrupción de eco (SECO), (ver figura III.2.3), consiste en cargar con ceros los bytes altos del multiplicando, pues son necesarios únicamente los dos bytes más bajos para contener el valor del tiempo de vuelo (TOF), previamente cargado en la rutina de servicio. A continuación se guarda en el multiplicador de tres bytes (MULDOR C, B y A) el factor de conversión a distancia FACREL. Esta constante se define a partir de la ecuación para la determinación de distancia I.3.3 de la sección de "técnicas de medición de niveles con ultrasonido", considerando por "default" una velocidad del sonido de 343 m/s, y por la equivalencia de 1 ciclo de máquina en tiempo real, que es de 500ns para este sistema. Por otro lado si se considera que el sistema trabaja con punto decimal fijo y por lo tanto todas las operaciones son ejecutadas como enteros entonces se tiene:

$$d = 0.5c * TOF_{tr}$$

$$TOF_{tr}[ms] = 0.5[ms/cicl.maq.] * TOF [cicl.maq]$$

donde TOF_{tr} = tiempo de vuelo en tiempo real
si se considera $c = 343[m/s]$
entonces:

$$d = 0.5 * (343) * (0.5 * TOF)$$

$$d = 5 * 343 * 5 * TOF$$

$$d = 8575 * TOF$$

Del análisis anterior se deduce que la constante FACREL es 8575 ($217F_{16}$), esta constante es modificable para efectos de calibración. El programa entonces salta a la subrutina de multiplicación donde calcula el producto del tiempo de vuelo por el factor de conversión a distancia, cuyo resultado es guardado en PROD: ($PROD=8575*TOF$). El programa regresa de la subrutina y vuelve a saltar ahora a la subrutina de división, donde hace el producto recién calculado igual al dividendo (DIVNDO), y como divisor al factor FACDESIV, que permite desplegar la información en 6 cifras con punto decimal fijo y una resolución de milésimos de unidad. Es importante mencionar que esta subrutina aunque genera un cociente y un residuo, este último es despreciado, dando como resultado siempre un número entero. Con base en esta idea y considerando que por lo tanto todas las operaciones efectuadas se hacen con enteros, habría siempre que dividir entre 1,000 para dejar el resultado en una cifra, tal que si se imagina un punto decimal fijo en la tercera posición a partir del punto decimal real, ésta siempre represente al valor verdadero con resolución de milésimos. Por otro lado al observar el análisis de la obtención del factor de conversión a distancia (FACREL), se encuentra que fue necesario multiplicar por 100 a los dos factores 0.5 para poder trabajar con enteros. De aquí que sea necesario hacer :

$$FACDESIV = 1,000 * 100$$

$$FACDESIV = 100,000$$

En esta subrutina se calcula entonces el cociente (entero) del producto entre el factor FACDESIV igual a 100,000 ($186A0_{16}$), cuyo resultado es guardado en la variable COCI ($COCI = PROD/100,000$). Este dato de hecho representa al valor de la distancia del transductor a la superficie del líquido en una cifra entera que presupone un punto decimal imaginario en la tercera posición de derecha a izquierda.

De regreso de la subrutina de división, el programa ejecuta un breve secuencia de instrucciones, mostradas a continuación, mediante las cuales regula la velocidad de respuesta del display.

```
LDAA CONTVEL * SI EL CONTADOR DE VELOCIDAD ES IGUAL A 0 ENTONCES
BEQ PROMED * SALTA A PROMED PARA PROMEDIAR MEDICIONES
DEC CONTVEL * SI NO ES IGUAL A 0 DECREMENTA EL CONTADOR DE VELOC SALTA Y
BNE FRNTP * GENERA OTRO FRETE Y PROCESO HASTA HACER EL NUMERO INDICADO EN
VELOSPY
```

Posteriormente comienza la etapa de promediación de mediciones de nivel a partir de la etiqueta PROMED. Es importante hechar un vistazo al inicio del programa en la etiqueta INICPRG de la figura III.2.1, donde se observa la secuencia:

```

LDAA CONTMED * HACE EL CONTADOR DE MEDICIONES = AL CONTADOR
STAA CONTACT * ACTUALIZADO
LDAA #00
STAA SUMPARG
STAA SUMPARD
STAA SUMPARC
STAA SUMPARD * HACE SUMA PARCIAL DE PROMEDIO = 0

```

A partir de la cual se hace un contador de mediciones de nivel CONTMED, igual al contador actualizado CONTACT, y cuyo valor está definido en este sistema por 100 (64_{16}) y representa al número de mediciones que el sistema realiza para promediar antes de dar el valor final de la medición. De la misma forma se inicializa en ceros la suma parcial de mediciones SUMPARG. De regreso en PROMED, se efectúa la sumatoria de mediciones parciales de nivel en COCI y las almacena en SUMPARG, es decir; $SUMPARG = SUMPARG + COCI$, luego decrementa el contador actualizado de mediciones CONTACT, y prueba si es que éste es igual a cero mediante la instrucción BEQ SIGUE 1, de no ser así salta a FRNTP en la figura III.2.1, para generar otro frente positivo, continuando hasta realizar el número de mediciones predeterminadas en CONTMED, momento en el cual el programa pasa el control a la etiqueta SIGUE 1.

En SIGUE 1 se hace al contador de mediciones CONTMED igual al divisor y la sumatoria de mediciones parciales de nivel SUMPARG igual al dividendo, para después saltar nuevamente a la subrutina de división DIVGRAL, donde se calcula el cociente que determina el promedio de mediciones de nivel ($COCI = SUMPARG / CONTMED$).

La etapa siguiente se encarga de la selección del tipo de cálculo y procedimiento que el programa sigue a partir de este punto. Mediante una estructura de control, la cual se repite más adelante probando otras condiciones, donde dependiendo del valor de una palabra (SELNIVO), el control es dirigido a una u otra parte de la secuencia. Dicha palabra de control es alimentada al sistema a través del módulo de programación y lectura. Así en este caso en particular si se tuviera SELNIVO igual a "1", el programa salta a continuar con los pasos para concluir con el despliegue de DISTANCIA en CONTIN1, si en cambio SELNIVO fuera cualquier otra opción ("2", "4", o "5"), entonces el programa tiene que calcular necesariamente NIVEL saltando a la porción etiquetada con CALNIV, (ver figura III.2.4).

(VIENE DE LA FIG. III.2.1)

```

LDAB #00
STAB MULNDOC
STAB MULNDOD * PONE EN CEROS MULTIPLICANDO C Y D PUES MULNDO SERA DE 2 BYTES
LDAB FACRELC
STAB MULDORC
LDAB FACRELB
STAB MULDORB
LDAB FACRELA
STAB MULDORA

JSR PMULTES

JSR PDIVTES

LDAA CONTVEL * SI EL CONTADOR DE VELOCIDAD ES IGUAL A 0 ENTONCES
BEQ PROMED * SALTA A PROMED PARA PROMEDIAR MEDICIONES
DEC CONTVEL * SI NO ES IGUAL A 0 DECREMENTA EL CONTADOR DE VELOC SALTA Y
BNE FRNTP * GENERA OTRO FRENTE Y PROCESO HASTA HACER EL NUMERO INDICADO EN
VELDSPY
PROMED LDAA COCIA * INICIA PROMEDIACION DE MEDIDAS
ADD SUMPARG
STAA SUMPARG

```

ESTA SESION NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

```
LDAA COCI#  
ADCA SUMPARB  
STAA SUMPARB  
LDAA COCI#  
ADCA SUMPARC  
STAA SUMPARC  
LDAA COCI#  
ADCA SUMPARD  
STAA SUMPARD * HACE LA SUMATORIA DE MEDICIONES GUARDADAS EN COCI Y LAS ALMACENA  
EN SUMPARB  
DEC CONTACT * DECREMENTA CONTADOR ACTUALIZADO DE MEDICIONES  
BEQ SIGUE1  
JMP FRNTP * SALTA FRNTP, GENERA OTRO FRENTE + HASTA GENERAR EL NUM DE MEDICIONES  
EN CONTMED  
  
SIGUE1 LDAA #500  
STAA DIVSOR#  
STAA DIVSOR#  
STAA DIVSOR#  
LDAA CONTMED  
STAA DIVSOR# * HACE EL DIVISOR IGUAL A EL NUMERO DE MEDICIONES A PROMEDIAR (CONTMED)  
LDAA SUMPARA  
STAA DIVNDO#  
LDAA SUMPARB  
STAA DIVNDO#  
LDAA SUMPARC  
STAA DIVNDO#  
LDAA SUMPARD  
STAA DIVNDO# * HACE DIVIDENDO IGUAL A LA SUMATORIA DE MEDICIONES  
JSR DIVGRAL * SALTA A SUBROUTINA PARA HACER DIVISION SUMPARB/CONTMED (PROMEDIO)  
  
LDAA SELNIVO * PRUEBA SI DESPLEGARA DIST, NIVEL, VOLUMEN O PESO, SI  
CMPA #501 * SELNIVO ES 1 ENTONCES SALTA A CONTINI PA DESPL DIST,  
BEQ CONTINI * PARA CUALQUIER OTRA POSIBILIDAD TIENE QUE CALC NIVEL
```

(CONTINUA EN LA FIG. III.2.4)

Fig. III.2.3

El programa inicia la porción de cálculo de nivel a partir de la etiqueta CALNIV, (ver figura III.2.4), donde el valor de la "distancia de vacío" (NIVO) es restado del valor de la distancia medida recién calculado y contenido en COCI, para ser guardado una vez más en esta misma variable, ($COCI = COCI - NIVO$). El valor de la constante NIVO es en realidad relativo a la distancia del transductor a la base del contenedor, uno de los parámetros necesarios para el cálculo, (ver "principio de operación" en la sección I.3), el cual es alimentado al sistema a través del módulo de programación y lectura.

Una vez calculado el nivel, nuevamente se presenta una estructura de control, esta vez seleccionando entre el despliegue de nivel ó el cálculo de volumen y peso. De esta manera en el caso de que SELNIVO sea igual a "2" el programa salta a la porción etiquetada como CONTINI para así desplegar el nivel del fluido en el contenedor, mientras que para el caso en que SELNIVO sea igual a "4" ó "5", el control del programa pasa a la sección donde se encuentra la etiqueta CALCVOL (ver listado completo del programa en el apéndice C), donde a su vez según fuera el caso calcula primero el volumen, y luego a través de otra estructura de control selecciona una vez más entre desplegar solo volumen ó calcular y desplegar peso.

Al final de cualquiera de las secciones donde se realizan los diferentes cálculos de tareas de distancia, nivel, volumen ó peso, el control del programa es siempre direccionado hacia CONTINI. En CONTINI el programa es mandado a la subrutina

BINABCD6, la cual se encarga de convertir el valor del promedio de medición cualquiera que fuera (distancia, nivel, volumen ó peso) en código binario a código bcd para 6 dígitos. De regreso de esta subrutina la secuencia es nuevamente dirigida a otra subrutina, esta vez la de despliegue etiquetada como DESPLI, donde se acondiciona al dato de la medición promedio, ya en código bcd, para ser desplegado en un display de cristal líquido (LCD) de 6 dígitos. Una vez más el programa regresa a la línea principal justamente en la etiqueta FINMED que marca el fin del proceso y mediante un salto con la instrucción JMP COMIPRG direcciona el control del mismo al comienzo del programa donde reinicia toda la secuencia una vez más para otro grupo de mediciones.

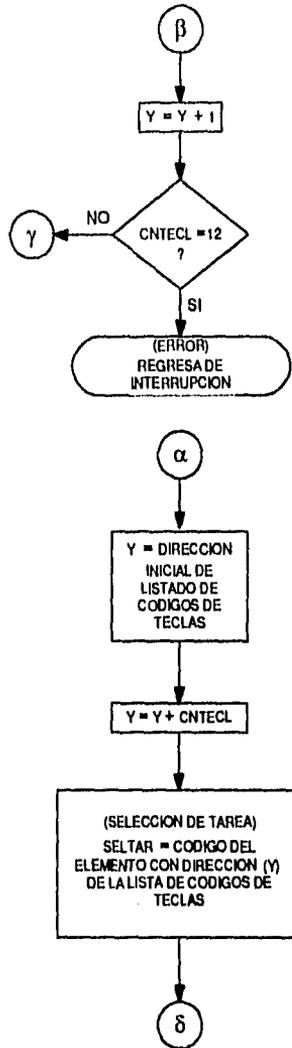
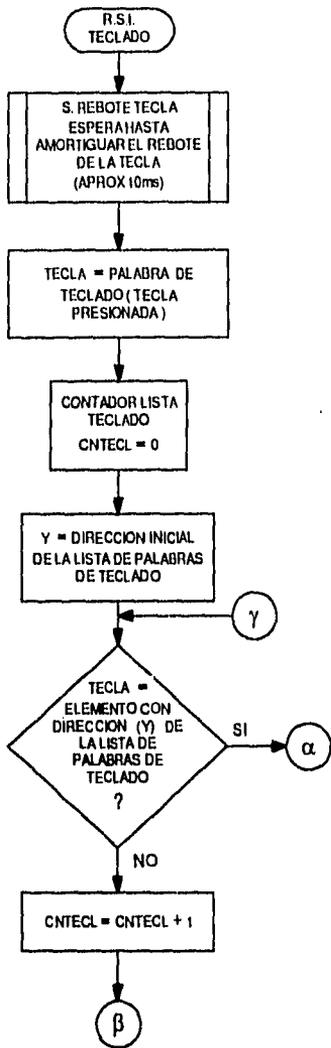
(VIENE DE LA FIG. III.2.3)

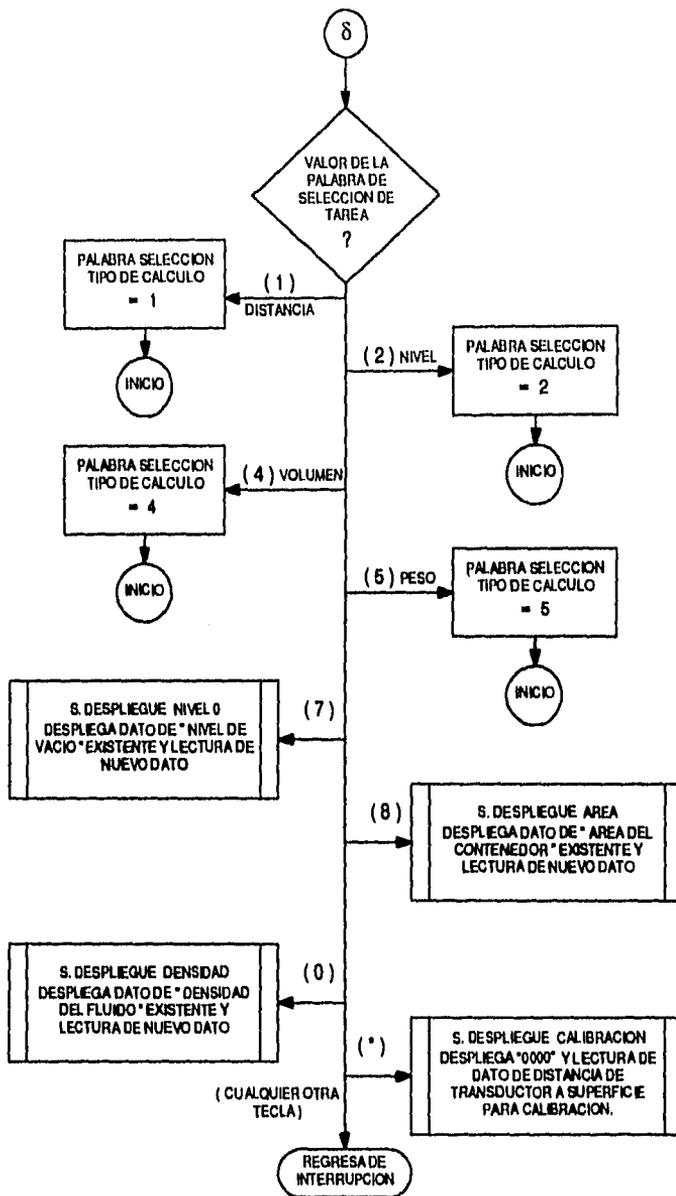
CALNIV	LDAA NIV0A * INICIA PORCION DE CALCULO DE NIVEL SUBA COCIA * (DIFERENCIA DE DIST MEDIDA - NIV.CERO) STAA COCIA LDAA NIV0B SBCA COCIB STAA COCIB LDAA NIV0C SBCA COCIC STAA COCIC LDAA NIV0D SBCA COCID STAA COCID
	LDAA SELNIVO * AQUI SELECCIONA ENTRE NIVEL, VOLUMEN O PESO, SI SELNIVO CMPA #102 * ES 2 SALTA A CONTINI PARA DESPLEGAR SOLO NIVEL, SI FUERA BEQ CONTINI * 4 o 5 ENTONCES SIEMPRE SALTA A CALCVOL JMP CALCVOL * PARA CALCULAR VOLUMEN
CONTINI	JSR BINABCD6 * SALTA A SUBROUTINA DE CONVERSION DE BINARIO A BCD 6 DIGITOS JSR DESPLI * SALTA A SUBROUTINA DE DESPLIEGUE EN LCD
FINMED	JMP COMIPRG * TERMINAN MEDICIONES, SALTA E INICIA OTRO GRUPO DE MEDICIONES

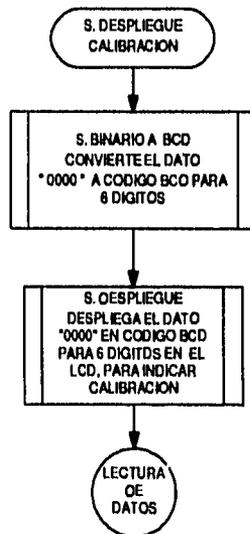
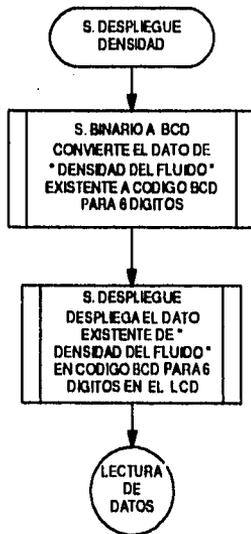
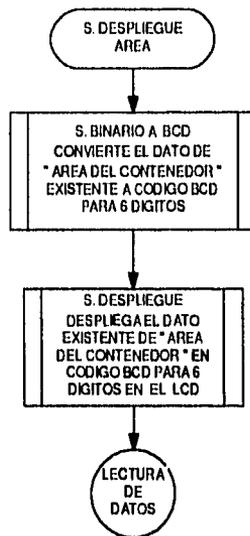
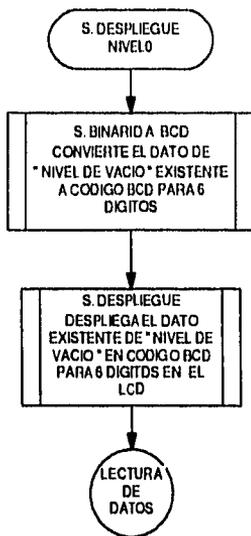
Fig. III.2.4

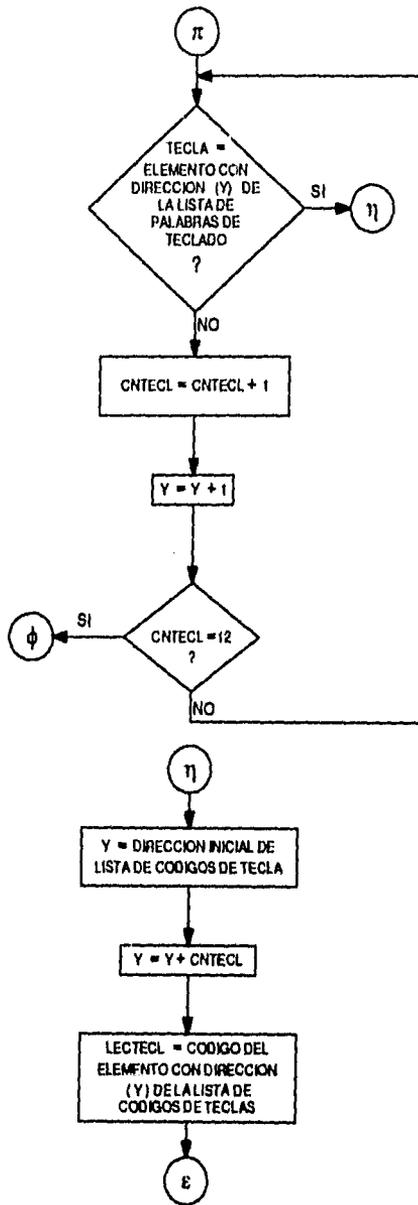
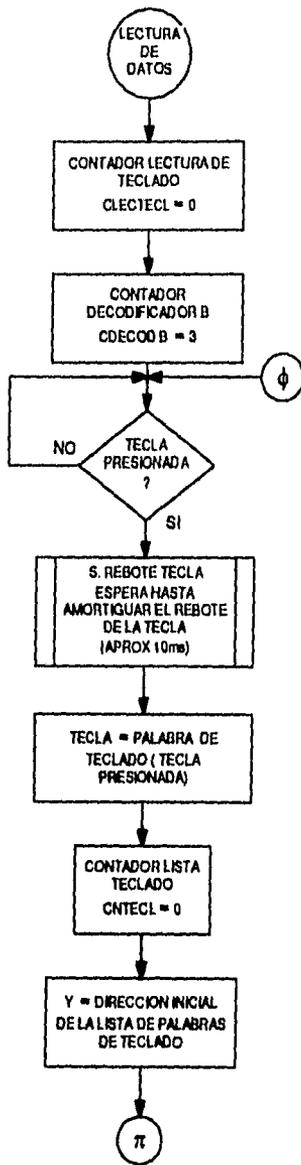
RUTINA DE SERVICIO DE INTERRUPCION DE TECLADO, PARA SELECCION DE TAREAS Y LECTURA DE PARAMETROS

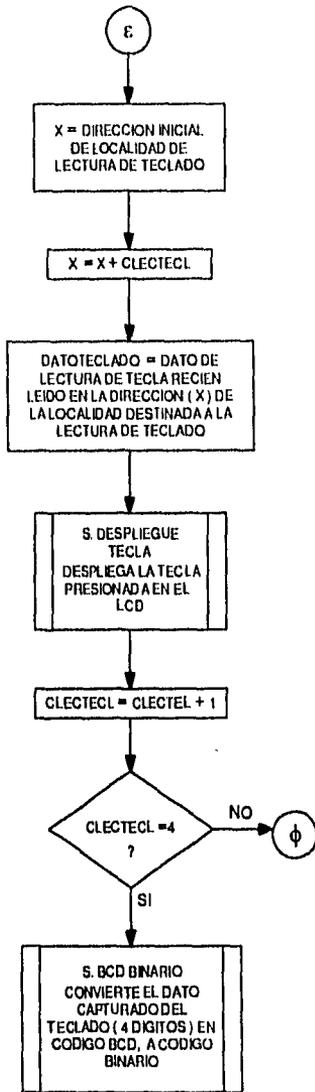
En el siguiente diagrama de flujo se define la rutina de interrupción que selecciona el tipo de medición que el dispositivo despliega, así como la lectura de los datos necesarios para los distintos cálculos. Igualmente se muestran las subrutinas de despliegue de "nivel de vacío", "área del contenedor", "densidad del líquido" y "calibración" y la subrutina de amortiguamiento de rebote de teclas.



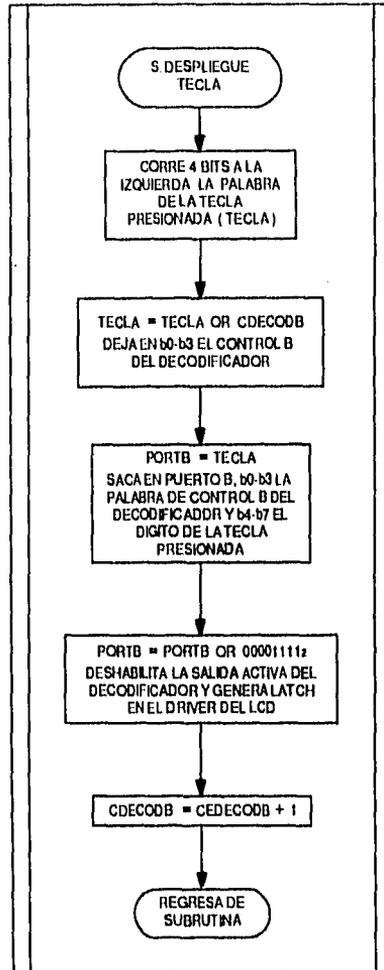




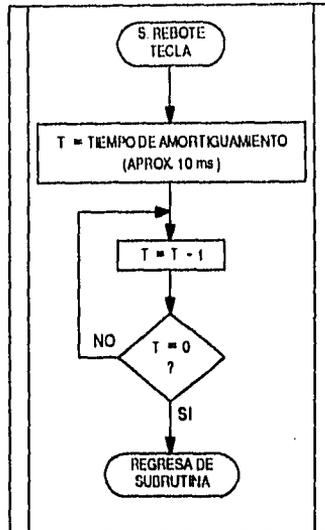




SUBROUTINA DE DESPLIEGUE DE TECLA PRESIONADA



SUBROUTINA DE
AMORTIGUAMIENTO
DE REBOTE DE
TECLA



Antes de iniciar con la explicación de la rutina de servicio de interrupción de teclado es importante hacer énfasis en el siguiente grupo de instrucciones extraído de la figura III.2.1, donde a partir de la etiqueta INICPRG, es programada la función de captura de entrada IC2 de la terminal 33 para generar una llamada a interrupción al detectar un frente negativo, mismo que se produce al presionar cualquier tecla del teclado matricial como se define en la sección II.5. El programa entonces continua la secuencia en la porción etiquetada con TECLADO.

```

#NICPRG      LDX #REGBAS
              BSET TCTL2,X,#08 * EDG2B, EDG2A=1:0 IC2 (FRENTE NEGATIVOS)
              LDAA #00
              STAA MODO * HACE MODO=0 SI MODO ES DIF DE CERO ENTONCES YA HIZO INTERR
              BCLR TFLG1,X,#FD * LIMPIA BANDERA IC2F
              BSET TMSK1,X,#02 * HABILITA INTERRUPTIONES EN IC2
              CLI * HABILITA INTERRUPTIONES
  
```

Para dar una breve explicación de la siguiente rutina de servicio es importante mencionar que la estructura básica de este programa a través de la cual se calcula iterativamente el tiempo de vuelo de la señal ultrasónica, puede ser interrumpida en cualquier instante por el teclado matricial de 12 teclas del módulo de programación y lectura, razón por la cual esta interrupción es habilitada justo al comienzo del programa, antes de la etiqueta FRNTP que marca el inicio del ciclo de generación de mediciones. La interrupción para servicio del teclado IC2 tiene por estas razones prioridad sobre la interrupción de detección de eco en IC3.

En la figura III.2.5 se observa la rutina de servicio de interrupción de teclado, aquí la segunda instrucción hace un salto a subrutina denominada REBOTECL, ésta se encarga simplemente de generar un retraso de aproximadamente 10 ms en los cuales el rebote natural de la tecla es amortiguado evitando que ésta sea leída erróneamente. De regreso de esta subrutina el programa lee la "palabra de teclado" presente en el puerto E, debida a la tecla presionada, esta palabra es un conjunto de 8 bits característico para cada tecla presionada producto de la configuración del sistema matricial del teclado (ver figura III.2.6). La siguiente instrucción SEI deshabilita interrupciones evitando cualquier posibilidad de error. Posteriormente se incrementa la variable MODO haciéndola igual a 1 para saber que ya se ejecutó la interrupción, luego hace el contador de la lista de palabras de teclado CNTECL igual a cero, además de cargar en el registro índice Y, la dirección inicial de la lista de palabras de teclado, en la cual se encuentran ordenadas las palabras que identifican a cada tecla.

```

TECLADO  LDX #REGBAS
         JSR REBOTECL
         LDAA #ORTE,X * LEE LA PALABRA DE TECLADO PRESENTE EN EL PUERTO E
         SEI * DESHABILITA INTERRUPTIONES
         BCLR TFLG1,X #FD * LIMPIA BANDERA IC2F
         INC MODO * INCREMENTA MODO PA SABER QUE YA HIZO INTERRUPTCION
         LDAB #000
         STAB CNTECL * HACE CONTADOR LISTA = 00
         LDY #LISTECL * CARGA Y CON DIRECCION INICIAL DE LA LISTA DE PALABRAS DE TECLADO

SIGLISTEC  CMPA 0,Y * COMPARA PALABRA DE TECLADO PRESENTE CON ELEMENTOS DE LIST DE PALAB
          BEQ CODIG * SI HAY COINCIDENCIA SALTA A CODIGO
          INC CNTECL * SI NO COINCIDE INCREMENTA EL CONTADOR DE LISTA PA ANALISAR SIG
          INY * INCREMENTA LA DIRECCION DE LA LISTA DE PALAB DE TECL
          LDAB #00C
          CMPB CNTECL * REvisa LAS 12 POSIBILIDADES DE PALABRAS DE TECLADO (12 TECLAS)
          BNE SIGLISTEC * SI NO HAY COINCIDENCIA EN LAS 12 ENTONCES ERROR
          RTI * Y REGRESA DE LA INTERRUPT A ESPERAR OTRA TECLA

CODIG      LDY #CODIGTEC * SUMA LA DIRECC INICIAL DE LIST DE COGIG DE TECL CON EL
          LDAB CNTECL * VAL DEL CONT DE LISTA DE PALABR DE TECLADO,
          ABY * EL RESULT ESTA EN Y
          LDAA 0,Y * CARGA EN ACCA EL CODIG CORRESPOND A LA TECLA PRESIONADA
          STAA SELTAR

          LDAA SELTAR * MODULO DE ANALISIS DE TECLA PARA SELECCION DE TAREA
          CMPA #07 * SI ES 7 SALTA A DESPNIVO PARA DESPL DATO DE NIVEL CERO PROGRAMADO
          BEQ DESPNIVO * Y LEER UN NUEVO DATO DE DISTANCIA AL NIVEL CERO O DE VACIO SI SE DESEA
          CMPA #08 * SI ES 8 SALTA A DESPAREC PA DESPLEGAR Y/O LEER EL DATO DEL AREA
          BEQ DESPAREC * DEL CONTENEOOR PA CALCULO DEL VOLUMEN
          CMPA #00 * SI ES 0 SALTA A DESPDES PA DESPLEGAR Y/O LEER EL DATO DE LA DENSIDAD
          BEQ DESPDENS * DEL LIQUIDO PA CALCULAR PESO
          CMPA #05 * SI ES 5 ENTONCES SALTA A TAREA DE
          BEQ TARCPEO * CALCULO DE PESO
          CMPA #04 * SI ES 4 ENTONCES SALTA A
          BEQ TARCVOL * TAREA DE CALCULO DE VOLUMEN
          CMPA #02 * SI ES 2 ENTONCES SALTA A
          BEQ TARCHIV * TAREA DE CALCULO DE NIVEL
          CMPA #01 * SI ES 1 EN TONCES SALTA A
          BEQ DESPDIST * DESPLEGAR DISTANCIA

          CMPA #0A * SI ES ** ENTONCES SALTA A DESPLEGAR CLAVE DE CALIBR (0000) Y LEE
          BEQ DESPCAL * DATO DISTANCIA DEL TRANSDUCTOR A LA SUPERFICIE PA CALIBRAR (FACREL)
          RTI * REGRESA DE LA INTERR A CONT COMO SI NO SE HUBIERA TECLEADO

```

Fig. III.2.5

A partir de la etiqueta SIGLISTEC el programa compara a la palabra de teclado presente en el puerto E con cada uno de los elementos de la lista de palabras indicados por el valor del registro índice Y, de existir coincidencia el programa salta a

CODIG, de lo contrario se incrementa el contador de lista de palabras de teclado CNTECL y el registro índice Y apuntando de esta manera al siguiente elemento, luego compara nuevamente a CNTECL, probando si se han ya revisado las 12 posibilidades de palabras, si éste no es igual a 12 entonces salta a SIGLIST a comparar con el siguiente elemento de la lista, de ser iguales, regresa de la interrupción mediante la instrucción RTI, considerando un error el no haber encontrado concordancia alguna.

En CODIG el programa ahora asigna el código correspondiente a la palabra de la tecla presionada al sumar la dirección inicial de la lista de "códigos de teclas", en la cual se encuentran los códigos que identifican a la tecla con el número inscrito sobre de ella, con el valor del contador de la lista de palabras de teclado CNTECL, de tal suerte que guarda en SELTAR al elemento número "CNTECL" de la lista. La última porción de la rutina de servicio de interrupción del teclado consiste en un módulo de análisis y comparación de la tecla presionada para la selección de la tarea a realizar, basada en una estructura de selección, donde dependiendo del valor del código de la tecla presionada realiza una de las siguientes 8 tareas;

- [1] Despliega dato programado de distancia del transductor a la superficie.
- [2] Cálculo de medición de nivel del fluido.
- [4] Cálculo de medición de volumen del fluido.
- [5] Cálculo de medición de peso del fluido.
- [7] Despliega dato programado de distancia al nivel de vacío y lee nuevo dato.
- [8] Despliega dato programado del área del contenedor y lee nuevo dato.
- [0] Despliega dato programado de densidad del fluido y lee nuevo dato.
- [*] Despliega "0000", lee dato de distancia y hace cálculo de calibración

Si cualquier otra tecla fuera presionada se ejecutaría la instrucción RTI regresando de la interrupción como si nunca se hubiera presionado una tecla.

Para comprender mejor el procedimiento de lectura de teclado es importante considerar las listas de palabras y códigos de teclas de la figura III.2.6, si por ejemplo se presionara la tecla marcada con el número "5", entonces la palabra leída en el puerto E sería: 11011110, el programa compararía a cada elemento de la lista de palabras con el dato leído en el puerto E, y haría un salto a CODIG al coincidir con el quinto elemento de la lista (11011110), suponiendo que la dirección del primer elemento de la lista de palabras de teclado fuera 3000_{16} , entonces el registro índice Y sería igual a 3005_{16} , y el contador de la lista de palabras de teclado CNTECL sería igual a 05. Por otro lado si se supone que la dirección inicial de la lista de códigos de teclas fuera 3010_{16} , entonces a partir de CODIG, se guardaría en SELTAR el quinto elemento de la lista de códigos, o lo que es lo mismo el dato del elemento de la lista de códigos con dirección, $3010_{16} + 05 = 3015_{16}$, es decir SELTAR = 000000101 que representa el valor numérico real de la tecla inscrita con "5".

TECLA PALABRA DE TECLA

	(BINARIO)	(HEXADEC)
(1)	10111101	\$BD
(2)	10111110	\$BE
(3)	10110111	\$B7
(4)	11011101	\$DD
(5)	11011110	\$DE
(6)	11010111	\$D7
(7)	11101101	\$ED
(8)	11101110	\$EE
(9)	11100111	\$E7
(*)	11111001	\$F9
(0)	11110110	\$FA
(#)	11110011	\$F3
	76543210	PORTEx

TECLA CODIGO DE TECLA

	(BINARIO)	(HEXADEC)
(1)	00000001	\$01
(2)	00000010	\$02
(3)	00000011	\$03
(4)	00000100	\$04
(5)	00000101	\$05
(6)	00000110	\$06
(7)	00000111	\$07
(8)	00001000	\$08
(9)	00001001	\$09
(*)	00001010	\$0A
(0)	00000000	\$00
(#)	00001011	\$0B
	76543210	PORTEx

Fig. III.2.6 Listas de palabras de teclas y códigos de teclas, para lectura del teclado matricial de 12 teclas.

Cualquiera de las teclas [1], [2], [4] ó [5] de cálculo de tipo de medición realiza un salto relativo a la porción del programa de la figura III.2.7, donde según fuera el caso de la tecla presionada, se hace la variable de selección de modo de medición SELNIVO igual al valor real de la tecla presionada que es la que determina el camino que el programa sigue en las estructuras de control de la línea principal del programa explicadas en las figuras III.2.3 y III.2.4. La última instrucción en cada una de estos conjuntos es JMP COMIPRG, la cual realiza un salto para comenzar la ejecución del programa con el nuevo dato de selección de modo de medición.

```
TARCPESO  LDAA #05  *HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
           STAA SELNIVO * IGUAL A 5 PA CALCULAR PESO DEL FULIDO
           BCLR PORTA,X #40 *GENERA CERO LOGICO EN PA6 (0),HABILITA DIGTO 5 DISPLAY
           JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON LOS NUEVOS DATOS

TARCVOL   LDAA #04  *HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
           STAA SELNIVO * IGUAL A 4 PA CALCULAR VOLUMEN DEL FULIDO
           BCLR PORTA,X #40 *GENERA CERO LOGICO EN PA6 (0),HABILITA DIGTO 5 DISPLAY
           JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON DATOS EXISTENTES

TARNIV    LDAA #02  *HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
           STAA SELNIVO * IGUAL A 2 PA CALCULAR NIVEL DEL FULIDO EN EL CONTENE
           BSET PORTA,X #40 *GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
           JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON DATOS EXISTENTES

DESPDIST  LDAA #01  *HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
           STAA SELNIVO * IGUAL A 1 PA DESPLEGAR SOLO DISTANCIA DEL TRANSDUCTOR A UNA
           SUPERFICIE
           BSET PORTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY,
           JMP COMIPRG * Y COMIENZA LA EJEC DEL PROGRAMA CON DATOS EXISTENTES
```

Fig. III.2.7

Por otro lado cualquiera de las teclas [7], [8], [0] y [*] de despliegue de parámetros y/o lectura de nuevos datos, realiza un salto relativo a la porción del programa mostrada en la figura III.2.8, aquí dependiendo de la tecla presionada, se carga el valor del parámetro escogido en la variable COCI, preparando el dato para ser desplegado, luego mediante la instrucción BSET PORTA, X \$40 deshabilita el dígito 5 del display y realizando un salto a la subrutina BINABCD6, la cual convierte el dato del parámetro

cualquiera que fuera (nivel de vacío, área ó densidad) de código binario a código bcd para 6 dígitos. De regreso de la subrutina realiza un nuevo salto, esta vez a la subrutina de despliegue DESPLI, donde el dato del parámetro existente en código bcd es acondicionado para desplegarse en el display de cristal líquido (LCD) en 4 dígitos. Por último, una vez que se ha mostrado la información del valor del parámetro deseado existente, el programa salta a la porción etiquetada con COMITEC1 de lectura de teclado para leer el nuevo dato del parámetro si se desea modificar.

```

DESPNIVO  LDAA NIVOD
          STAA COCID
          LDAA NIVOC
          STAA COCIC
          LDAA NIVOB
          STAA COCIB * PREPARA PARA DESPLEGAR EL DATO CONTENIDO DE NIVEL
          LDAA NIVGA * DE VACIO Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PARA LEER NUEVO DATO
          STAA COCIA * SI SE DESEA (EN mis.)
          BSET PORTA,X $40 *GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
          JSR BINABCD6
          JSR DESPLI
          JMP COMITEC1

DESPAREC  LDAA AREACOND
          STAA COCID
          LDAA AREACONC
          STAA COCIC
          LDAA AREACONB * PREPARA PARA DESPLEGAR EL DATO CONTENIDO DE AREA DEL
          STAA COCIB * CONTENEDOR Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PA LEER NUEVO DATO
          LDAA AREACONA * SI SE DESEA (EN mis.2).
          STAA COCIA
          BSET PORTA,X $40 *GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
          JSR BINABCD6
          JSR DESPLI
          JMP COMITEC1

DESPDENS  LDAA DENSID
          STAA COCID
          LDAA DENSIC
          STAA COCIC
          LDAA DENSIB
          STAA COCIB * PREPARA PARA DESPLEGAR EL DATO CONTENIDO DE DENSIDAD
          LDAA DENSA * Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PARA LEER NUEVO DATO
          STAA COCIA * SI SE DESEA (EN kg/ls).
          BSET PORTA,X $40 *GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
          JSR BINABCD6
          JSR DESPLI
          JMP COMITEC1

DESPCAL  LDAA CVECALD
          STAA COCID
          LDAA CVECALC
          STAA COCIC
          LDAA CVECALB
          STAA COCIB * PREPARA PARA DESPLEGAR CLAVE DE CALIBRACION (0000)
          LDAA CVECALA * Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PARA LEER DATO DE DISTANCIA DEL
          STAA COCIA * TRANSDUCTOR A LA SUPERFICIE PA CALIBRAR (NUEVO FACREL)
          BSET PORTA,X $40 *GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
          JSR BINABCD6
          JSR DESPLI
          JMP COMITEC1

```

Fig. III.2.8

En COMITEC1 el programa nuevamente se dispone a leer información del teclado, esta vez es el dato del nuevo parámetro. Para esto es importante recordar que el sistema trabaja con punto decimal fijo y que cada evento de captura de datos espera la lectura de 4 teclas; la primera de ellas que representa el valor de las unidades, la

segunda la de las décimas de unidad, separada del primer dato por el punto decimal fijo en esta posición, la tercera las centésimas y la cuarta y última las milésimas de unidad. Esto en virtud de que los parámetros de "nivel de vacío", "área del contenedor" y "densidad del fluido" utilizan cuando más un entero y hasta tres decimales de resolución. (figura III.2.9)

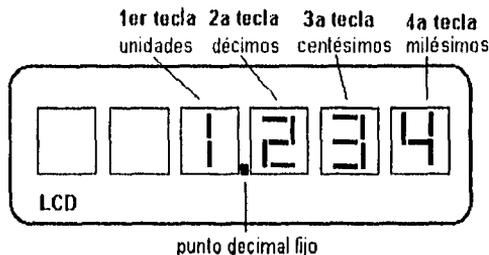


Fig. III.2.9 Captura de parámetros en display, con 4 dígitos y punto decimal fijo.

En la figura III.2.10 el programa comienza en COMITEC1 haciendo el contador de lectura de teclas CLECTECL igual a 0, éste es el que lleva el registro del número de veces que han sido presionadas las teclas, luego hace igual a 3 al contador B del decodificador CDECODB, necesario para controlar el despliegue en el LCD del valor de las teclas al momento de ser presionadas. En la etiqueta INICTEC1 se acondiciona a la función de captura de entrada IC2 para responder a frentes negativos al poner en 1 la bandera IC2F recién limpiada, posteriormente el programa entra al ciclo de espera mostrado a continuación;

LOOPTEC BRCLR TFLG1.X #02 LOOPTEC

donde la ejecución se detiene hasta detectar en la terminal 33 (IC2) el frente negativo generado al momento de presionar cualquier tecla. A partir de este instante el programa da lectura al teclado en forma idéntica a la explicada a partir de la figura III.2.5, hasta el punto en el que el valor real en código bcd de la tecla presionada es guardado, esta vez en la variable de nombre TECLA. La variante ahora hace que el dato de 8 bits leído sea guardado a partir de la dirección inicial de la localidad reservada para alojar los datos de la lectura de teclado #LECTECL. A continuación hace un salto a subrutina DESPTTEC, donde se despliega en el display de cristal líquido el valor de la tecla presionada. De regreso de la subrutina se incrementa el contador de lectura de teclado mediante la instrucción INC CLECTECL, luego compara al mismo contador contra 4, para probar si se han leído ya las 4 teclas, de ser así el programa salta a la porción del programa etiquetada con BCDBIN, donde se convierte el dato del parámetro recién leído esta vez en código bcd a código binario, para poder ser posteriormente procesado y operado en las distintas subrutinas de la estructura básica

del programa. En caso de que el contador CLECTECL fuera menor a 4 entonces el programa hace un salto a INICTEC1 para esperar la siguiente tecla.

```

COMITEC1  LDAA #000
          STAA CLECTECL
          LDAA #003
          STAA CDECOB * CARGA CONTADOR DECODIF B CON 3

INICTEC1  BSET TGT1.2.X #00 * EDG2B, EDG2A=1.0 IC2 (FRENTE NEGATIVOS)
          BCLR TFLG1.X #FD * LIMPIA BANDERA IC2F

LOOPTEC   BRCLR TFLG1.X #02 LOOPTEC * ESPERA A QUE SE PRESIONEN LAS TECLAS
          JSR REBOTECL * SALTA A AMORTIGUAR REBOTE DE TECLAS
          LDAA PORTE.X * LEE LA PALABRA DE TECLADO PRESENTE EN EL PUERTO E
          BCLR TFLG1.X #FD * LIMPIA BANDERA IC2F
          LDAB #000
          STAB CNTECL * HACE CONTADOR LISTA = 00
          LDY #LISTECL * CARGA Y CON DIRECCION INICIAL DE LA LISTA DE PALABRAS DE TECLADO

SIGLISTEC1 CMPA 0,Y * COMPARA PALABRA DE TECLADO PRESENTE CON ELEMENTOS DE LIST DE PALAB
          BEQ CODIG1 * SI HAY COINCIDENCIA SALTA A CODIGO
          INC CNTECL * SI NO CONCIDE INCREMENTA EL CONTADOR DE LISTA PA ANALISAR SIG
          INY * INCREMENTA LA DIRECCION DE LA LISTA DE PALAB DE TECL
          LDAB #00C
          CMPB CNTECL * REvisa LAS 12 POSIBILIDADES DE PALABRAS DE TECLADO (12 TECLAS)
          BNE SIGLISTEC1 * SI NO HAY COINCIDENCIA EN LAS 12 ENTONCES ERROR
          JMP INICTEC1 * Y REGRESA DE LA INTERRUPC A ESPERAR OTRA TECLA

CODIG1    LDY #CODIGTEC * SUMA LA DIRECC INICIAL DE LIST DE COGIG DE TECL CON EL
          LDAB CNTECL * VAL DEL CONT DE LISTA DE PALABR DE TECLADO,
          ABY * EL RESULT ESTA EN Y
          LDAA 0,Y * CARGA EN ACCA EL CODIG CORRESPOND A LA TECLA PRESIONADA
          STAA TECLA
          LDX #LECTECL * SUMA LA DIRECCION INICIAL DE LOCALIDAD DE LECTURA DE TECLADO
          LDAB CLECTECL * CON EL VALDR DEL CONTADOR DE LECTURA DE TECLADD
          ABX * Y COLOCA EL RESULTADO EN X
          STAA 0,X * Y LO GUARDA A PARTIR DE LA DIRECCION INICIAL DE LECTURA DE TECLAS

          JSR DESPTEC * AHORA SALTA A RUTINA PARA DESPLEGAR LA TECLA PRESIONADA

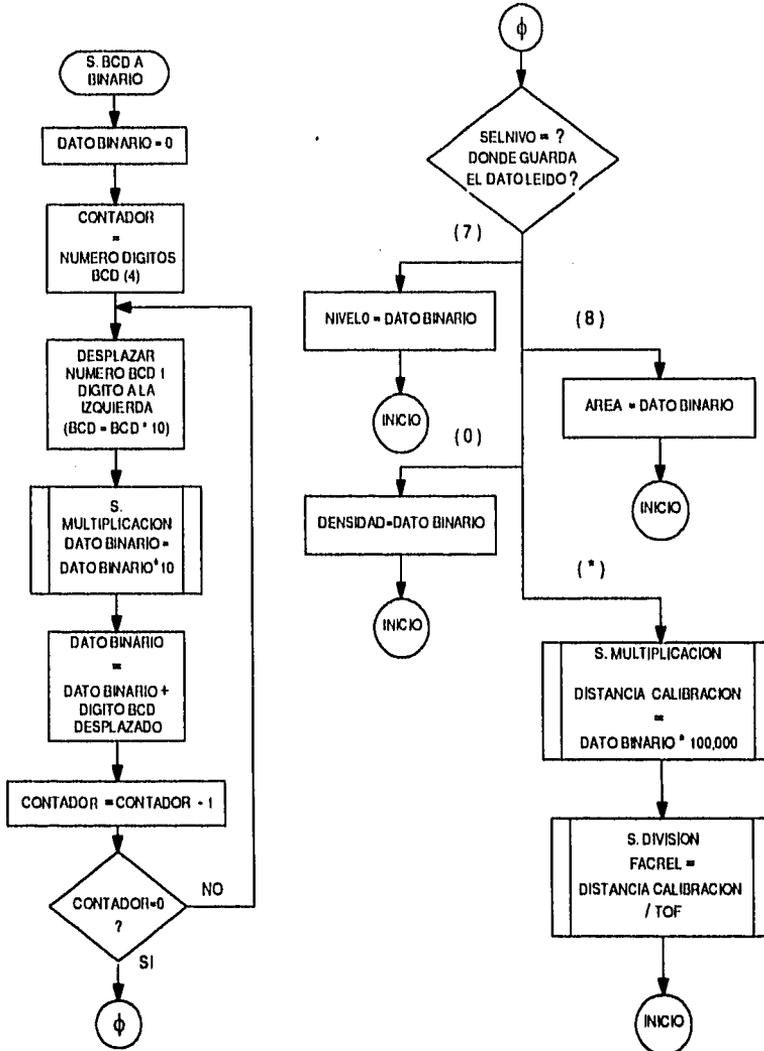
          INC CLECTECL * INCREMENTA EL CONTADOR DE LECT DE TECLADD
          LDAA #04 * COMPARA EL CONTADOR DE LECTURA DE TECLADO
          CMPA CLECTECL * SI ESTE ES IGUAL QUE 4 ENTONCES YA CAPTURE LOS
          BEQ BCDBIN * 4 TECLASOS Y SALTA PARA CONV LOS DIGIT BCD A BINARIO
          JMP INICTEC1 * SI NO REGRESA A ESPERAR LA SIG TECLA

```

Fig. III.2.10

SUBROUTINA DE SELECCION DE DIRECCIONAMIENTO DE PARAMETROS Y CALIBRACION

Durante esta rutina los datos de los distintos parámetros son leídos del teclado en código BCD, convertidos a código binario e inscritos en la constante del parámetro que ha requerido ser modificado. De igual forma el dato de distancia es utilizado para calibrar el instrumento recalculando la velocidad del sonido en función de nuevas condiciones de medición como se muestra en el diagrama de flujo.



En la rutina de servicio de interrupción de teclado se mencionan las diferentes secuencias y tareas realizadas al presionar las diferentes teclas; sin embargo, vale la pena mencionar en forma independiente la rutina de calibración, la cual es ejecutada al presionar la tecla marcada con asterisco " * ". Después de desplegar "0000" en el display de cristal líquido para indicar la función de calibración, el programa salta a la porción etiquetada con COMITEC1, donde espera que sean presionadas 4 teclas consecutivas donde es leído el dato de la distancia del transductor a una superficie para calibrar el instrumento. Una vez que la última tecla es digitada el programa pasa el control a la subrutina BCDBIN, aquí el dato recién leído, el cual se encuentra en código bcd, es convertido a código binario, posteriormente el programa realiza una breve secuencia de "selección de direccionamiento de lectura de parámetros", que como se muestra en el diagrama de flujo del mismo nombre, escoge a que variable se le asigna la información recién leída. Así, en el caso de que la palabra de control SELTAR fuera igual 0A₁₆, entonces el programa se dirige a la sección etiquetada como CALIBRA, mostrada en la figura III.2.11.

```

CALIBRA      LDAA DATBND
             STAA MULNDOO
             LDAA DATBNC
             STAA MULNDOC * GUARDA LOS DATOS DEL TECLADO DE DISTANCIA DEL TRANSDUCTOR
             LDAA DATBIB * A LA SUPERFICIE CONVERTIDOS EN BINARIO EN EL MULTIPLICANDO
             STAA MULNDOB
             LDAA DATBINA
             STAA MULNDOA
             LDAA #501
             STAA MULDORC * GUARDA 100,000 EN EL MULTIPLICADOR
             LDAA #586
             STAA MULDORB
             LDAA #5A0
             STAA MULDORA

             JSR PMULTES * SALTA A SUBRUT DE MULTIPL Y HACE 100,000*DIST DE CALIBR

             LDAA PRODD
             STAA DIVNDOO
             LDAA PRODC
             STAA DIVNDOC * HACE PRODUCTO IGUAL A DIVIDENDO
             LDAA PRODB
             STAA DIVNDOB
             LDAA PRODA
             STAA DIVNDOA
             LDAA #500
             STAA DIVSORO
             STAA DIVSORC * HACE DIVISOR D y A = 0
             LDD TOF
             STAA DIVSORB * GUARDA BYTE MEDIO DE TOF EN DIVISOR B
             STAA DIVSORA * GUARDA BYTE BAJO DEL TOF EN DIVISOR A

             JSR DIVGRAL * SALTA A SUBRUTINA DE DIVISION GRAL
             LDAA COCID * PARA HACER FACREL = (DIST DE CALIBR)/TOF
             STAA FACRELD
             LDAA COCIC
             STAA FACRELC
             LDAA COCIB
             STAA FACRELB
             LDAA COCIA
             STAA FACRELA * Y LUEGO SALTA A COMENZAR EL PROGRAMA CON NUEVOS DATOS DE
             JMP COMIPRG * FACREL RECALIBRADO (RECORDAR QUE FACREL=5*5*VEL.SONIDO)

```

Fig. III.2.11

El principio de calibración se deduce a partir de la ecuación I.3.3 para la obtención de la distancia del transductor a una superficie. Si se recuerda, en la línea principal del programa el producto del tiempo de vuelo por una constante de conversión a distancia

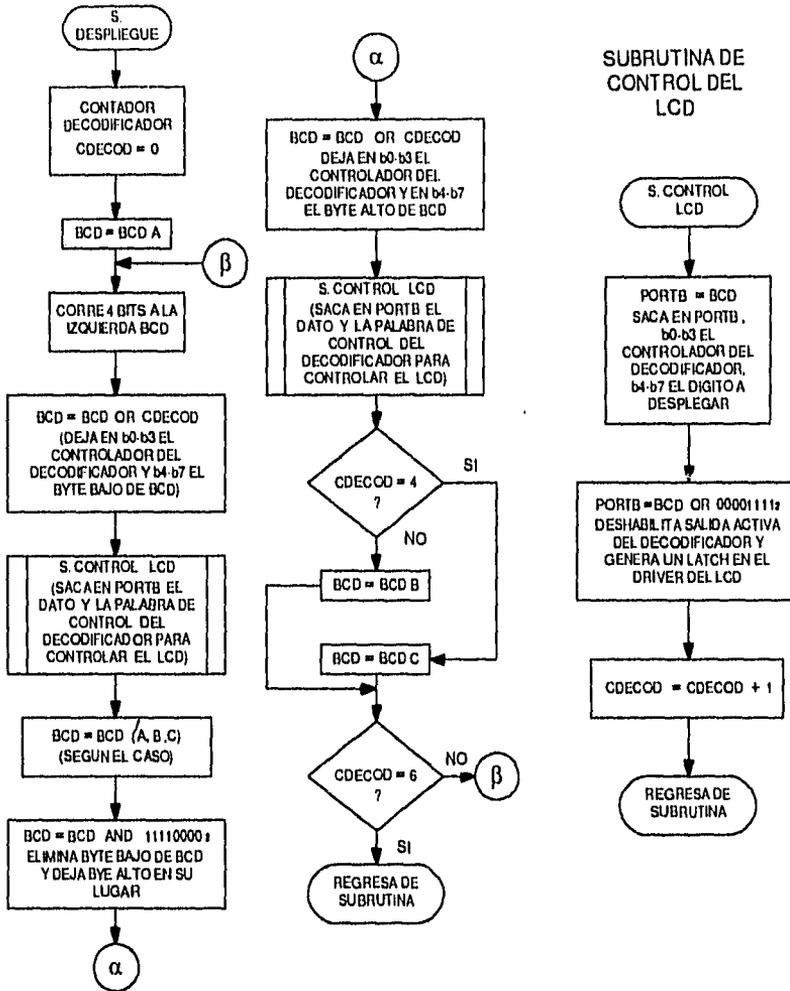
denominada FACREL, determina el valor de la distancia. Aunque en dicho análisis el valor de FACREL es 8575, éste en realidad es una variable, de la cual depende la conversión a la distancia, si se despeja esta de la expresión, entonces ahora el factor de conversión es función de la distancia conocida.

$$\begin{aligned}d &= 0.5c \cdot \text{TOF}_f \\d &= 8575 \cdot \text{TOF} \text{ (por default)} \\d &= \text{FACREL} \cdot \text{TOF} \\ \text{FACREL} &= d / \text{TOF}\end{aligned}$$

Si este nuevo factor calculado es utilizado para las mediciones subsecuentes se está entonces recalibrando al instrumento. En realidad lo único que se está haciendo es volver a calcular la velocidad del sonido en el medio, la cual como se ha mencionado varía por diversos factores. Así pues, al inicio de este segmento del programa, se acondiciona el dato binario DATBIN para luego saltar a la subrutina de multiplicación, donde se calcula el producto del dato binario, en el cual se encuentra el valor de la distancia de calibración, por 100,000, es importante utilizar este factor pues posteriormente el programa salta a la subrutina de división a dividir entre el valor de TOF contabilizado, y en virtud que esta subrutina sólo ejecuta divisiones enteras es necesario añadir entonces ceros al dato de la distancia. Por último, el cociente calculado se carga en la variable FACREL, para luego dirigir la secuencia al inicio del programa una vez más.

SUBROUTINA DE DESPLIEGUE DE INFORMACION Y CONTROL DE "LCD"

La subrutina de despliegue tiene la tarea de acondicionar la información que se desea mostrar, para ser desplegada en el display de cristal líquido de 6 dígitos ("LCD"), tal y como se esquematiza en el diagrama de flujo.



A continuación se explica el desarrollo de la subrutina de calibración mostrada en la figura III.2.13.

Para comenzar, es importante mencionar que fueron utilizadas 3 variables, las cuales contienen los dígitos en código bcd a ser desplegados; BCDA, BCDB y BCDC, cada

una de éstas contiene de hecho dos números bcd, pues están conformadas por 8 bits cada una, de tal suerte que las tres variables alojan los 6 dígitos desplegados en el display, siendo BCDA la variable menos significativa en cuanto al peso de los dígitos y BCDC la más significativa como se muestra en la figura III.2.12

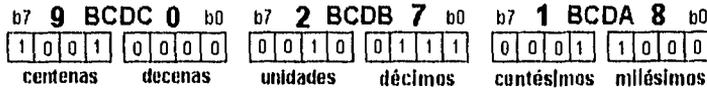


Fig. III.2.12

El programa comienza en DESPLI, cargando el contador de control del decodificador CDECOD con cero, éste tiene la función de indicar que salida del decodificador es activada, controlando así el despliegue de alguna posición específica de dígitos (unidades, décimos, centésimos etc.), luego carga en la variable BCD al par BCDA donde se encuentran los dos dígitos bcd menos significativos, (centésimos y milésimos). Para comprender más fácilmente el procedimiento sería útil suponer que el dato en BCD es "25" esto es "2" el valor de los centésimos y "5" el de los milésimos, por lo tanto la representación en código bcd es "0010-0101". A partir de la etiqueta SIGDIG comienza a acondicionar la información para ser desplegada corriendo 4 bits a la izquierda la palabra BCD en el ciclo CORRBCD, de tal suerte que los bits más significativos del par (b7-b4), en este caso donde se encontraba el dígito de los centésimos, se pierden al salir por la izquierda, quedando sustituida esta posición ahora por los bits menos significativos, es decir por el dato de los milésimos. Al estar ejecutando una instrucción de desplazamiento lógico a la izquierda LSLA, la posición menos significativa (b3-b0) queda entonces ocupada por ceros. Tomando en cuenta al ejemplo citado entonces se tendría ahora BCD = 0101-0000. Para tener en la misma variable el valor del dígito bcd con el que se esté trabajando y el valor de control del decodificador, se hace la función OR de la variable BCD con CDECOD, mediante la instrucción ORAA CDECOD, en la inteligencia de que el acumulador A fue previamente cargado con BCD, de esta manera se tiene ahora en el byte alto de BCD (b7-b4) al dígito bcd a desplegar y en el byte bajo (b3-b0) el valor de la salida activa del decodificador, en este ejemplo por ser el contador CDECOD aun cero, entonces la variable BCD queda como BCD = 0101-0000. A continuación el programa salta a la subrutina de control del display de cristal líquido (LCD) etiquetada con DSPDECOD.

```

DESPLI      LDAA #00
            STAA CDECOD * CARGA CONTADOR DECODIFICADOR CON 0
            LDAA BCDA
            STAA BCD * CARGA EL BYTE MAS BAJO BCD EN BCD

SIGDIG      LDAA BCD * CARGA ACUM A CON BCD
            LOY #04

CORRBCD     LSLA * CORRE 4 BITS A LA IZQ LA PALABRA BCD
            DEY * PARA DEJAR LOS BITS DEL DITO MENOS SIGNIF EN LA POSIC
            BNE CORRBCD * MAS SIGNIF PARA DESPLEGAR
            ORAA CDECOD * A OR VALOR DE CNTRL DECODIF PA DEJAR EN b7-b3 DE A EL DIG BCD Y b3-b0 EL CNTRL
DECOD
    
```

```

JSR DSPDECOD * SALTA RUTINA DESPLIEQUE EN LCD DEL BIT BAJO DEL PAR BCD
LDAA BCD * CARGA NUEVAMENTE BCD EN A
ANDA #0F0 * A AND 11110000 PA ELIMINAR BITS BAJOS PAR BCD Y DEJAR ALTOS EN LUGAR ORIG b7-b4
ORAA CDECOD * HACE OR PARA DEJAR EN b0-b3 EL CNTRL DECOD
JSR DSPDECOD * SALTA A RUTINA DE DESPLI
LDAB #04
CMPB CDECOD * PRUEBA CNTRL DEL DECODIF.SI ES MENOR DE 4 SIGUE Y APUNTA AL PAR DE BYTES BCD
BEQ BYTBCDC * MEDIOS (BCDB),SI ES IGUAL SALTA A APUNTA AL PAR DE BYTES MAS SIGNIFICATIVO (BCDC)
LDAA BCDA-1 * APUNTA AL PAR MEDIO DE BYTES BCD (BCDB)
STAA BCD * LO GUARDA EN BCD
JMP PBDESBYT * SALTA SIEMPRE PAHA PROBAR SI SE HAN DESPLEGADO LOS 6 DIGITOS

BYTBCDC LDAA BCDA-2 * APUNTA AL PAR DE BYTES MAS SIGNIFIC BCD (BCDC)
STAA BCD * LO GUARDA EN BCD

PBDESBYT LDAA #06
CMPA CDECOD * PRUEBA EL CNTRL DEL DECODIF.SI ES MENOR A 6 NO A ACABADO DE
BNE SIGDIG * DESPL TODOS LOS DIGIT.ENTONCES SALTA A SIGUIENTE DIGITO (SIGDIG)
RTS * REGRESA DE SUBROUTINA DE DESPLEGADO

DSPDECOD STAA PORTB,X * SACA EN PTO B b0-b3 PALABRA CNTRL DECODIFICADOR,b4-b7 DIGITO EN BCD
ORAA #0F * DESHABILITA SALIDA ACTIVA DEL DECODIFICADOR, Y GENERA UN
STAA PORTB,X * UN LATCH EN EL DRIVER DEL LCD.
INC CDECOD * INCREMENTA EL CONTROLADOR DEL DECODIFICADR
RTS * REGRESA DE LA SUBROUTINA.

```

Fig. III.2.13

Al final de la figura III.2.13 se observa la subrutina DSPDECOD, donde el valor de la palabra en BCD, la cual contiene el dígito a desplegar y el control del decodificador, es sacada por el puerto B, al cual se encuentran conectados los dispositivos electrónicos o "hardware" a los que se pretende controlar como se explica en la sección II.4. Así el *byte* bajo (b3-b0) controla a la línea de selección del decodificador de tal suerte que se activa sólo una de las diferentes salidas del mismo, habilitando exclusivamente al convertidor bcd a 7 segmentos de la posición del dígito bcd en turno para ser desplegado, el cual tiene a su vez como datos bcd de entrada al *byte* alto (b7-b4) con el valor del dígito bcd (ver figura III.2.14). Luego hace BCD OR 00001111₂ y el resultado es sacado nuevamente por el puerto B, así en el ejemplo citado se tendría PORTB = 0101-1111, con lo que se lograría deshabilitar la salida activa del decodificador (Sx=0), generando un "latch" en el convertidor bcd a 7 segmentos, de tal modo que mantenga el dígito recién desplegado en el LCD, para evitar que éste cambiará aun cuando el valor del dígito bcd varíe. Por último se incrementa el valor de control del decodificador, quedando para el ejemplo CDECOD=1, el programa regresa con RTS a continuar con la subrutina de despliegue.

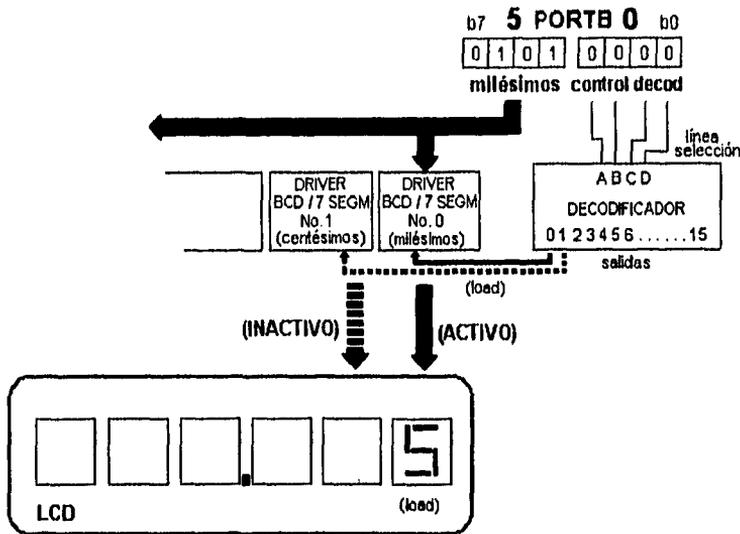


Fig. III.2.14 Procedimiento de despliegue en el LCD del dígito del *byte* menos significativo del par BCD.

De regreso de la subrutina se utiliza una vez más la variable BCD original donde están contenidos el par de dígitos bcd con el que se trabaja, en esta ocasión se hace la operación $\text{BCD AND } 11110000_2$, con la que se pretende eliminar los *bits* bajos del par (b3-b0) y dejar los *bits* altos sin modificación y en su posición original (b7-b4), regresando al ejemplo se tendría entonces $\text{BCD} = 0010-0000$. A continuación se hace de nuevo la operación OR de BCD con el valor de control del decodificador CDECOD (ahora ya igual a 1 en el ejemplo), resultando en $\text{BCD} = 0010-0001$, de tal manera que se vuelve a tener en el *byte* alto de BCD (b7-b4) al dígito bcd a desplegar, ahora el de los centésimos y en el *byte* bajo (b3-b0) el nuevo valor de la salida activa del decodificador. Posteriormente se realiza el salto a la subrutina de control del LCD DSPDECOD realizándose el procedimiento antes descrito una vez más (ver figura III.2.15).

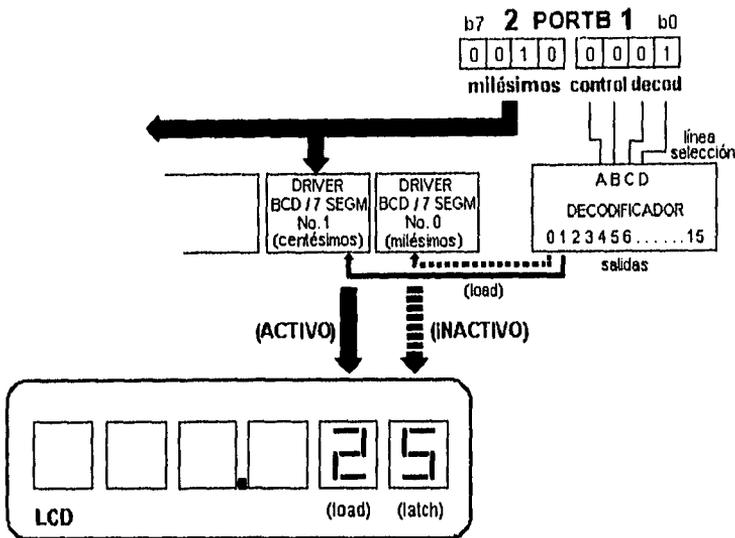


Fig. III.2.15 Procedimiento de despliegue en el LCD del dígito del byte más significativo del par BCD.

De vuelta, una vez más de la subrutina DSPDECOD, el programa se encarga de seleccionar el par BCD siguiente, esto es si recién desplegó milésimos y centésimos de BCDA, ahora el programa toma BCDB, haciéndolo igual a la variable BCD para trabajar con el par de décimos y unidades, ó decenas y centenas si el par en turno fuera BCDC. Por último en el grupo de instrucciones;

```

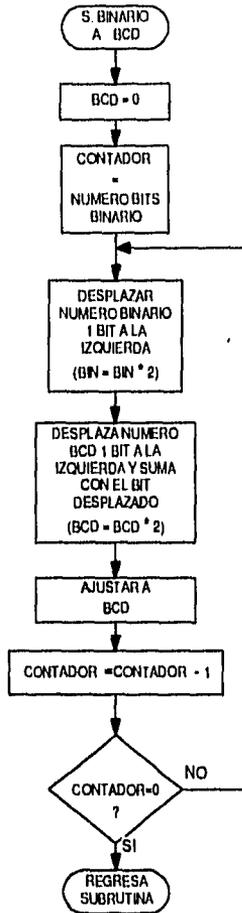
PBDESBYT  LDAA #06
          CMPA CDECOD * PRUEBA EL CNTRL DEL DECODIF SI ES MENOR A 6 NO A ACABADO DE
          BNE SIGDIG * DESPL TODOS LOS DIGIT.ENTONCES SALTA A SIGUIENTE DIGITO (SIGDIG)
          RTS * REGRESA DE SUBROUTINA DE DESPLEGADO

```

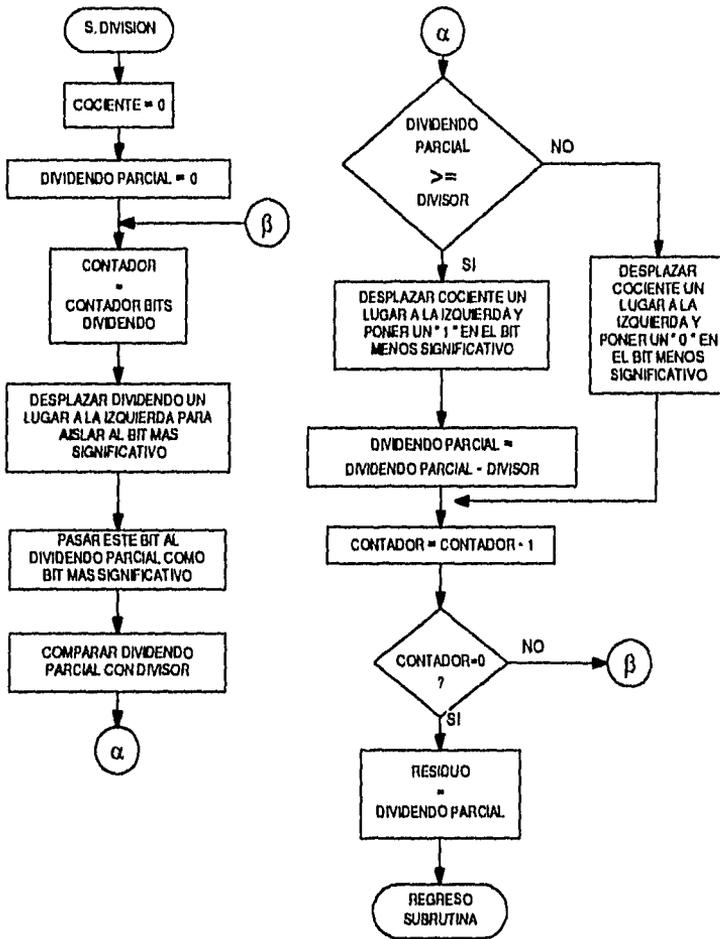
el programa prueba si se han desplegado ya los 6 dígitos bcd, de no ser así éste regresa el control a la etiqueta SIGDIG, para realizar todo el procedimiento, descrito anteriormente, de acondicionamiento del par de dígitos bcd siguiente.

Por último se muestran los diagramas de flujo de las subrutinas de CONVERSION DE CODIGO BINARIO A BCD, MULTIPLICACION Y DIVISION, sin incurrir en explicaciones al respecto pues éstas se basan en algoritmos conocidos.

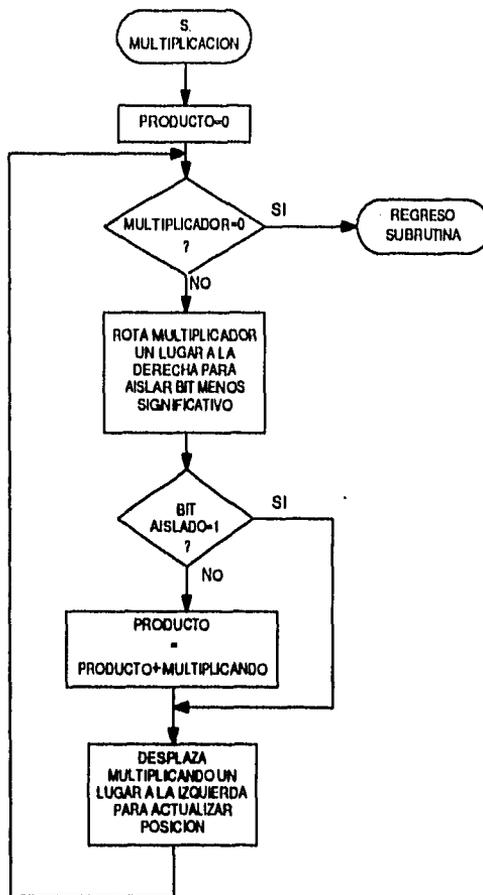
SUBROUTINA DE CONVERSION DE CODIGO BINARIO A BCD



SUBROUTINA DE DIVISION



SUBROUTINA DE MULTIPLICACION



Hasta aquí hemos presentado la sección de programación, donde además de explicar los pasos de diseño del programa de control se menciona la manera en la que se integra el sistema. Una vez integrado el dispositivo, éste debe funcionar en su conjunto para lo que ha sido creado, por lo que sólo resta comenzar la sesión de experimentación en el laboratorio.

CAPITULO IV

PRUEBAS DE LABORATORIO

IV.1 METODOLOGIA DE EXPERIMENTACION

Una vez diseñado e integrado el sistema que conforma el instrumento de medición de niveles, es necesaria su caracterización como tal, para de esta manera calificar el desempeño del mismo. Se pretenden determinar algunas características estáticas del dispositivo mediante la experimentación en el laboratorio a través de una metodología sencilla, dichas características conforman la hoja de especificaciones del instrumento, y se listan a continuación:

- a) Exactitud
- b) Precisión
- c) Rango
- d) Sensibilidad
- e) Resolución

CONSIDERACIONES

Aunque el dispositivo de medición diseñado hace uso del principio de ultrasonido y de un microcontrolador para determinar mediciones múltiples de, distancia, nivel, volumen y peso, la realidad es que el principio de operación del aparato se simplifica exclusivamente a la medición de distancia del transductor a una superficie, y mediante cálculos sencillos en el microcontrolador es posible inferir las demás mediciones. Por esta razón la experimentación y la obtención de las características estáticas se centra en el análisis de esta variable. Desgraciadamente el análisis en la medición de nivel, volumen y peso, se vuelve difícil, pues es necesaria la implementación de una instalación y metodología costosa, ya que se requiere en todo momento de un

contenedor de dimensiones considerables, el cual debe limitar algún fluido, mismo que para ser detectado en el dispositivo de medición como una variación de nivel de tan sólo unos centímetros, necesitaría desplazar varios cientos de litros por su gran tamaño, ésta es sin duda la razón por la cual la experimentación se restringe sólo al laboratorio y no al campo.

Como es conocido las características estáticas de un instrumento son válidas únicamente si éste es operado bajo condiciones específicas de calibración, estas condiciones ambientales como temperatura, presión, humedad etc. deben ser controladas en todo momento.

En la etapa de experimentación para el análisis del dispositivo de medición de niveles, se optó por monitorear sólo dos variables; temperatura y humedad relativa, siendo éstas especialmente importantes por la alta dependencia existente entre ellas y la velocidad del sonido en el medio.

METODOLOGIA

Para fines más adecuados de análisis, el experimento se ha dividido en dos:

I) El primero caso se centra en el análisis de la distancia del transductor a una superficie, todas las características en estudio se determinan a partir de esta variable, aun para la determinación de nivel, donde por ejemplo a partir de un valor de nivel cero, o distancia del transductor a la base del contenedor ficticia alimentada al sistema, se aparenta que el nivel varía, cuando es exclusivamente la distancia del transductor a la superficie la que está cambiando.

II) Para el segundo caso, es necesario remitirse al funcionamiento mismo del sistema, que aunque como se mencionó en los párrafos anteriores, resume su operación en la detección de distancia, ésta es en realidad calculada a partir la determinación del retraso en el tiempo entre la salida de la señal de ultrasonido y la llegada de la señal de eco, por lo que siendo más específicos aun, podría considerarse que el instrumento en análisis mide exclusivamente el tiempo transcurrido entre dos eventos, de aquí que para su caracterización sea indispensable el observar las lecturas de tiempo detectadas en el microcontrolador y expresadas en ciclos de máquina.

En ambos casos el experimento consiste en fijar el transductor en un soporte móvil, el cual permite el ajuste en tres ejes para lograr el óptimo direccionamiento de la señal de ultrasonido. El transductor montado en su soporte es apuntado hacia una superficie sólida procurando que la cara del transductor se encuentre siempre paralela a la superficie, de tal manera que los pulsos ultrasónicos incidan perpendicularmente a ésta. Debido a que el instrumento obtiene el valor de la distancia a partir de calcular el producto del tiempo de vuelo por un factor constante que considera la velocidad del sonido de 343 m/s, el cual es válido sólo para ciertas condiciones atmosféricas (20 °C, 1 atm. etc.), es necesario entonces el recalibrar el instrumento para realizar el

experimento con las condiciones imperantes, esto se consigue colocando el transductor a una distancia fija aproximadamente de la mitad del rango de mediciones (1.20 m.), posteriormente se determina la distancia entre la superficie y la cara del transductor mediante un flexómetro, luego este valor es introducido al sistema como distancia de calibración, pulsando la tecla (*), e introduciendo la cantidad con 3 decimales de resolución, posteriormente se registra la lectura de temperatura ambiente y humedad relativa. A partir de este momento el instrumento está calibrado y debe mostrar en el display de cristal líquido el valor de la distancia de calibración.

La idea del experimento es realizar una serie de mediciones sucesivas, variando la posición del transductor y su soporte con respecto a la superficie, esto es, alejándolo cada vez más de la superficie donde incide la señal de ultrasonido, cada nueva distancia debe ser leída en el display de cristal líquido y corroborada contra el valor de la distancia medida con un flexómetro, la cual funge como distancia real para efectos de análisis, ambas lecturas deben ser registradas al igual que las condiciones de temperatura y humedad relativa leídas en un termómetro digital al instante del evento, ver figura IV.1.1.

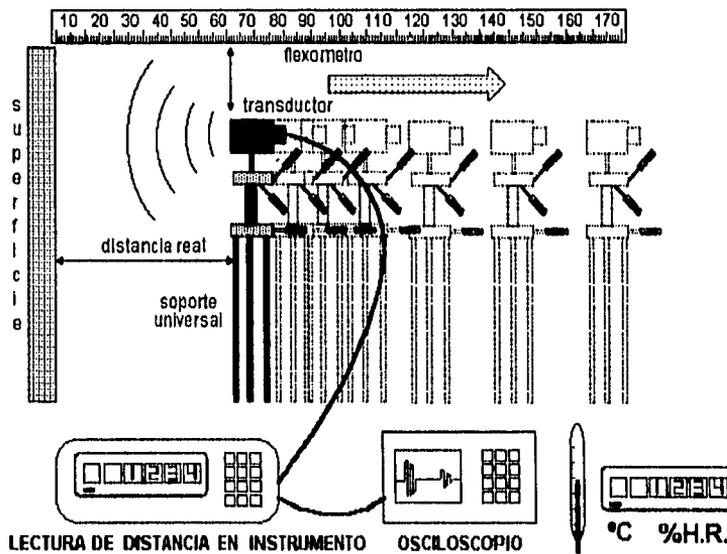


Fig. IV.1.1 Diagrama de secuencia experimental.

Dado que el instrumento está diseñado para medir niveles, los cuales varían dentro de un contenedor a partir de una posición fija del transductor, y en virtud de que en este experimento se pretende generar el mismo efecto de manera artificial, en este caso

siendo el transductor el que varía su distancia con respecto a una superficie fija, es de esperarse que el movimiento del mismo desajuste su direccionamiento, por lo que es necesario el ajustar nuevamente la dirección de la señal mediante el soporte universal, apoyándose en el análisis de las señales visualizadas en un osciloscopio.

Para ejemplificar la medición de las demás variables como nivel, volumen y peso, su lectura es únicamente simulada, a partir de la medida de distancia. Para esto, es necesario hacer ciertas consideraciones como se muestra en la figura IV.1.2, de esta manera se imagina un contenedor abierto, de área cuadrada de 0.224 m. de lado por 1.20 m. de alto, de tal suerte que desarrolla una superficie uniforme a lo largo de toda su altura de 0.05m², por otra parte se considera que el transductor está dispuesto a una altura de 1.80 m. con respecto al fondo del contenedor, y por último se supone que el contenedor en cuestión contiene una sustancia cuya densidad es igual a 1.5 kg/ltr. Todos los parámetros necesarios para realizar los distintos cálculos en el módulo de control y procesamiento (nivel cero, área y densidad), son programados en el sistema mediante el teclado del módulo de programación y lectura.

Una vez finalizada la serie de eventos, es importante dejar pasar algún tiempo antes de realizar nuevas series de mediciones, teniendo cuidado en no volver a recalibrar el instrumento, para de esta manera tener como referencia las condiciones iniciales de calibración y así poder determinar algunas características relativas a las condiciones estándares de operación.

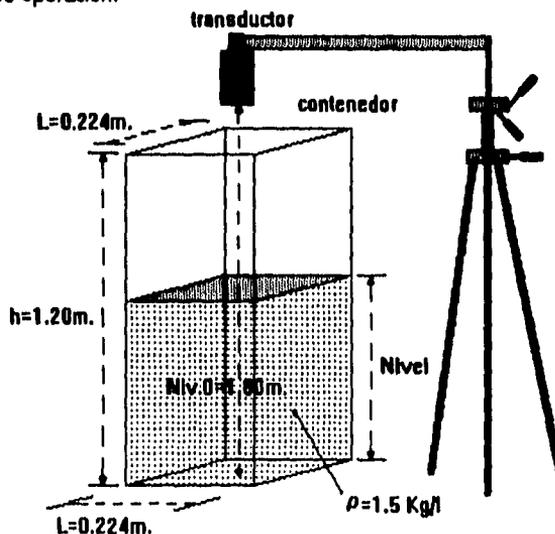


Fig. IV.1.2 Simulación de medición de Nivel, Volumen y Peso.

Es importante además de la serie de mediciones registradas después de la calibración del instrumento, tomar otra serie de eventos sin calibrar al mismo, de tal suerte que

exista una referencia con base en la cual poder comparar las características de operación del dispositivo.

De esta manera, los valores registrados de los distintos eventos son utilizados para generar tablas de datos, que contienen la información a partir de las cual se pueden determinar las distintas características de instrumentación del aparato.

IV.2 GENERACION DE TABLAS DE DATOS

En la figura IV.2.1 está la información obtenida de la primera serie de mediciones, la cual se realizó calibrando el instrumento a través del proceso descrito en la "metodología" de la sección IV.1, la calibración se efectuó a una distancia de 1.157 m. en el evento marcado con el número 4. El proceso de medición como se mencionó consiste en desplazar el transductor montado en su soporte universal cada vez más lejos de la superficie, registrando los valores de distancia, así como la temperatura y humedad relativa al momento de las mediciones.

Evento	T [°C]	h.r. [%]	d.real [m]	d.instrumento [m]
1	20.6	41	0.831	0.830
2	20.5	40	0.954	0.952
3	20.5	40	1.022	1.022
4	20.5	40	1.157	1.158
5	20.6	41	1.290	1.290
6	20.6	41	1.454	1.442
7	20.6	41	1.580	1.571
8	20.6	41	1.705	1.704
9	20.6	41	1.794	1.788

Fig. IV.2.1 Tabla de datos de distancia, serie con calibración.

Los datos de nivel, volumen y peso, de la tabla de la figura IV.2.2 son desplegados por el dispositivo, simulando la variación de nivel al modificar la distancia recién calibrada como se indicó anteriormente, y considerando además los siguientes parámetros; nivel cero o de vacío = 1.80 m., área del contenedor = 0.05m², densidad del fluido = 1.5 Kg/ltr. Los valores reales de nivel, volumen y peso, si bien es imposible determinarlos físicamente, pues el proceso es tan sólo una simulación, son también calculados a partir de la distancia real del transductor a la superficie, así por ejemplo; el "nivel real" es obtenido al restar el "nivel cero" (1.80 m) menos la "distancia real" obtenida del flexometro, del mismo modo el "volumen real" se obtiene multiplicando el área del contenedor (0.05m²) por el "nivel real" calculado anteriormente, y por último el "peso real" se calcula haciendo el producto del "volumen real" por la "densidad" del fluido

dentro del contenedor, por otra parte los valores de nivel, volumen y peso instrumentales son directamente leídos en el display de cristal líquido después de pulsar la tecla correspondiente a la función respectiva.

Ev.	Niv.real(m)	Niv.Instr(m)	Vol.real(lb)	Vol.Instr(lb)	P.real(Kg)	P.Instr(Kg)
1	0.969	0.970	48.450	48.500	72.675	72.750
2	0.846	0.848	42.300	42.400	63.450	63.600
3	0.778	0.778	38.900	38.900	58.350	58.350
4	0.643	0.642	32.150	32.100	48.225	48.150
5	0.510	0.510	25.500	25.500	38.250	38.250
6	0.346	0.358	17.300	17.900	25.950	26.850
7	0.220	0.229	11.000	11.450	16.500	17.175
8	0.095	0.096	4.750	4.800	7.125	7.200
9	0.006	0.012	0.300	0.600	0.450	0.900

Fig. IV.2.2 Tabla de datos de nivel, volumen y peso, serie con calibración.

A continuación se muestra la gráfica de distancia real contra distancia medida en el instrumento (figura IV.2.3), obtenida a partir de la tabla de valores de la figura IV.2.1.

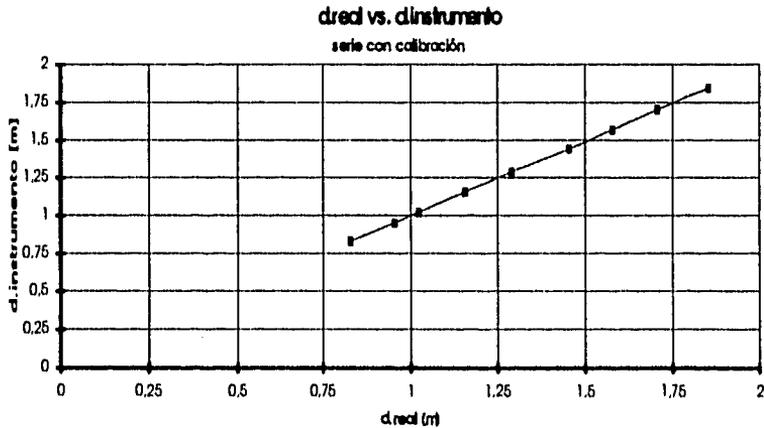


Fig. IV.2.3 Gráfica de distancia, d.real vs. d.instrumento, serie con calibración.

La segunda serie de mediciones se realizó sin calibrar al instrumento, esto es, el cálculo de la distancia es obtenida por el programa al multiplicar el tiempo de vuelo en ciclos de máquina TOF por el factor FACREL, en el cual se considera una velocidad

del sonido igual a 343 m/s exclusivamente, es decir el programa no hace la corrección del factor de conversión como en el caso donde el instrumento es calibrado. La información obtenida es vertida en la tabla de la figura IV.2.4.

Evento	T [°C]	h.r. [%]	d.real [m]	d.instrumento [m]
1	20.6	34	0.820	0.907
2	20.6	34	0.938	1.032
3	20.6	34	1.060	1.164
4	20.6	34	1.181	1.294
5	20.6	34	1.324	1.450
6	20.6	34	1.450	1.586
7	20.6	34	1.616	1.762
8	20.6	34	1.752	1.873

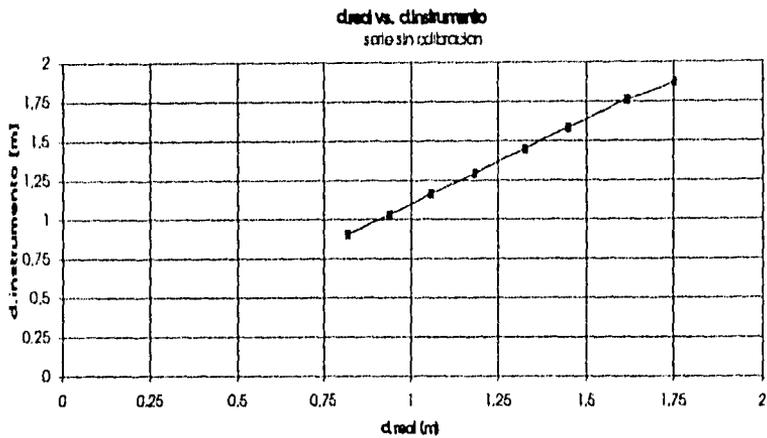
IV.2.4 Tabla de datos de distancia, serie sin calibración.

De la misma manera que en la tabla de la figura IV.2.2, son tabulados los valores de nivel, distancia y peso, en este caso obtenidos a partir de la distancia del transductor a la superficie sin calibrar el instrumento (figura IV.2.5).

Ev.	Niv.real(m)	Niv.instr(m)	Vol.real(ltr)	Vol.instr(ltr)	P.real(Kg)	P.instr(Kg)
1	0.980	0.893	49.000	44.650	73.500	66.975
2	0.862	0.768	43.100	38.400	64.650	57.600
3	0.740	0.636	37.000	31.800	55.600	47.700
4	0.619	0.506	30.950	25.300	46.425	37.950
5	0.476	0.350	23.800	17.500	35.700	26.250
6	0.350	0.214	17.500	10.700	26.250	16.050
7	0.184	0.038	9.200	1.900	13.800	2.850
8	0.048	-0.07	2.400	-3.65	3.600	-5.475

Fig. IV.2.5 Tabla de datos de nivel, volumen y peso, serie sin calibración.

En la figura IV.2.6 se observa la gráfica de distancia real contra distancia medida en el instrumento sin calibrar, obtenida a partir de la tabla de valores de la figura IV.2.4.



IV.2.6 Gráfica de distancia, d.real vs. d.Instrumento, serie sin calibración.

Para poder analizar el comportamiento del dispositivo de medición calibrado para efectos de precisión y exactitud, el experimento toma una pequeña variante. Dejando ahora fija la distancia del transductor a la superficie, se registra una secuencia de lecturas sobre el display de cristal líquido, teniendo cuidado en dejar pasar algunos segundos entre cada lectura y repitiendo para una misma distancia una serie de mediciones de distancia, nivel, volumen y peso. Este procedimiento se realiza en 2 ó 3 puntos a lo largo del rango de medición del instrumento, teniendo en cada caso la precaución de registrar las condiciones de temperatura y humedad relativa al momento de las mediciones.

	1	2	3
d.red (m)	1.104	1.255	1.54
T (°C)	21.8	21.8	21.8
h.r. (%)	35	35	35
Lectura 1	1.107	1.257	1.537
Lectura 2	1.108	1.257	1.536
Lectura 3	1.108	1.258	1.535
Lectura 4	1.109	1.259	1.537
Lectura 5	1.108	1.257	1.536
Lectura 6	1.108	1.258	1.539
Lectura 7	1.107	1.258	1.538
Lectura 8	1.109	1.259	1.538
Lectura 9	1.108	1.258	1.537
Lectura 10	1.108	1.257	1.54

	1	2	3
Nivel r (m)	0.696	0.545	0.26
T (°C)	21.8	21.8	21.8
h.r. (%)	35	35	35
Lectura 1	0.693	0.543	0.263
Lectura 2	0.692	0.543	0.264
Lectura 3	0.692	0.542	0.265
Lectura 4	0.691	0.541	0.263
Lectura 5	0.692	0.543	0.264
Lectura 6	0.692	0.542	0.261
Lectura 7	0.693	0.542	0.262
Lectura 8	0.691	0.541	0.262
Lectura 9	0.692	0.542	0.263
Lectura 10	0.692	0.543	0.26

IV.2.7 Tabla de variación de lecturas de distancia y nivel.

	1	2	3
V.red (Mr)	34.8	27.25	13
T (°C)	21.8	21.8	21.8
h.r. (%)	35	35	35
Lectura 1	34.65	27.15	13.15
Lectura 2	34.6	27.15	13.2
Lectura 3	34.6	27.1	13.25
Lectura 4	34.55	27.05	13.15
Lectura 5	34.6	27.15	13.2
Lectura 6	34.6	27.1	13.05
Lectura 7	34.65	27.1	13.1
Lectura 8	34.55	27.05	13.1
Lectura 9	34.6	27.1	13.15
Lectura 10	34.6	27.15	13

	1	2	3
P.red (Kg)	52.2	40.875	19.5
T (°C)	21.8	21.8	21.8
h.r. (%)	35	35	35
Lectura 1	51.975	40.725	19.725
Lectura 2	51.9	40.725	19.8
Lectura 3	51.9	40.65	19.875
Lectura 4	51.825	40.575	19.725
Lectura 5	51.9	40.725	19.8
Lectura 6	51.9	40.65	19.575
Lectura 7	51.975	40.65	19.65
Lectura 8	51.825	40.575	19.65
Lectura 9	51.9	40.65	19.725
Lectura 10	51.9	40.725	19.5

IV.2.8 Tabla de variación de lecturas de volumen y peso.

La segunda parte del experimento se centra en el análisis de las mediciones de tiempo detectadas en el microcontrolador a través de la estructura básica del programa de control del instrumento, si se recuerda, el dispositivo de medición de líquidos obtiene los datos de distancia a partir de la multiplicación de un factor de conversión por el valor del retraso entre la salida de la señal de ultrasonido y el regreso de la señal de eco, este valor es en realidad el promedio de varias mediciones de tiempo de vuelo, de aquí que sea especialmente interesante el analizar los distintos valores obtenidos para cada evento o distancia.

Aunque el programa realiza la promediación de 100 valores, aquí tan sólo se utilizan 21 lecturas por cada distancia. Para lograr lo anterior se introdujo en el microcontrolador un nuevo programa el cual realiza la misma estructura básica de operación descrita en la LINEA PRINCIPAL DEL PROGRAMA de la sección III.3, pero esta vez realiza la secuencia de medición 21 veces haciendo la suma acumulada de todas ellas para después promediar, y cargar las lecturas individuales de cada tiempo de vuelo (TOF) en 21 localidades sucesivas de memoria, obteniéndose de esta manera los datos mostrados en la tabla de la figura IV.2.9.

En la tabla de la figura IV.2.10 los promedios de tiempo de vuelo en ciclos de máquina son convertidos a tiempo real, multiplicando por 0.0005 cada valor, en virtud de que 1 ciclo de máquina en el sistema equivale a 500 μ s, y tabulados contra la medición del tiempo de vuelo en el osciloscopio

A continuación se observa la gráfica de tiempo de vuelo medido en el osciloscopio, el cual para efectos de análisis es considerado como real, contra el tiempo de vuelo calculado en el microcontrolador en milisegundos, (ver figura IV.2.11).

	Ev.1	Ev.2	Ev.3	Ev.4	Ev.5	Ev.6	Ev.7	Ev.8	Ev.9	Ev.10	Ev.11	Ev.12	Ev.13	Ev.14
Temp. (oC)	20,7	20,7	20,7	20,8	20,7	20,8	20,8	20,8	20,8	20,9	20,9	21,0	21,1	21,1
H. R. (%)	40	40	40	40	39	39	39	39	39	38	38	38	38	38
d. read (m)	0,754	0,852	0,956	1,052	1,14	1,244	1,362	1,45	1,541	1,653	1,756	1,871	1,972	2,034
T OF. caoil (m)	5	5,6	6,2	6,9	7,5	8,2	8,9	9,4	10,2	10,8	11,6	12,4	13,0	13,6
Mud 1 (c. rroz)	4,8335	5,522	6,0935	6,785	7,3095	8,0825	8,662	9,1945	9,7125	10,4575	11,193	12,169	12,5245	0,1495
Mud 2 (c. rroz)	5,003	5,5235	6,0935	6,785	7,316	7,8995	8,6115	9,354	9,6615	10,437	11,395	11,7565	12,4735	0,1495
Mud 3 (c. rroz)	4,809	5,522	6,1055	6,785	7,314	7,918	8,608	9,354	9,8745	10,377	11,142	11,93	12,953	12,9615
Mud 4 (c. rroz)	4,856	5,515	6,1075	6,792	7,3175	7,822	8,589	9,4245	9,579	10,489	11,2305	11,932	12,6995	0,1495
Mud 5 (c. rroz)	4,858	5,5365	6,1055	6,792	7,3035	7,8575	8,6635	9,1665	9,709	10,4595	11,165	11,9345	12,7015	12,985
Mud 6 (c. rroz)	4,8615	5,5115	6,111	6,797	7,326	7,854	8,6345	9,361	9,716	10,3975	11,2445	11,9835	12,5125	0,1495
Mud 7 (c. rroz)	4,858	5,529	6,1005	6,818	7,328	7,8345	8,5975	9,375	9,7125	10,3945	11,1365	11,92	0,1495	0,153
Mud 8 (c. rroz)	4,856	5,5255	6,088	6,7955	7,319	7,8345	8,6135	9,3595	9,861	10,451	11,1365	12,029	12,6735	12,9815
Mud 9 (c. rroz)	4,8595	5,527	6,095	6,799	7,3005	7,8435	8,646	9,371	9,716	10,431	11,1445	11,91	0,153	0,1495
Mud 10 (c. rroz)	4,8615	5,522	6,095	6,797	7,3225	7,8435	8,6135	9,3445	9,6775	10,47	11,1455	12,182	0,1495	0,153
Mud 11 (c. rroz)	4,858	5,508	6,0915	6,797	7,3155	7,8555	8,697	9,121	9,7	10,4015	11,16	11,9305	0,1495	12,936
Mud 12 (c. rroz)	5,0065	5,522	6,097	6,797	7,2985	7,852	8,6795	9,345	9,6705	10,4405	11,164	11,915	12,6725	0,1495
Mud 13 (c. rroz)	4,8245	5,5325	6,0865	6,8175	7,319	7,8345	8,6655	9,198	9,695	10,427	11,148	11,9145	12,5415	0,153
Mud 14 (c. rroz)	4,858	5,5255	6,095	6,814	7,304	7,838	8,6205	9,373	9,6635	10,391	11,17	11,912	0,1495	0,153
Mud 15 (c. rroz)	4,8595	5,522	6,0845	6,6515	7,325	7,833	8,6045	9,3595	9,6895	10,4665	11,167	12,214	12,6825	0,1495
Mud 16 (c. rroz)	5,003	5,5235	6,0915	6,813	7,304	7,854	8,6135	9,1645	9,6825	10,4765	11,117	12,197	0,153	0,1495
Mud 17 (c. rroz)	4,8175	5,522	6,1005	6,7935	7,3155	7,84	8,615	9,364	9,667	10,4595	11,1655	11,996	12,688	0,152
Mud 18 (c. rroz)	4,858	5,522	6,076	6,8075	7,3155	7,833	8,5905	9,14	9,6475	10,391	11,154	11,938	12,4905	0,153
Mud 19 (c. rroz)	4,8595	5,522	6,0845	6,7865	7,3295	7,871	8,665	9,3455	9,674	10,4475	11,168	12,1855	0,1495	0,153
Mud 20 (c. rroz)	4,856	5,5305	6,0845	6,7885	7,3295	7,887	8,597	9,191	9,6615	10,431	11,1425	12,0275	12,514	0,1495
Mud 21 (c. rroz)	4,858	5,527	6,088	6,797	7,3105	7,8485	8,6465	9,3675	9,555	10,472	11,136	12,029	12,6775	0,153
M. prom (c. rroz)	4,87212	5,52333	6,09402	6,79083	7,31643	7,86448	8,63017	9,30031	9,7124	10,4366	11,1871	12,0003	8,47895	2,59207

Fig. IV.2.9 Tabla de datos, a partir de lecturas de Tiempos de vuelo en microcontrolador en ciclos de máquina.

Evento	d.red (m)	T OF microcontrolador		T OF, oscil. (ms)
		promedio (c.mad)	promedio (ms)	
1	0.754	9744.238	4.872	5
2	0.852	11046.667	5.523	5.6
3	0.956	12188.048	6.094	6.2
4	1.052	13581.667	6.791	6.9
5	1.14	14630.857	7.315	7.5
6	1.244	15732.952	7.866	8.2
7	1.362	17260.334	8.63	8.9
8	1.45	18600.619	9.3	9.4
9	1.541	19424.809	9.712	10.2
10	1.653	20873.143	10.436	10.8
11	1.756	22374.286	11.187	11.6
12	1.871	24000.524	12	12.4
13	1.972	16957.905	8.479	13
14	2.034	5184.143	2.5920715	13.6

Fig. IV.2.10 Tabla de datos, de tiempo de vuelo (TOF) medido con osciloscopio y por medio del microcontrolador.

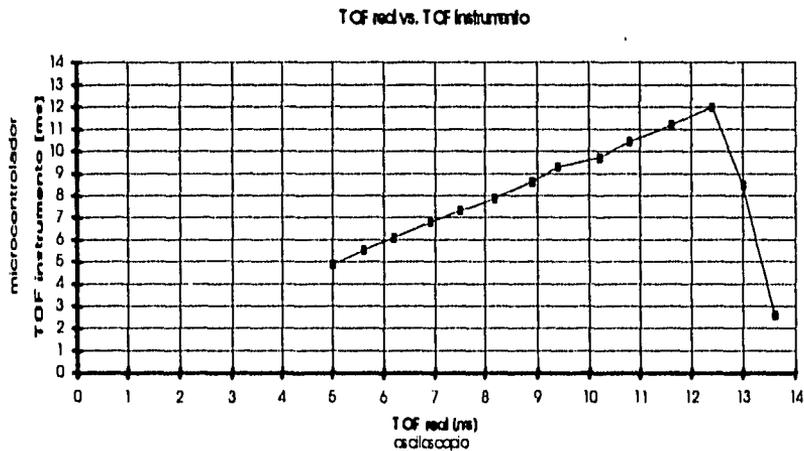


Fig. IV.2.11 Gráfica de tiempo de vuelo, TOF real vs. TOF instrumento.

IV.3 ANALISIS DE LA INFORMACION Y DISCUSION

Debido a la alta dependencia de la velocidad del sonido en factores externos del medio como lo son la temperatura , humedad, densidad etc. es de esperarse que el instrumento de medición en análisis, el cual se encuentra programado para hacer sus cálculos de distancia a partir de considerar un valor específico de velocidad del sonido en el aire, sufra ajustes importantes en su comportamiento al calibrarse de acuerdo a las condiciones imperantes, de aquí que se pretenda analizar el comportamiento del mismo para condiciones antes de la calibración y después de ella.

De la observación de las tablas IV.2.1 y IV.2.4 de medición de distancia, con y sin calibración, respectivamente, resulta evidente la existencia de un error sistemático en la segunda de ellas. Para facilitar su observación la información de ambas tablas se resume en la tabla de la figura IV.3.1.

EVENTO	SERIE CON CALIBRACION		SERIE SIN CALIBRACION	
	d.real [m]	d.instr.[m]	d.real [m]	d.instr.[m]
1	0.831	0.83	0.82	0.907
2	0.954	0.952	0.938	1.032
3	1.022	1.022	1.06	1.164
4	1.157	1.158	1.181	1.294
5	1.29	1.29	1.324	1.45
6	1.454	1.442	1.45	1.586
7	1.58	1.571	1.616	1.762
8	1.705	1.704	1.752	1.873
9	1.853	1.847	-	-

Fig. IV.3.1 Tabla de serie de mediciones de distancia con y sin calibración.

Para analizar más detalladamente e interpretar con mayor facilidad estas características, es necesario remitirse a las gráficas de los datos en cuestión. Aunque en la figura IV.2.3 y IV.2.6 se tienen las curvas de las características de salida del instrumento para distancia con y sin calibración respectivamente, es difícil interpretarla pues son sólo una aproximación limitada del comportamiento, por lo que es recomendable hacer una linealización de los datos obtenidos a través del método de mínimos cuadrados para así obtener un comportamiento gráfico más detallado para el análisis de algunas de sus características estáticas.

Como se sabe el método de mínimos cuadrados consiste en obtener una función lineal del tipo $y = mx + b$ a partir de una muestra de pares de datos. De esta manera, analizando los valores de la tabla IV.3.1 se obtiene la función lineal:

$$y = 0.99346x + 0.00036$$

$$\rightarrow d_{\text{instrumento}} = 0.99346d_{\text{real}} + 0.00036 \quad \text{Ec. IV.3.1}$$

válida para describir el comportamiento del instrumento en la medición de distancia después de la calibración. De igual forma se deduce la expresión lineal para la medición de distancia antes de la calibración mostrada a continuación:

$$y = 1.0532x + 0.00305$$

$$\rightarrow d_{\text{instrumento}} = 1.0532d_{\text{real}} + 0.00305 \quad \text{Ec. IV.3.2}$$

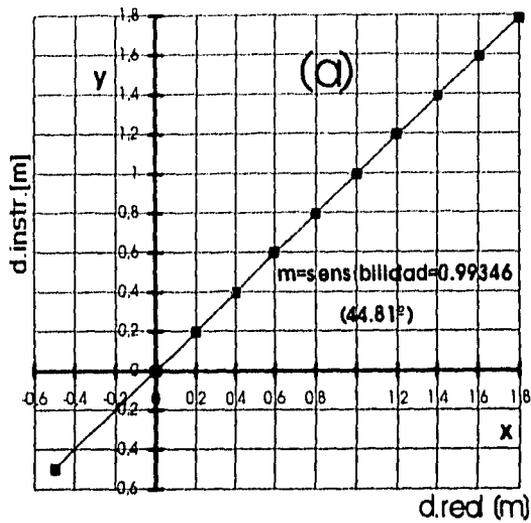
La pendiente de estas expresiones representa la **sensibilidad** del instrumento, la cual indica la medida del cambio en la salida del instrumento cuando la cantidad a medir varía un valor dado, siendo 1 el valor ideal de la sensibilidad o lo que es lo mismo una pendiente de 45°. De igual manera la ordenada al origen, describe el efecto donde la lectura cero del instrumento se ve modificada (alejada del cero) por el cambio en las condiciones ambientales, y se le conoce como **desviación del cero**, es de esperarse que el valor ideal de la ordenada al origen en un instrumento deba ser 0.

Si bien el **rango** del instrumento es de aproximadamente 1.20 m, como se muestra en el comportamiento de los datos obtenidos en la sección IV.2, (distancia máxima = 1.90, y distancia mínima = 0.70 m), para efectos de análisis es importante el prolongar este rango para valores más pequeños de distancia real, de tal suerte que puedan visualizarse algunas características interesantes como por ejemplo la ordenada al origen.

A continuación se valúan y grafican las expresiones IV.3.1, y IV.3.2. y se muestran a manera comparativa en la figura IV.3.2, es particularmente notorio en este grupo de gráficas la diferencia entre sus pendientes.

De igual forma en la figura IV.3.3 se encuentran dispuestas comparativamente otro grupo de gráficas también obtenidas a partir de las ecuaciones IV.3.1 y IV.3.2, pero esta vez considerando valores muy pequeños para el eje de las abscisas, de tal modo que se muestre el detalle de las ordenadas al origen de las gráficas de la figura IV.3.2.

CON CALIBRACION	
$Y = 0.99346X + 0.00036$	
X	Y
d.real [m]	d.instr.[m]
-0.5	-0.49637
-0.00036	0
0	0.00036
0.2	0.19905
0.4	0.39774
0.6	0.59644
0.8	0.79513
1	0.99382
1.2	1.19251
1.4	1.3912
1.6	1.5899
1.8	1.78859



SIN CALIBRACION	
$Y = 1.0532X + 0.00305$	
X	Y
d.real [m]	d.instr.[m]
-0.2	-0.2076
-0.0029	0
0	0.003053
0.2	0.213709
0.4	0.424365
0.6	0.635021
0.8	0.845676
1	1.056332
1.2	1.266988
1.4	1.477644
1.6	1.688299
1.8	1.898955

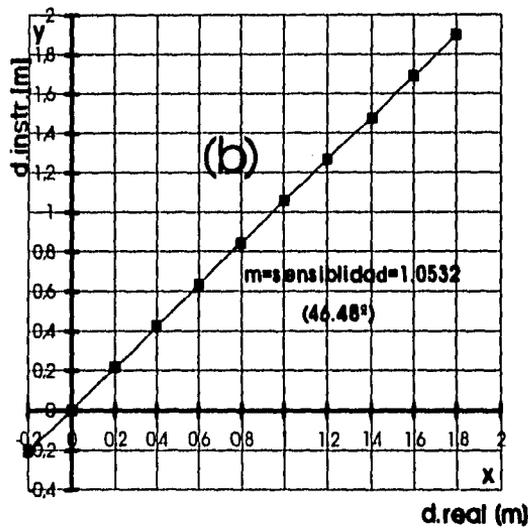
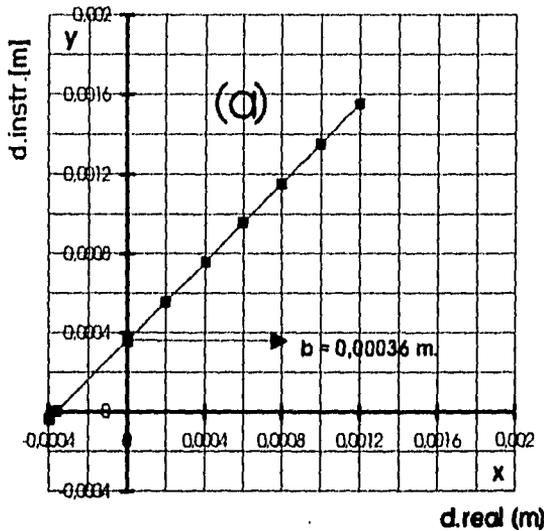


Fig. IV.3.2 Tablas y gráficas de serie de mediciones linealizadas de distancia (a) con calibración, y (b) sin calibración.

CON CALIBRACION	
$Y=0.99346X+0.00036$	
x	y
d.real [m]	d.instr.[m]
-0.0004	-3.7E-05
-0.00036	0
0	0.00036
0.0002	0.00056
0.0004	0.00076
0.0006	0.00096
0.0008	0.00115
0.001	0.00136
0.0012	0.00155
-	-
-	-
-	-



SIN CALIBRACION	
$Y=1.0532X + 0.00305$	
x	y
d.real [m]	d.instr.[m]
-0.004	-0.00116
-0.0029	0
0	0.003053
0.004	0.007266
0.006	0.009373
0.008	0.011479
0.01	0.013586
0.012	0.015693
0.014	0.017799
-	-
-	-
-	-

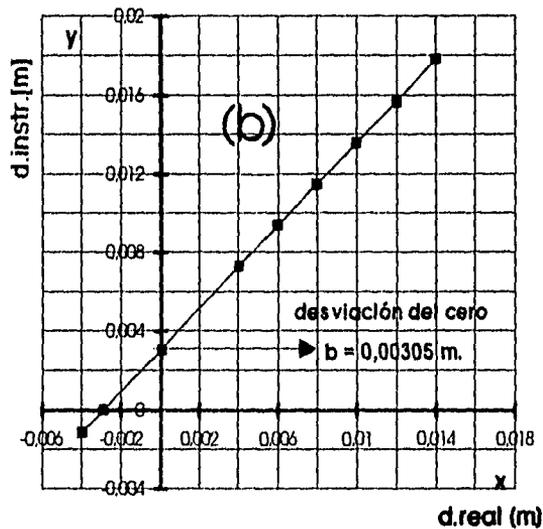


Fig. IV.3.3 Detalle de ordenadas al origen de funciones linealizadas de distancia (a) con calibración, y (b) sin calibración.

A partir de estas expresiones es posible ya definir algunas características importantes entre el comportamiento del instrumento antes y después de la calibración. Primeramente la sensibilidad del instrumento, al comparar las pendientes de ambas líneas rectas en la figura IV.3.2, se observa que en el instrumento calibrado está es de $s = 0.99346$ ó de 44.81° , mientras para el caso del instrumento antes de la calibración ésta es de $s = 1.0532$ ó de 46.48° , haciendo una sencilla resta, es fácil determinar que para el primer caso la pendiente se acerca más a la ideal con una diferencia de 0.0065 con respecto al 1, ó de 0.19° con respecto a los 45° óptimos, mientras que para el segundo caso la diferencia es de 0.0532 o lo que es lo mismo 1.81° . Si se considera al instrumento calibrado como el estándar de operación es evidente la existencia de un error sistemático, el cual se presenta cuando las condiciones de operación varían de las existentes durante la calibración, este error se manifiesta como una desviación de la pendiente original o **desviación de sensibilidad**, también denominada **desviación del factor de escala**, y se define como la magnitud con la que la sensibilidad de medición de un instrumento varía al cambiar las condiciones ambientales. Si se comparan las sensibilidades del instrumento sin calibrar y calibrado (considerado como estándar), es posible entonces determinar la desviación de sensibilidad como:

$$\Delta S = 1.0532 - 0.99346$$

$$\Delta S = 0.0597$$

Otra característica importante se deduce a partir de las gráficas de la figura IV.3.3 donde se observa la diferencia existente entre los valores de la ordenada al origen de ambas funciones, esta variación denota nuevamente otro error sistemático. Analizando a simple vista se detecta que la lectura del cero es más acercada al valor ideal (0) para el caso del instrumento calibrado, siendo de 0.36 mm. contra 3.05 mm. en el instrumento descalibrado. Si una vez más se considera al instrumento calibrado como el estándar de operación, entonces es posible determinar el valor de la desviación del cero con respecto a éste:

$$\text{Desviación del cero} = 0.00305m - 0.00036m$$

$$\text{Desviación del cero} = 0.00269m.$$

Aunque es posible determinar un coeficiente de desviación de escala y una desviación del cero, que determinen la variación de la sensibilidad y del valor de la lectura cero respectivamente, para el cambio por unidad de cada parámetro ambiental al que el instrumento es sensible, desgraciadamente no se tienen suficientes datos para determinar en este caso a cual o cuales variables atmosféricas se deben la desviaciones anteriores, sin embargo parece obvio pensar que la diferencia radica en el factor que el programa en el microcontrolador considera para calcular la distancia a partir del tiempo de vuelo para cada caso. No es difícil imaginar que este factor es la velocidad del sonido en el medio. A partir del análisis anterior se confirma la existencia de errores sistemáticos que por su naturaleza son posibles de identificar y por lo tanto de eliminar a través de la calibración, como queda demostrado en el experimento que antecede donde el factor de conversión (velocidad del sonido) es ajustado a la condiciones prevalecientes del medio.

Dado que el instrumento de medición opera calculando las mediciones de nivel, volumen y peso a partir de la determinación de la distancia recién analizada, es de

esperarse un comportamiento similar en estas variables respecto a la presencia de errores sistemáticos corregibles mediante la calibración. Por lo anterior, no es necesario ya un análisis gráfico; sin embargo, se linealizan una vez más los datos obtenidos de estas mediciones, a través del método de mínimos cuadrados, para centrar la atención exclusivamente en las ecuaciones de las rectas obtenidas para determinar algunas características interesantes.

Medición	Función Lineal	Sensibilidad	Desviación del Cero
Distancia	$d_i = 0.9932d_i + 0.00036$	0.9932	0.00036 (m)
Nivel	$N_i = 0.9932N_i + 0.0028$	0.9932	0.00228 (m)
Volumen	$V_i = 0.9932V_i + 0.11407$	0.9932	0.11407 (litr)
Peso	$P_i = 0.9932P_i + 0.17113$	0.9932	0.17113 (Kg)

Fig. IV.3.4 Comparativo de las ecuaciones de las rectas del comportamiento de las mediciones de distancia, nivel, volumen y peso.

Después de hechar un vistazo a las ecuaciones de la figura IV.3.4, resulta curioso el hecho de que la sensibilidad del instrumento calibrado obtenida a partir de la distancia se conserva en las mediciones de nivel, volumen y peso, mientras que la desviación del cero en el instrumento aumenta, siendo mínima en la medición de distancia, e incrementando para nivel, luego volumen y siendo máxima para la medición del peso.

Puesto que todas las mediciones son función de la distancia medida, así como del valor de constantes definidas, no es extraño el hecho de que la relación se conserve, permaneciendo el valor de la pendiente. Así por ejemplo, para el caso del nivel, el cual se obtiene como la diferencia de la distancia medida menos el nivel de vacío del contenedor, resulta evidente que la sensibilidad no se modifique pues el resultado de hecho es la misma distancia a la cual se le resta un valor constante. De la misma manera, en el caso del volumen, calculado por el producto de una constante (área del contenedor) por el nivel, la relación se conserva pues su valor sigue siendo función de una sola variable, la distancia. No importa cuantas veces se afecte el valor de la distancia ni las dimensiones que tome, siempre que ésta sea afectada por un factor constante, la relación se conserva, como en el caso del peso, producto de la multiplicación del volumen por la densidad (valor constante).

Sin embargo, la linealidad tiene efectos distintos en la desviación del cero del dispositivo, pues esta característica del instrumento no es sino un error sistemático el cual es sumado "sistemáticamente" al valor medido en cada evento desviando la lectura del valor real. De ahí que en un instrumento como el que aquí se analiza el cual obtiene sus medidas en función de una sola variable, el error por desviación del cero es igualmente afectado por los factores que se adicionen a lo largo de los cálculos. Así por ejemplo la desviación del cero existente para la medición de volumen igual a 0.11407 ltr. es amplificada " ρ " veces al realizar el cálculo del peso en el microprocesador como el producto de la densidad (ρ) por el volumen, de igual forma siendo que la densidad para el ejemplo es de 1.5 Kg/ltr. entonces la desviación del cero para el peso es de $(1.5 \text{ Kg/ltr.}) \cdot (0.11407 \text{ ltr.}) = 0.17111 \text{ Kg}$.

Sin duda, resulta una inquietud común el conocer que tan exactas y precisas son las lecturas de un instrumento de medición. Para determinar estas características es necesario hechar un vistazo a la información obtenida en las tablas de las figuras IV.2.7 y IV.2.8 del capítulo anterior. Si se observa el comportamiento de los datos es notable que para una misma medición, de distancia o cualquiera que fuese la variable medida, existen varias lecturas las cuales en muchos casos no sólo distan del valor real sino que también difieren unas de otras. Esta "imprecisión", normal en cualquier tipo de instrumento, es debida a **errores aleatorios** de naturaleza muy distinta a los errores sistemáticos analizados en los párrafos anteriores, estos errores aleatorios se presentan de manera impredecible y son debidos a factores muy diversos como ruido eléctrico, errores de observación etc.

Si bien, como se distingue, las variaciones son pequeñas, es posible que perturbaciones mayores se presenten de vez en cuando por lo que su eliminación parcial se logra sólo a través de técnicas estadísticas como la promediación después de tomar varias veces la misma medida, tal como se muestra en la tabla de la figura IV.3.5, la cual se ha formado a partir de la información de las figuras IV.2.7 y IV.2.8, concentrando los datos de distancia, nivel, volumen y peso en filas independientes, nótese que se han eliminado 2 columnas de datos centrado la atención exclusivamente en la del medio para simplificar el análisis.

	d (m)	Nlv(m)	V.(lr.)	P.(Kg)
valor real	1.265	0.546	27.26	40.876
L1	1.267	0.543	27.16	40.726
L2	1.267	0.543	27.16	40.726
L3	1.268	0.542	27.1	40.66
L4	1.269	0.541	27.05	40.576
L5	1.267	0.543	27.16	40.726
L6	1.268	0.542	27.1	40.66
L7	1.268	0.542	27.1	40.66
L8	1.269	0.541	27.05	40.576
L9	1.268	0.542	27.1	40.66
L10	1.267	0.543	27.16	40.726
valor promedio	1.2678	0.5422	27.11	40.666

Fig. IV.3.5 Muestra de 10 eventos para una misma medición de distancia, nivel, volumen y peso con el instrumento calibrado a 21°C y 35% h.r.

A partir de los datos mostrados en esta tabla es posible definir algunas características estáticas importantes como lo son la **exactitud**, definida como el grado en que una lectura puede ser incorrecta, y la **precisión** la cual denota el grado de independencia del instrumento de los errores aleatorios, o lo que es lo mismo su capacidad de repetir

lecturas. Ambos conceptos son calculados a partir de los errores de exactitud y precisión respectivamente, a través de las expresiones siguientes:

Error de Exactitud:

$$\%E.E = \frac{|\bar{x} - x_i|}{x_i} * 100 \quad \text{Ec. IV.3.3}$$

$$\%E = 100 - \%E.E. \quad \text{Ec. IV.3.4}$$

donde:

%E.E. = error de exactitud
 %E = exactitud
 x_i = valor real
 \bar{x} = valor de la media aritmética.

Error de Precisión:

$$\%E.P = \frac{|x_i - \bar{x}|}{\bar{x}} * 100 \quad \text{Ec. IV.3.5}$$

$$\%P = 100 - \%E.P. \quad \text{Ec. IV.3.6}$$

donde:

%E.P. = error de precisión
 %P = precisión
 \bar{x} = valor de la media aritmética
 x_i = valor más alejado de la media.

De igual forma es posible determinar la **desviación estándar** de la muestra analizada, la cual indica el grado en que n valores de mediciones se encuentran dispersos con respecto a la media, y la cual se calcula por la expresión:

$$\sigma = \left[\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n - 1} \right]^{1/2} \quad \text{Ec. IV.3.7}$$

donde:

\bar{x} = valor de la media aritmética
 x_i = valor más alejado de la media.
 n = número de valores en la muestra

necesaria a su vez para obtener el máximo error posible de un valor, conocido como tolerancia, ó desviación estándar del valor medio y calculado por medio de la expresión:

$$\Delta = \sigma_m = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad \text{Ec. IV.3.8}$$

donde; σ_m representa a la tolerancia, σ a la desviación estándar de la muestra y n es el número de valores en la muestra.

Todas estas características son calculadas a partir de la información de la tabla en la figura IV.3.5. y resumidas por facilidad y manejo en la tabla de la figura IV.3.6.

	Val.real	Val.medio	δ	Δ [+/-]	% E.E.	% E	% E.P	% P
d (m)	1.255	1.2578	0.0008	0.0003	0.2231	99.776892	0.0954	99.905
Nlv(m)	0.545	0.5422	0.0008	0.0003	0.5138	99.486239	0.2213	99.779
V.(litr.)	27.25	27.11	0.0394	0.0131	0.5138	99.486239	0.2213	99.779
P.(Kg)	40.875	40.665	0.0592	0.0197	0.5138	99.486239	0.2213	99.779

Fig. IV.3.6 Compartalvo de algunas características estáticas y estadísticas en la medición de distancia, nivel, volumen y peso.

Aunque la muestra de medidas tal vez no es tan significativa, los datos obtenidos hablan ya con veracidad del comportamiento del instrumento. Hay que destacar algunos datos interesantes, la tabla nos indica que para cada medida de distancia existe un 99.77% de probabilidad que la medida sea correcta (exactitud), mientras que para el caso de las mediciones de nivel, volumen y peso ésta se ve reducida pero se mantiene constante para las tres en un 99.48%, es importante notar que si bien es aceptable una exactitud de este orden, la presencia de este error de exactitud habla aun de la existencia de errores sistemáticos, eliminables a través de un proceso de calibración más exacto y continuo. Por otra parte el hecho de que la exactitud no varíe para mediciones de nivel, volumen y peso, es debido a que estas variables son funciones lineales de la distancia, hecho igualmente evidente en la precisión. El valor de 99.90% de precisión para la medición de distancia y de 99.77% para las otras tres mediciones, implican su dependencia con relación a errores aleatorios los cuales para ser reducidos aun más podrían ser tratados a través de procedimientos estadísticos, o desde el punto de vista electrónico a través de etapas de filtrado más estrictas.

Por otro lado las repercusiones de la dependencia lineal muestran sus desventajas en el análisis estadístico al analizar el comportamiento de la desviación estandar de las muestras, donde se observa que mientras más factores son agregados al valor independiente, del cual surgen las demás mediciones (distancia), las mediciones van dispersándose más de la media, este hecho es interpretado más fácilmente si se centra la atención en las tolerancias, donde para la medición de distancia y nivel la mayor desviación posible esperada es de +/- 0.00079 m. mientras que para el volumen ésta aumenta a +/- 0.01315 ltr. (habiendo sido afectada por un factor de 50), y por último en el peso aumentando 1.5 veces la del volumen ósea +/- 0.01972 Kg.

Es posible determinar algunas de las características del instrumento, mencionadas anteriormente, desde otro punto de vista, sin duda parecido en cuanto a su interpretación pero aun más específico y es analizando su comportamiento en función de las lecturas del tiempo transcurrido entre la salida de la señal de ultrasonido y su regreso en forma de eco (tiempo de vuelo). No hay que olvidar que es de hecho la lectura de estos retrasos la esencia del dispositivo de medición. Debido a que el instrumento realiza el proceso de generación del pulso ultrasónico, detección de la señal de eco y determinación del tiempo transcurrido, 100 veces antes de promediar estos valores, realizar cálculos y desplegar los resultados, es interesante hechar un vistazo a una muestra de los datos generados para analizar someramente su comportamiento estadístico y de esta manera poder determinar algunos datos como la sensibilidad y exactitud de los mismos.

De esta forma se centra la atención en la tabla de datos de la figura IV.2.9, donde aparecen las lecturas de los tiempos de vuelo en ciclos de máquina para diferentes distancias del transductor a la superficie. Para poder hacer un mejor análisis es necesario convertir esta información a tiempo real, tomando en cuenta la equivalencia de 500 ns por cada ciclo de máquina, para luego conformar la tabla IV.3.7, y a partir de estos datos aplicar las ecuaciones IV.3.3, IV.3.4, IV.3.5, IV.3.6, IV.3.6, IV.3.7 y IV.3.8 para así generar la tabla de la figura IV.3.8.

	Ev.1	Ev.2	Ev.3	Ev.4	Ev.5	Ev.6	Ev.7	Ev.8	Ev.9	Ev.10	Ev.11	Ev.12	Ev.13	Ev.14
Temp. (°C)	20.7	20.7	20.7	20.8	20.7	20.8	20.8	20.8	20.8	20.9	20.9	21.0	21.1	21.1
H.R. (%)	40	40	40	40	39	39	39	39	39	36	38	38	38	36
claud. (m)	0.754	0.852	0.956	1.052	1.14	1.244	1.362	1.45	1.541	1.653	1.756	1.871	1.972	2.034
T OF. (ms)	5	5.6	6.2	6.9	7.5	8.2	8.9	9.4	10.2	10.8	11.6	12.4	13.0	13.6
Misc1 (ms)	4.8335	5.522	6.0935	6.785	7.3095	8.0825	8.662	9.1945	9.7125	10.4575	11.193	12.169	12.5245	0.1495
Misc2 (ms)	5.003	5.5235	6.0935	6.785	7.316	7.8995	8.6115	9.354	9.6615	10.437	11.395	11.7565	12.4735	0.1495
Misc3 (ms)	4.809	5.522	6.1055	6.785	7.314	7.918	8.608	9.354	9.8765	10.377	11.142	11.93	12.953	12.9615
Misc4 (ms)	4.856	5.515	6.1075	6.792	7.3175	7.882	8.580	9.4245	9.870	10.489	11.2305	11.932	12.6995	0.1495
Misc5 (ms)	4.858	5.5355	6.1055	6.792	7.3035	7.8575	8.6635	9.1665	9.709	10.4595	11.165	11.9345	12.7015	12.985
Misc6 (ms)	4.8615	5.5115	6.111	6.797	7.326	7.854	8.6345	9.361	9.716	10.3975	11.2445	11.9835	12.5125	0.1495
Misc7 (ms)	4.858	5.529	6.1005	6.818	7.328	7.8345	8.5975	9.375	9.7125	10.3945	11.1365	11.92	0.1495	0.153
Misc8 (ms)	4.856	5.5255	6.088	6.7955	7.319	7.8345	8.6135	9.3595	9.861	10.451	11.1365	12.029	12.6735	12.9815
Misc9 (ms)	4.8595	5.527	6.095	6.799	7.3005	7.8435	8.646	9.371	9.716	10.431	11.1445	11.91	0.153	0.1495
Misc10 (ms)	4.8615	5.522	6.095	6.797	7.3225	7.8435	8.6135	9.3445	9.6775	10.47	11.1455	12.162	0.1495	0.153
Misc11 (ms)	4.858	5.508	6.0915	6.797	7.3155	7.8565	8.697	9.121	9.7	10.4015	11.16	11.9305	0.1495	12.936
Misc12 (ms)	5.0065	5.522	6.097	6.797	7.2985	7.852	8.6795	9.348	9.6705	10.4405	11.164	11.915	12.6725	0.1495
Misc13 (ms)	4.8245	5.5325	6.0865	6.8175	7.310	7.8345	8.6655	9.198	9.695	10.427	11.148	11.9145	12.5415	0.153
Misc14 (ms)	4.858	5.5255	6.095	6.814	7.304	7.838	8.6205	9.373	9.6635	10.391	11.17	11.912	0.1495	0.153
Misc15 (ms)	4.8595	5.522	6.0845	6.815	7.326	7.833	8.6045	9.3595	9.6895	10.4665	11.167	12.214	12.6825	0.1495
Misc16 (ms)	5.003	5.5235	6.0915	6.813	7.304	7.854	8.6135	9.1945	9.6825	10.4765	11.417	12.197	0.153	0.1495
Misc17 (ms)	4.8175	5.522	6.1005	6.7935	7.3155	7.84	8.615	9.364	9.667	10.4595	11.1685	11.906	12.688	0.153
Misc18 (ms)	4.858	5.522	6.076	6.8075	7.3155	7.833	8.5905	9.14	9.6475	10.391	11.156	11.938	12.6905	0.153
Misc19 (ms)	4.8595	5.522	6.0845	6.7855	7.3295	7.871	8.665	9.3455	9.674	10.4475	11.168	12.1855	0.1495	0.153
Misc20 (ms)	4.856	5.5305	6.0845	6.7885	7.3295	7.887	8.597	9.191	9.6615	10.431	11.1425	12.0275	12.514	0.1495
Misc21 (ms)	4.858	5.527	6.088	6.797	7.3105	7.8485	8.6465	9.3675	9.688	10.472	11.136	12.029	12.6775	0.153
Misc22 (ms)	4.8721	5.5233	6.094	6.7908	7.3154	7.8665	8.6302	9.3003	9.7124	10.437	11.187	12	8.479	2.5921

Fig. IV.3.7 Tabla de datos, a partir de lecturas de tiempos de vuelo en microcontrolador en mili segundos.

	Ev.1	Ev.2	Ev.3	Ev.4	Ev.5	Ev.6	Ev.7	Ev.8	Ev.9	Ev.10	Ev.11	Ev.12	Ev.13	Ev.14
Temp. (°C)	20.7	20.7	20.7	20.8	20.7	20.8	20.8	20.8	20.8	20.9	20.9	21.0	21.1	21.1
H.R. (%)	40	40	40	40	39	39	39	39	39	38	38	38	38	38
dist (m)	0.754	0.852	0.956	1.052	1.14	1.244	1.362	1.45	1.541	1.653	1.756	1.871	1.972	2.034
TCF (incl. lms)	5	5.6	6.2	6.9	7.5	8.2	8.9	9.4	10.2	10.8	11.6	12.4	13.0	13.6
Mipromete	4.8721	5.5233	6.094	6.7908	7.3154	7.8665	8.6302	9.3003	9.7124	10.437	11.187	12	8.479	2.5921
δ	0.05732	0.00637	0.00866	0.03361	0.00957	0.05478	0.03171	0.09569	0.06985	0.03304	0.07818	0.12286	6.03536	5.15637
δ	0.0502													
[+/-]Δ	0.01282	0.00142	0.00198	0.00752	0.00214	0.01225	0.00709	0.0214	0.01562	0.00739	0.01748	0.02748	1.34955	1.153
[+/-]Δ	0.0112													
WE	2.55762	1.36905	1.70929	1.58213	2.46095	4.06736	3.03182	1.06054	4.78035	3.36508	3.55911	3.22369	34.7773	80.9407
WE	2.7306													
WE	97.4424	98.631	98.2007	98.4170	97.539	95.9326	96.9682	98.9395	95.2197	96.6349	96.4409	96.7763	65.2227	19.0593
WE	97.269													
WE.P.	2.75816	0.27761	0.29576	2.05179	0.23141	2.74613	0.77442	1.928	1.71528	0.5708	2.05465	2.0313	98.2368	400.951
WE.P.	1.4529													
SP	97.2418	99.7224	99.7042	97.9482	99.7686	97.2539	99.2256	98.072	98.2847	99.4292	97.9453	97.9687	1.76319	-300.95
SP	98.547													

Fig. IV.3.8 Compartivo de algunas características estáticas y estadísticas en la medición de distancia, nivel, volumen y peso.

Si se analizan las lecturas en el microprocesador para cada nueva distancia, se observa un comportamiento tal que recuerda la existencia de errores aleatorios, aunque no es posible determinarlo claramente aquí los valores se encuentran esparcidos en ambos lados del valor verdadero, la alta resolución del contador del microprocesador (500ns) permite detectar variaciones de un evento a otro para una misma distancia, estas perturbaciones no pueden deberse sino a errores aleatorios introducidos por ruido eléctrico y algunas variaciones del medio entre otros factores, mismos que la resolución de un osciloscopio convencional, como el utilizado en esta serie de experimentos, no puede detectar. La muestra de 21 lecturas por cada distancia es de hecho pequeña para poder darse cuenta que estas perturbaciones seguramente se encuentran distribuidas aproximadamente en igual proporción de un lado y del otro del valor verdadero, dibujando una distribución gauseana típica del comportamiento de errores de esta índole.

Hechándole un vistazo a las variaciones estándar e incertidumbres de cada evento, es posible detectar por lógica común que los eventos 12 y 13 para 1.972 m. y 2.034 m. de distancia respectivamente arrojan valores exorbitantes debidos a la disparidad de lecturas por la incapacidad del instrumento de detectar correctamente las señales de eco, las cuales seguramente mantienen para estos rangos amplitudes demasiado pequeñas para ser detectadas. Este hecho corrobora de alguna manera los límites superiores del rango de medición del instrumento en aproximadamente 1.90 m. Por esta razón los datos obtenidos a partir de estos eventos deben ser despreciados.

Otra forma de visualizar la dependencia del instrumento de estos errores aleatorios es a través de la precisión. Como se observa existe un valor para cada evento, de tal manera que es necesario determinar un promedio de estos para considerar la precisión general, que es de 98.547%. Este valor relativamente bajo, es debido a la variación de las precisiones individuales las cuales oscilan desde un 97.1818% hasta un 99.7224% (despreciando evidentemente los eventos 13 y 14). Una vez más hay que comentar que si la muestra fuese suficientemente grande entonces estos valores individuales serían cada vez más uniformes y el promedio sensiblemente más elevado. Lo que si es posible demostrar con la utilización de 21 lecturas, es que la promediación de varios tiempos de vuelo (media aritmética), es una técnica eficiente para acercarse al valor verdadero disminuyendo los errores aleatorios, pues si el instrumento basará sus cálculos en una sola lectura de tiempo de vuelo, de un evento, a partir de un sólo disparo del pulso ultrasónico, entonces el valor medido pudiese ser cualquiera de los valores del evento en la tabla IV.3.7, existiendo sin duda la probabilidad de que dicho dato fuera uno de los más alejados del valor verdadero, resultando en una lectura de baja exactitud ó hasta incluso algún valor aberrante que arrojara una lectura absurda.

Por otra parte el promedio de las exactitudes arroja un valor que determina una relativamente baja exactitud del 97.26%, la cual debe ser tomada con reservas pues

aquí ha sido considerada como valor real la lectura de tiempo de vuelo en un osciloscopio, cuya resolución es considerablemente menor comparativamente hablando con la del contador del microcontrolador, aunque no debe descartarse tampoco la existencia de un error sistemático.

Por último vale la pena comentar los valores promedio de la desviación estandar como de la incertidumbre, siendo para el primer caso de 0.0502 ms, mientras que para el segundo es de +/- 0.0112 ms. Si bien las dispersiones promedio sobre el valor de la media aritmética son aceptables, es de suponer que una incertidumbre de 11.2 ns por arriba ó abajo del valor verdadero, cuando el orden de las mediciones es de entre 5 y 10 ms, deba merecer atención así como el contemplar la utilización de técnicas más eficaces para disminuir los errores aleatorios aquí evidenciados.

CONCLUSIONES

Hasta aquí el proceso de diseño y evaluación del dispositivo, toda la información recopilada, de carácter teórico y técnico, ha sido vertida en este trabajo para conformar un instrumento de medición de nivel de líquidos de no contacto, el cual opera aprovechando las propiedades del ultrasonido, para conseguir mediciones continuas de nivel determinadas digitalmente a través de la administración y el control de un microprocesador. Dicho instrumento presenta las siguientes especificaciones de operación:

ESPECIFICACIONES.

Alimentación.....	+/- 5 V y + 12 V. C.D.
Rango.....	0.75 m. --- 1.95 m. (distancia).
Resolución.....	1 mm. en distancia ó 0.1% de unidad.
Incertidumbre.....	+/- 0.00079 m. para distancia y nivel. +/- 0.03944 ltr. para volumen. +/- 0.05916 Kg. para peso.
Exactitud..... (calibrado)	99.77% para distancia. 99.48% para nivel, volumen y peso.

Precisión.....	99.90% para distancia. 99.778% para nivel, volumen y peso.
Display.....	cristal líquido, 6 dígitos, 3 cm. X 9.3 cm.
Teclado.....	Matricial de resorte, 12 teclas.
Transductor.....	EFR OTB40K2, 40 kHz, 0.3m. -- 4.56 m., 1.5 cm. X 3 cm.
Microprocesador.....	Motorola, MC68HC811E2 microcontrolador de 8 bits, 2 MHz.
Memoria (µc).....	EEPROM 2048 bytes, RAM 256 bytes.

Después de realizar un análisis general del presente trabajo se concluye lo siguiente:

1. Se cumple con el objetivo de este trabajo de presentar de manera clara y concisa los pasos de diseño y construcción de un sistema original de operación eficiente para la medición de nivel, volumen y peso de fluidos dentro de un contenedor.
2. El manejo de las propiedades de los ultrasonidos ha demostrado ser altamente eficiente para la determinación de distancias del transductor a una superficie.
3. Aunque no ha sido posible valorar el comportamiento y la dependencia del instrumento con respecto a algunas variables del medio, la serie de experimentos realizados si ha determinado que su comportamiento se ve modificado por la variación de éstas. Si bien no se tiene un dato numérico para conocer por ejemplo la desviación de la sensibilidad por grado centígrado, ó la desviación del cero por efecto de la humedad, debido a la falta de recursos para controlar a estas variables, si se ha comprobado indirectamente su dependencia al demostrarse que el factor por el cual se ve modificada la lectura del instrumento es de hecho la velocidad del sonido en el medio, variable altamente dependiente de la temperatura y de otros factores.
4. La relativamente alta sensibilidad del dispositivo a factores no controlables obligan a considerar técnicas de compensación especiales que hagan al instrumento más o menos inmune a estos así como para lograr una mayor y más constante exactitud en sus lecturas. Debido a que no es un sólo factor el que determina la variación de la velocidad del sonido en el medio sino varios de ellos, es recomendable la utilización de un transductor adicional el cual genere información de control a partir de evaluar un parámetro conocido, de tal suerte que el instrumento sea calibrado continuamente compensando cualquier modificación en el medio, tal y como de alguna manera,

mucho más sencilla, este instrumento es calibrado puntualmente para condiciones específicas del medio al realizar el procedimiento de calibración de la tecla (*).

5. La determinación de otras mediciones a través de cálculos matemáticos sencillos en el microprocesador a partir de la distancia medida por el instrumento, resultó ser un método sencillo y eficaz, aunque también es cierto que estas lecturas ven propagados e incrementados los errores sistemáticos de la medición original por los factores utilizados para sus cálculos.

6. La media aritmética resultó ser un técnica estadística simple y eficiente para la disminución de errores aleatorios, sin embargo es aconsejable la promediación de un mayor número de eventos para obtener resultados más precisos, así como la utilización del potencial del instrumento inteligente para aplicar otras técnicas estadísticas que disminuyan aun más los errores persistentes.

7. Lejos de la precisión y la frialdad de los números que un análisis cuantitativo siempre arroja, sin duda esta Tesis presenta su mayor aportación desde el marco cualitativo, pues, más ó menos preciso, muy ó poco exacto, mayor ó menor su rango y tolerancia, se ha desarrollado un prototipo donde "hardware" y "software" han sido cuidadosamente diseñados para conformar la esencia del instrumento, el principio de operación de un dispositivo de medición de nivel, sin duda perfectible, donde el tipo de transductor y microprocesador utilizado, la precisión, exactitud y rango pasan a segundo termino, pues estos pueden ser substituidos o mejorados eventualmente en diseños posteriores para fines particulares con adecuaciones más ó menos sencillas.

Que la contribución de este trabajo, cualquiera que fuese, sea un muy pequeño reconocimiento a lo que no se puede agradecer.....lo que se,..... lo que soy.

POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU.

Ciudad de México, Febrero 1996.

APENDICE A

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE CIRCUITOS Y DISPOSITIVOS



MC14504B

HEX LEVEL SHIFTER FOR TTL to CMOS or CMOS to CMOS

The MC14504B is a hex non-inverting level shifter using CMOS technology. The level shifter will shift a TTL signal to CMOS logic levels for any CMOS supply voltage between 5 and 15 volts. A control input also allows interface from CMOS to CMOS at one logic level to another logic level. Either up or down level translating is accomplished by selection of power supply levels V_{DD} and V_{CC} . The V_{CC} level sets the input signal levels while V_{DD} selects the output voltage levels.

- UP Translates from a Low to a High Voltage or DOWN Translates from a High to a Low Voltage
- Input Threshold Can Be Shifted for TTL Compatibility
- No Sequencing Required on Power Supplies or Inputs for Power Up or Power Down
- 3 to 18 Vdc Operation for V_{DD} and V_{CC}
- Diode Protected Inputs to V_{CC}
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 800



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 848



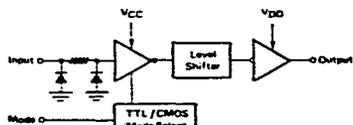
D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14504BOP Plastic
MC14504BCL Ceramic
MC14504BD SOIC

$T_a = -55^\circ\text{C}$ to 125°C for all packages

LOGIC DIAGRAM



Mode Select	Input Logic Levels	Output Logic Levels
1 (V _{CC})	TTL	CMOS
0 (V _{DD})	CMOS	CMOS

1/8 of package shown.

PIN ASSIGNMENT



This device contains circuitry to protect the internal operational transistors from high static voltages on unconnected inputs to the V_{DD} pin, only. Some applications may require the user to add external circuitry to the high-impedance circuit. For proper operation the range $V_{CC} = V_{DD} = 1.8\text{ V}$ to 15 V and $V_{DD} = V_{CC} = 1\text{ V}$ to 15 V are recommended. Unconnected inputs must always be tied to an appropriate logic level (either 0 or 1) within V_{CC} or V_{DD} . Unconnected outputs must be left open.



MC14049UB MC14050B

HEX BUFFERS

The MC14049UB hex inverters/buffers and MC14050B non-inverting hex buffers are constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic level conversion using only one supply voltage, V_{DD} . The input signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage for logic-level converters. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as CMOS-to-TTL/DTL converters ($V_{DD} = 5.0\text{ V}$, $V_{OL} < 0.4\text{ V}$, $I_{OL} > 3.2\text{ mA}$). Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequent connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Meets JEDEC UB Specifications—MC14049UB Meets JEDEC B Specification—MC14050B
- V_{IH} can exceed V_{DD}



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 872



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 848



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14049UBP Plastic
MC14049UBCL Ceramic
MC14049UBD SOIC

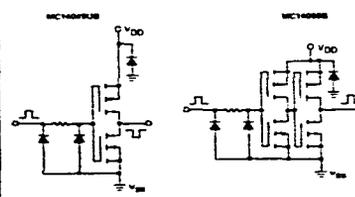
$T_a = -55^\circ\text{C}$ to 125°C for all packages

MAXIMUM RATINGS* (Nominals referenced to V_{SS})

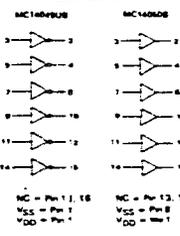
Rating	Symbol	Value	Limit
DC Supply Voltage	V_{DD}	-0.5 to +18	V
Input Voltage (DC or Transient)	V_{IH}	-0.5 to +18	V
Output Voltage (DC or Transient)	V_{OH}	-0.5 to $V_{DD} - 0.5$	V
Input Current (DC or Transient) per Pin	I_{IH}	±10	mA
Output Current (DC or Transient) per Pin	I_{OH}	-95	mA
Power Dissipation (per Package)	P_D	500	mW
Storage Temperature	T_{STG}	-65 to +150	°C
Lead Temperature (if Soldering)	T_L	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: All Packages - 7.0 mW/°C from 65°C to 125°C.

CIRCUIT SCHEMATIC 1/8 OF CIRCUIT SHOWN



LOGIC DIAGRAMS





**MC14514B
MC14515B**

4-BIT TRANSPARENT LATCH/4-TO-16 LINE DECODER

The MC14514B and MC14515B are two output options of a 4 to 16 line decoder with latched inputs. The MC14514B (output active high version) presents a logical "1" at the selected output, whereas the MC14515B (output active low version) presents a logical "0" at the selected output. The latches are R-S type flip-flops which hold the last input data presented prior to the enable transition from "1" to "0". These high and low outputs of a 4-bit latch to 16 line decoder are constructed with N-channel and P-channel enhancement mode drivers in a simple monolithic structure. The latches are R-S type flip-flops and data is admitted upon a signal incidence at the enable input, decoded, and presented at the output.

These complementary circuits find primary use in decoding applications where low power dissipation and/or high noise immunity is desired.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{gnd})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{OL} , V _{OH}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{CC} - 0.5	V
I _{OL} , I _{OH}	Input or Output Current (DC or Transient) per pin	±10	mA
P _D	Power Dissipation per Pin/Package	100	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _J	Junction Temperature (8 Solder Reflowing)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Temperature Degrading All Packages: +10 mW/C from 50°C to 125°C.



E SUFFIX
CERAMIC
CASE 623



F SUFFIX
PLASTIC
CASE 704

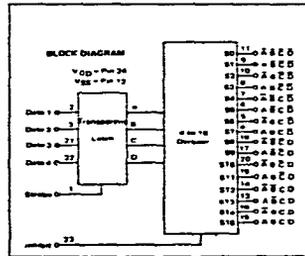


DW SUFFIX
SOIC
CASE 751E

ORDERING INFORMATION

MC14514BEP Plastic
MC14514BCL Ceramic
MC14514BOW SOIC

T_A = -55 to 125 °C for all packages



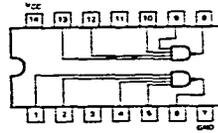
DECODE TRUTH TABLE (Strobe = "1")

HEXBIT	DATA INPUTS				SELECTED OUTPUT	
	D	C	B	A	MC14514 - Logic "1"	MC14515 - Logic "0"
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1
2	0	0	1	0	0	2
3	0	0	1	1	0	3
4	0	1	0	0	0	4
5	0	1	0	1	0	5
6	0	1	1	0	0	6
7	0	1	1	1	0	7
8	1	0	0	0	1	8
9	1	0	0	1	1	9
10	1	0	1	0	1	10
11	1	0	1	1	1	11
12	1	1	0	0	1	12
13	1	1	0	1	1	13
14	1	1	1	0	1	14
15	1	1	1	1	1	15

0 = Don't Care
*Strobe = 0, Data is latched



SN54/74LS20



J Suffix - Case 652-08 (Ceramic)
N Suffix - Case 652-08 (Plastic)

DUAL 4-INPUT NAND GATE

LOW POWER SCHOTTKY

GUARANTEED OPERATING RANGES

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS				
		MIN	TYP	MAX	UNIT	
V _{CC}	Supply Voltage	5A	A5	5.0	5.5	V
		7A	4.75	5.0	5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	5A	-55	25	125	°C
		7A	0	25	70	°C
I _{OH}	Output Current - High	5A, 7A			-0.4	mA
					4.0	mA
I _{OL}	Output Current - Low	5A			4.0	mA
		7A			8.0	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX	
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V _{CC} = MAX, V _{OL} = 0 V for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	5A	0.7		V _{CC} = MAX, V _{OH} = 0 V for All Inputs
V _{IC}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V _{CC} = MAX, I _{OH} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	5A	2.5	3.5	V _{CC} = MAX, I _{OL} = MAX I _{OL} = I _{OH} of V _{IL} per Truth Table
V _{OL}	Output LOW Voltage	5A, 7A	0.25	0.4	I _{OL} = 4.0 mA; V _{CC} = V _{CC} MIN
		7A	0.35	0.5	I _{OL} = 8.0 mA; V _{CC} = V _{CC} MIN
I _{IH}	Input HIGH Current		20		V _{CC} = MAX, V _{OH} = 2.7 V
I _{IL}	Input LOW Current		-0.5		V _{CC} = MAX, V _{OH} = 7.0 V
I _{CC}	Input LOW Current		-0.4		V _{CC} = MAX, V _{OH} = 0.4 V
I _{CC}	Input Supply Current		-20	-100	V _{CC} = MAX
					V _{CC} = MAX
I _{CC}	Total Output HIGH		0.8		V _{CC} = MAX
			2.2		V _{CC} = MAX

AC CHARACTERISTICS, T_A = 25°C

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	Turn On Delay: Input to Output		15	ns	V _{CC} = 5.0 V
t _{PLL}	Turn On Delay: Input to Output		10	ns	C _L = 15 pF

■定値・性能 Ratings and Characteristics

項目 Item	種類 Type	品番 Part No	標準形 Standard Type			
			EFRRUB40K22	EFROUB40K22	EFRRUB25K2	EFROUB25K2
公称周波数 Nominal Frequency (kHz)			400	400	250	250
感度 Sensitivity (dB)*			-45 min	---	-45 min	---
出力音圧レベル Sound Pressure Level (dB)**			---	110 min	---	106 min
帯域幅 Bandwidth (kHz)			4.0 min	4.0 min	2.5 min	2.5 min
用途 Application			Receiver	Transmitter	Receiver	Transmitter
最大入力電圧 Maximum Input Voltage (Vrms)			---	20	---	20
使用温度範囲 Operating Temperature Range (°C)			-20 to 60			

項目 Item	種類 Type	品番 Part No	小型 Compact Type		耐熱形 Temperature Stable Type	
			EFRRH840K24	EFROH840K24	EFRRSB40K65	EFROSB40K65
公称周波数 Nominal Frequency (kHz)			400	400	400	400
感度 Sensitivity (dB)*			-45 min	---	-47 min	---
出力音圧レベル Sound Pressure Level (dB)**			---	110 min	---	110 min
帯域幅 Bandwidth (kHz)			4.0 min	4.0 min	4.0 min	4.0 min
用途 Application			Receiver	Transmitter	Receiver	Transmitter
最大入力電圧 Maximum Input Voltage (Vrms)			---	20	---	20
使用温度範囲 Operating Temperature Range (°C)			-20 to 60		-40 to 100	

項目 Item	種類 Type	品番 Part No	防滴形 Enclosed Type	
			EFRRQB40K4	EFROQB40K4
公称周波数 Nominal Frequency (kHz)			400	400
感度 Sensitivity (dB)*			-52 min	---
出力音圧レベル Sound Pressure Level (dB)**			---	109 min
帯域幅 Bandwidth (kHz)			2.0 min	2.0 min
用途 Application			Receiver	Transmitter
最大入力電圧 Maximum Input Voltage (Vrms)			---	20
使用温度範囲 Operating Temperature Range (°C)			-20 to 60	

* 0dB=1VPa ** 0dB=20μPa

■規格 (超音波センサ)

項目	試験方法	規格値
感度	測定回路に規定する回路にて、最大感度を測定し、それを標準とする。	定格に規定する値を満足すること。
帯域幅	測定回路に規定する回路にて、-30dBとなる周波数を測定したときの帯域幅をいう。	定格に規定する値を満足すること。
温度特性	-20°Cおよび60°Cの室温槽に30分間放置し、取り出し直後測定した値を、20°Cでの値と比較する。	感度低下: 10.0dB以内
耐湿性 (定常状態)	温度40°Cで、湿度90~95%の環境に、100時間放置し、取り出し後常温常湿に24時間放置してから測定。	感度低下: 3.0dB以内
耐振撃性	衝撃加速度490 m/s ² (50G)、半波正弦波の衝撃を互いに直交する3方向に、1方向当り3回、合計9回加えた後に測定。	感度低下: 3.0dB以内 帯域幅は定格に規定する値を満足すること。
耐振性	全振幅1.5mm、振動数10~55ヘルツ、掃動時間1分間の振動を互いに直交する3方向に1方向当り1時間、合計3時間加えた後に測定。	感度低下: 3.0dB以内 帯域幅は定格に規定する値を満足すること。

■Performance Characteristics (Ultrasonic Ceramic Sensors)

Characteristics	Test Methods	Specifications	
Electrical	Sensitivity	Maximum sensitivity when measured in accordance with specified test circuit.	To meet the specified value
	Bandwidth	Bandwidth at frequency where sensitivity is -50dB when measured in accordance with the specified test circuit.	To meet the specified value
	Temperature Characteristics	Specimen shall be stored at -20°C and +60°C respectively for 30 minutes and measured soon after it is taken from the constant temperature chamber. The readings shall then be compared with that at 20°C.	Sensitivity drop: 10.0dB max
Environmental/Mechanical	Damp Heat (Steady State)	Specimen shall be stored at 40±2°C, 90 to 95%RH for 100 hours and then kept at normal temperature and humidity for 24 hours before measurement.	Sensitivity drop: 3.0dB max
	Shock	Specimen shall be measured after impact of 490 m/s ² (50G) is applied as follows: Direction: 3 perpendicular directions Time: 3 times per direction	Sensitivity drop: 3.0dB max Bandwidth: To meet the specified value
	Vibration	The specified single half sine vibration shall be applied to the specimen for each of three perpendicular directions for 1 hour (for totals of 3 hours). ●Amplitude: 0.75 mm (single 1.5 mm double) ●Sweep frequency and its interval: 10 Hz-55 Hz-10 Hz with duration of 1 minute	Sensitivity drop: 3.0dB max Bandwidth: To meet the specified value

TOKO

Variable Inductors

TYPE 12VXA

12mm TYPE 12VXA

Frequency Range: 10kHz-200kHz

Inductance Range: 1mH-60mH

Temperature Coefficient: 260ppm/°C



- Excellent resistance to temperature fluctuations, humidity, vibration and shock
- The polypropylene coil form has an internally matched body design precisely matched to the tuning circuit, providing excellent torque control. Once aligned to circuit, the setting is maintained throughout the manufacturing process. This precision eliminates the need and expense of locking screws.
- Optimum final tuning, with adjustments of $\pm 10\%$ of inductance
- The pot core provides electromagnetic shielding for EMI
- Presoldered terminal pins ensure a highly reliable connection

Quality Features:

- Large capacity bobbin accommodates thicker AWG wire sizes to provide inductances up to 60mH and Q's of 90 typical
- The ability to tune from top or bottom adds flexibility to your designs.



STANDARD DEVICES SELECTION GUIDE

The Part Numbers shown in the table below are standard devices which are readily available. TOKO will design and manufacture modified and custom devices to meet specific characteristics to meet your requirements. If you do not find the device for your application in the catalog, please see Modified and Custom Features in the rear of this catalog.

1. The device comes with 6 terminals to accommodate a transformer winding order list.

TYPE 12VXA

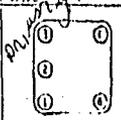
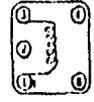
TOKO Part Number	Variable Inductance Range (mH)	Q _M	Measured Frequency (kHz)	Ref. Data (Typ.) DCR, (OHM)	SRF (MHZ)
719VXA-T1007Z	1.0 ± 10%	20 min	252	2.9	1.44
719VXA-T1008Z	1.2 ± 10%	20 min	252	3.3	1.23
719VXA-T1009Z	1.5 ± 10%	20 min	252	3.6	1.10
719VXA-T1010Z	1.8 ± 10%	20 min	252	5.3	1.02
719VXA-T1011Z	2.0 ± 10%	20 min	252	5.7	0.90
719VXA-T1012Z	2.2 ± 10%	20 min	252	6.3	0.89
719VXA-T1013Z	2.4 ± 10%	20 min	252	6.4	0.63
719VXA-T1014Z	2.7 ± 10%	20 min	252	6.7	0.78
719VXA-T1015Z	3.0 ± 10%	20 min	252	7.0	0.75
719VXA-T1016Z	3.3 ± 10%	20 min	252	7.3	0.74
719VXA-T1017Z	3.6 ± 10%	20 min	252	7.5	0.73
719VXA-T1018Z	3.9 ± 10%	20 min	252	7.7	0.62
719VXA-T1019Z	4.3 ± 10%	20 min	252	7.9	0.61
719VXA-T1020Z	4.7 ± 10%	20 min	252	10.3	0.61
719VXA-T1021Z	5.1 ± 10%	20 min	252	10.8	0.60
719VXA-T1022Z	5.6 ± 10%	20 min	252	11.3	0.58
719VXA-T1023Z	6.2 ± 10%	20 min	252	11.5	0.56
719VXA-T1024Z	6.8 ± 10%	20 min	252	12.5	0.56
719VXA-T1025Z	7.5 ± 10%	20 min	252	13.0	0.54
719VXA-T1026Z	8.2 ± 10%	20 min	252	14.0	0.53
719VXA-T1027Z	9.1 ± 10%	20 min	252	15.0	0.51
719VXA-T1028Z	10.0 ± 10%	45 min	79.6	22.8	0.44
719VXA-T1029Z	12.0 ± 10%	45 min	79.6	35	0.41
719VXA-T1030Z	15.0 ± 10%	45 min	79.6	40	0.39
719VXA-T1031Z	18.0 ± 10%	45 min	79.6	47	0.36
719VXA-T1032Z	20.0 ± 10%	45 min	79.6	51	0.34
719VXA-T1033Z	22.0 ± 10%	45 min	79.6	53	0.32
719VXA-T1034Z	24.0 ± 10%	45 min	79.6	55	0.31
719VXA-T1035Z	27.0 ± 10%	45 min	79.6	57	0.31
719VXA-T1036Z	30.0 ± 10%	45 min	79.6	70	0.28
719VXA-T1037Z	33.0 ± 10%	45 min	79.6	76	0.27
719VXA-T1038Z	36.0 ± 10%	45 min	79.6	95	0.26
719VXA-T1039Z	39.0 ± 10%	45 min	79.6	100	0.25
719VXA-T1040Z	43.0 ± 10%	45 min	79.6	108	0.24
719VXA-T1041Z	47.0 ± 10%	45 min	79.6	112	0.22
719VXA-T1042Z	51.0 ± 10%	45 min	79.6	115	0.21
719VXA-T1043Z	56.0 ± 10%	45 min	79.6	140	0.21
719VXA-T1044Z	62.0 ± 10%	45 min	79.6	150	0.20
719VXA-T1045Z	68.0 ± 10%	45 min	79.6	160	0.20

10PA TYPE COIL SPECIFICATION

No

Customer	APPROVED BY
Customer's Dwg. Number <i>Rev</i>	
Customer's Part Number	
Toko Sample Number <i>CLN-PA2001M</i>	Signature _____ Date _____

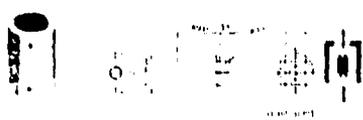
One copy with your signature is to be filed as your confirmation to our Specifications.

	Customer's Specifications	Toko's Specifications
Center Frequency	40 K Hz	40 K Hz
Tuning Range (1 - 3)	Hz	1000PP ± 8 %at 40 K Hz
Tuning Capacitance	pF ± %at ± pF(at)	pF ± %at ± pF(at)
Inductance	± %at H	± %at H
Unloaded Q (Qu)	± %at Hz	58 ±20 %at 40 M Hz
		<i>15.8 uH. BLACK.</i>
Stamp & Stamping site	Number of Turns	Number of Turns
		1-3 528
Colour <i>BLACK</i>	Wire	Wire <i>0.07#20EN</i>
Contacton (Bottom View)		
start of winding		
disk of case		
resol. of pin		
NOTES	1. Q, Qu measured without internal capacitor using Quarter 2. Above sample modified from Toko Sample No. 3. (2) indicates the date of customer's actual sample checked by Toko.	
Approved by 	Made by <i>C.C. Lin</i>	
ENGINEERING DEVELOPMENT DEPT	JAN-23-1989 Orig. JULY-23-1985 issues	h.z.f. Via S.H.
TAIWAN TOKO ELECTRONICS CO., LTD.	 Nanke Export Processing Zone Kaohsiung, R.O.C.	

TYPE 78 12VXA

Bias OSC Coils TOKO

12mm TYPE 12VXA
 Frequency Range: 10-200MHz
 Inductance Range: 1 Ohm
 Temperature Coefficient: $\pm 0.001\%/^{\circ}\text{C}$



Features

- Large capacity bobbin for embedded design
- To provide higher inductance
- The ability to tune from top to bottom a...

STANDARD PARTS SELECTION GUIDE

TYPE 12VXA

TOKO Part Number	Vertical Inductance Range (nH)	Q ₁	Measured Frequency (kHz)	Ret. Data (Typ.) DCR (OHM)	SRF (MHz)
719VXA-T1001Z	1.0±10%	20mm	252	2.0	1.44
719VXA-T1002Z	1.2±10%	20mm	252	3.3	1.24
719VXA-T1003Z	1.5±10%	20mm	252	3.6	1.10
719VXA-T1010Z	1.8±10%	20mm	252	5.3	1.02
719VXA-T1011Z	2.0±10%	20mm	252	5.7	0.90
719VXA-T1012Z	2.2±10%	20mm	252	6.3	0.88
719VXA-T1013Z	2.4±10%	20mm	252	6.4	0.80
719VXA-T1014Z	2.7±10%	20mm	252	6.7	0.75
719VXA-T1015Z	3.0±10%	20mm	252	7.0	0.75
719VXA-T1016Z	3.3±10%	20mm	252	7.3	0.74
719VXA-T1017Z	3.6±10%	20mm	252	7.5	0.71
719VXA-T1018Z	3.9±10%	20mm	252	7.7	0.67
719VXA-T1019Z	4.2±10%	20mm	252	7.9	0.64
719VXA-T1020Z	4.5±10%	20mm	252	8.2	0.61
719VXA-T1021Z	4.8±10%	20mm	252	8.5	0.59
719VXA-T1022Z	5.1±10%	20mm	252	8.7	0.57
719VXA-T1023Z	5.4±10%	20mm	252	8.9	0.55
719VXA-T1024Z	5.7±10%	20mm	252	9.1	0.54
719VXA-T1025Z	6.0±10%	20mm	252	9.3	0.54
719VXA-T1026Z	6.3±10%	20mm	252	9.5	0.51
719VXA-T1027Z	6.6±10%	20mm	252	9.7	0.49
719VXA-T1028Z	6.9±10%	20mm	252	9.9	0.47
719VXA-T1029Z	7.2±10%	20mm	252	10.1	0.46
719VXA-T1030Z	7.5±10%	20mm	252	10.3	0.43
719VXA-T1031Z	7.8±10%	20mm	252	10.5	0.42
719VXA-T1032Z	8.1±10%	20mm	252	10.7	0.41
719VXA-T1033Z	8.4±10%	20mm	252	10.9	0.39
719VXA-T1034Z	8.7±10%	20mm	252	11.1	0.38
719VXA-T1035Z	9.0±10%	20mm	252	11.3	0.37
719VXA-T1036Z	9.3±10%	20mm	252	11.5	0.36
719VXA-T1037Z	9.6±10%	20mm	252	11.7	0.35
719VXA-T1038Z	9.9±10%	20mm	252	11.9	0.34
719VXA-T1039Z	10.2±10%	20mm	252	12.1	0.33
719VXA-T1040Z	10.5±10%	20mm	252	12.3	0.32
719VXA-T1041Z	10.8±10%	20mm	252	12.5	0.31
719VXA-T1042Z	11.1±10%	20mm	252	12.7	0.31
719VXA-T1043Z	11.4±10%	20mm	252	12.9	0.30
719VXA-T1044Z	11.7±10%	20mm	252	13.1	0.30
719VXA-T1045Z	12.0±10%	20mm	252	13.3	0.29
719VXA-T1046Z	12.3±10%	20mm	252	13.5	0.29

TYPE 12VXA

TOKO Part Number	Inductance (mH)	Turns Ratio	Test Frequency (kHz)
719VXA-A01750	1	1-2/4-6	752
719VXA-A01850	10	50.5/20/25	752

APENDICE B

ESPECIFICACIONES MICROCONTROLADOR

Instrucciones del MC68HC11

Registros y Asignación de Bits de Control

Table 4-1. Register and Control Bit Assignments (1 of 2)

The register block can be remapped to any 4K boundary

	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	
\$1000	PA7	PA5	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PAC	PORTA
\$1001	Reserved								
\$1002	STAF	STAI	OWOM	HNOS	ORIN	PLS	EGA	IVVB	PIOC
\$1003	PC7	PC6	PC5	PC4	PC3	PC2	PC1	PC0	PORTC
\$1004	PB7	PB6	PB5	PB4	PB3	PB2	PB1	PB0	PORTB
\$1005	PCL7	PCL6	PCL5	PCL4	PCL3	PCL2	PCL1	PCL0	PORTCL
\$1006	Reserved								
\$1007	DOC7	DOC6	DOC5	DOC4	DOC3	DOC2	DOC1	DOC0	DDPC
\$1008	0	0	PD5	PD4	PD3	PD2	PD1	PD0	PORTD
\$1009	0	0	DD05	DD04	DD03	DD02	DD01	DD00	DDFD
\$100A	PE7	PE6	PE5	PE4	PE3	PE2	PE1	PE0	PORTE
\$100B	FOC1	FOC2	FOC3	FOC4	FOC5	0	0	0	CFORC
\$100C	OC1M7	OC1M6	OC1M5	OC1M4	OC1M3	0	0	0	OC1M
\$100D	OC1D7	OC1D6	OC1D5	OC1D4	OC1D3	0	0	0	OC1D
\$100E	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TONT (High)
\$100F	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TONT (Low)
\$1010	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TIC1 (High)
\$1011	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TIC1 (Low)
\$1012	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TIC2 (High)
\$1013	Bt 7	6	5	4	3	?	?	Bt 0	TIC2 (Low)
\$1014	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TIC3 (High)
\$1015	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TIC3 (Low)
\$1016	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TOC1 (High)
\$1017	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TOC1 (Low)
\$1018	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TOC2 (High)
\$1019	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TOC2 (Low)
\$101A	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TOC3 (High)
\$101B	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TOC3 (Low)
\$101C	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TOC4 (High)
\$101D	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TOC4 (Low)
\$101E	Bt 15	14	13	12	11	10	9	Bt 8	TI405 (High)
\$101F	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	TI405 (Low)
\$1020	OM2	OL2	OM3	OL3	OM4	OL4	OM5	OL5	TCTL1
\$1021	ED34B	EDG4A	EDG1B	EDG1A	EDG2B	EDG2A	EDG3B	EDG3A	TCTL2
\$1022	OC11	OC21	OC31	OC41	IC151	IC21	IC31		TMSK1

Table 4-1. Register and Control Bit Assignments (2 of 2)

\$1023	OC1F	OC2F	OC3F	OC4F	IC15F	IC1F	IC2F	IC3F	TFLG1
\$1024	TOJ	RTJ	PA0V1	PA11	0	0	PR1	PR0	TMSK2
\$1025	TDF	RTJF	PAGVF	PA1F	0	0	0	0	TFLG2
\$1026	DDRA7	PAEN	PAMOD	PEDGE	DDRA3	IC105	RTR1	RTR0	PACTL
\$1027	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	PACNT
\$1028	SPIE	SPE	DWOM	MSTR	CPOL	CPHA	SPR1	SPR0	SPCR
\$1029	SPIF	WCOL	0	MOOF	0	0	0	0	SPSR
\$102A	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	SPDR
\$102B	TCLP	SCP21	SCP1	SCP0	RCKB	SCR2	SCR1	SCR0	BAUD
\$102C	RB	TR	0	M	WAKE	0	0	0	SCCR1
\$102D	TIE	TCIE	RIE	ILIE	TE	RE	RAWJ	SBK	SCCR2
\$102E	TDRE	TC	ROF	IDLE	CA	IF	FE	0	SCSR
\$102F	R7T7	R6T6	R5T5	R4T4	R3T3	R2T2	R1T1	R0T0	SCDR
\$1030	DOF	0	SCAN	MULT	CD	CC	CR	CA	ADCTL
\$1031	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	ADR1
\$1032	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	ADR2
\$1033	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	ADR3
\$1034	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	ADR4
\$1035	0	0	0	PTCON	BPR3	BPR2	BPR1	BPR0	BPROT
\$1036	MSE	0	ELAT	EXCOL	EXRON	T1	T0	PGM	EPROG ¹
\$1037	Reserved								
\$1038	Reserved								
\$1039	ADPU	CSEL	IRDE	DLY	OME	0	CR1	CR0	OPTCON
\$103A	Bt 7	6	5	4	3	2	1	Bt 0	COPRST
\$103B	OOD	EVEN	ELAT ³	BYTE	ROW	ERASE	EELAT	EPGM	PPROG
\$103C	RBOOT	SMOD	MDA	IRVME	PSEL3	PSEL2	PSEL1	PSEL0	HPRI0
\$103D	RAM3	RAM2	RAM1	RAM0	REG3	REG2	REG1	REG0	INT
\$103E	TILOP	0	OCOR	CBYP	DISR	FQM	FCOP	TCON	EST1
\$103F	EE3 ⁴	EE2 ⁴	EE1 ⁴	EE0 ⁴	NOSEC	NOCCP	ROMON	EEON	CONFIG

NOTES

1. SCP2 adds -39 to SCI prescaler and is present only in MC68HC711E20
2. EPROG is present only in MC68HC711E20
3. ELAT in PPROG is present only on MC68HC711E9 and MC68E711E9.
4. EEPROM mapping control bits EE[3:0] apply only to MC68HC711E2.

APENDICE C

LISTADO DEL PROGRAMA

PMNCAL1 EQU \$F800
 REGBAS EQU \$1000
 PORTA EQU \$00
 PORTB EQU \$04
 PORTC EQU \$03
 PORTD EQU \$08
 PORTE EQU \$0A
 DDHC EQU \$07
 DDRD EQU \$09
 TCNT EQU \$0E
 TOC4 EQU \$1C
 TFLG1 EQU \$23
 TCTL2 EQU \$21
 TMSK1 EQU \$22
 LISTECL EQU \$80
 CODIGTEG EQU \$90
 LECTECL EQU \$A0

PVIC2 EQU \$00E5
 PVIC3 EQU \$00E2

ORG \$010
 TALT RMB 2
 TBAJ RMB 2
 FACRELD RMB 1 * BYTE MAS ALTO FACTOR DE CONVERSION A TIEMPO REAL
 FACRELC RMB 1 * BYTE ALTO FACTOR DE CONVERSION A TIEMPO REAL
 FACRELB RMB 1 * BYTE MEDIO FACTOR DE CONVERSION A TIEMPO REAL
 FACRELA RMB 1 * BYTE BAJO FACTOR DE CONVERSION A TIEMPO REAL
 PULS RMB 2
 ECO RMB 2
 TOF RMB 2
 MULNDOO RMB 1 * BYTE MAS ALTO MULTIPLICANDO (EN CEROS)
 MULNDOC RMB 1 * BYTE ALTO MULTIPLICANDO (EN CEROS)
 MULNDOB RMB 1 * BYTE MEDIO MULTIPLICANDO
 MULNDOA RMB 1 * BYTE BAJO MULTIPLICANDO
 MULDORC RMB 1 * BYTE ALTO MULTIPLICADOR
 MULDORB RMB 1 * BYTE MEDIO MULTIPLICADOR
 MULDORA RMB 1 * BYTE BAJO MULTIPLICADOR
 PRODD RMB 1 * BYTE MAS ALTO DE PRODUCTO
 PRODC RMB 1 * BYTE ALTO DE PRODUCTO
 PRODB RMB 1 * BYTE MEDIO DE PRODUCTO
 PRODA RMB 1 * BYTE BAJO DE PRODUCTO

FACDESNIVD RMB 1 * BYTE MAS ALTO FACTOR DE CONVERSION DE DESPLIEGUE DE NIVEL
 FACDESNIVC RMB 1 * BYTE ALTO FACTOR DE CONVERSION DE DESPLIEGUE DE NIVEL
 FACDESNIVB RMB 1 * BYTE MEDIO FACTOR DE CONVERSION DE DESPLIEGUE DE NIVEL
 FACDESNIVA RMB 1 * BYTE BAJO FACTOR DE CONVERSION DE DESPLIEGUE DE NIVEL
 CONTMED RMB 1 * VALOR DEL CONTADOR DE MEDICIONES PA RESPUESTA DE DISPLAY
 CONTACT RMB 1 * CONTADDR DE MEDICIONES ACTUALIZADO
 DIVNDOO RMB 1 * BYTE MAS ALTO DIVIDENDO
 DIVNDOC RMB 1 * BYTE ALTO DIVIDENDO
 DIVNDOB RMB 1 * BYTE MEDIO DIVIDENDO
 DIVNDOA RMB 1 * BYTE BAJO DIVIDENDO
 DIVSORO RMB 1 * BYTE MAS ALTO DIVISOR
 DIVSORC RMB 1 * BYTE ALTO DIVISOR
 DIVSORB RMB 1 * BYTE MEDIO DIVISOR
 DIVSORA RMB 1 * BYTE BAJO DIVISOR
 DIVPARCO RMB 1 * BYTE MAS ALTO DIVIDENDO PARCIAL
 DIVPARCC RMB 1 * BYTE ALTO DIVIDENDO PARCIAL
 DIVPARCB RMB 1 * BYTE MEDIO DIVIDENDO PARCIAL
 DIVPARCA RMB 1 * BYTE BAJO DIVIDENDO PARCIAL
 COCID RMB 1 * BYTE MAS ALTO COCIENTE
 COCIC RMB 1 * BYTE ALTO COCIENTE
 COCIB RMB 1 * BYTE MEDIO COCIENTE
 COCIA RMB 1 * BYTE BAJO COCIENTE
 RESIDR RMB 1 * BYTE MAS ALTO RESIDUO
 RESIDC RMB 1 * BYTE ALTO RESIDUO
 RESIDB RMB 1 * BYTE MEDIO RESIDUO
 RESIDA RMB 1 * BYTE BAJO RESIDUO

BINCA RMB 1 * NUM BINARIO ALTO
 BINB RMB 1 * NUM BINARIO MEDIO
 BINA RMB 1 * NUM BINARIO BAJO
 BDESP RMB 1 * BIT DESPLAZADO 0 o 1

BCDC RMB 1 * NUM BCD ALTO
 BCDB RMB 1 * NUM BCD MEDIO
 BCDA RMB 1 * NUM BCD BAJO

```

CDECOD RMB 1 * CONTADOR CONTROL DEL DECODIFICADOR PARA DISPLAY CRIST LIQ
BCD RMB 1 * NUM BCD (DIGITO A SER DESPLEGADO)

SUMPARD RMB 1 * BYTE MAS ALTO DE SUMA PARCIAL DE PROMEDIACION
SUMPARC RMB 1 * BYTE ALTO DE SUMA PARCIAL DE PROMEDIACION
SUMPARB RMB 1 * BYTE MEDIO DE SUMA PARCIAL DE PROMEDIACION
SUMPARA RMB 1 * BYTE BAJO DE SUMA PARCIAL DE PROMEDIACION

NIVOD RMB 1 * BYTE MAS ALTO DE NIVEL CERO O DE VACIO DEL CONTENEDOR
NIVOC RMB 1 * BYTE ALTO DE NIVEL CERO * * * * *
NIVOB RMB 1 * BYTE MEDIO DE NIVEL CERO * * * * *
NIVOA RMB 1 * BYTE BAJO DE NIVEL CERO * * * * *

AREACOND RMB 1 * BYTE MAS ALTO DEL DATO DEL AREA DEL CONTENEDOR
AREACDNC RMB 1 * BYTE ALTO DEL DATO DEL AREA DEL CONTENEDOR
AREACONB RMB 1 * BYTE MEDIO DEL DATO DEL AREA DEL CONTENEDOR
AREACONA RMB 1 * BYTE BAJO DEL DATO DEL AREA DEL CONTENEDOR

DENSID RMB 1 * BYTE MAS ALTO DEL DATO DE LA DENSIDAD DEL FLUIDO
DENSIC RMB 1 * BYTE ALTO DEL DATO DE LA DENSIDAD DEL FLUIDO
DENSIB RMB 1 * BYTE MEDIO DEL DATO DE LA DENSIDAD DEL FLUIDO
DENSIA RMB 1 * BYTE BAJO DEL DATO DE LA DENSIDAD DEL FLUIDO

MODO RMB 1 * VARIABLE DE MODO
CNTECL RMB 1 * CONTADOR DE LISTA DE TECLADO
TMREBOT RMB 2 * VARIABLE DE TIEMPO DE REBOTE PARA AMORTIGUAM DE TECLADO
CLECTECL RMB 1 * CONTADOR DE LECTURA DE TECLADO
CDECODB RMB 1 * CONTADOR DE DECODIFICADOR B (PARA DESPLEGADO DE TECLAS PRESIONADAS)
CINITEC RMB 1 * CONTADOR DE INICIALIZACION DE TECLADO

DATBCDC RMB 1 * BYTE ALTO DEL DATO BCD DE LECTURA (TECLADO)
DATBCDB RMB 1 * BYTE MEDIO DEL DATO BCD DE LECTURA (TECLADO)
DATBCDA RMB 1 * BYTE BAJO DEL DATO BCD DE LECTURA (TECLADO)
CNUMBCD RMB 1 * CONTADOR NUMERO DE DIGITOS BCD
CBITSBCD RMB 1 * CONTADOR DE BITS EN UN NUMERO BCD
CACTEC RMB 1 * CONTADOR ACONDICIONAMIENTO TECLAS PRESIONADAS
TECLA RMB 1
MODSEL RMB 1 * VARIABLE DE MODO DE SELECCION
SELTAR RMB 1 * VARIABLE DE SELECCION DE TAREA
SELNIVO RMB 1 * VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION (NIVEL O VOLUMEN)
VELDSPY RMB 1 * DATO CONTADOR PARA VELOCIDAD DE RESPUESTA DISPLAY
CONTVEL RMB 1 * CONTADOR ACTUALIZADO VELOCIDAD DE RESPUESTA DISPLAY.

ORG $70 DATBIND RMB 1 * BYTE MAS ALTO DE DATO BINARIO CONVERTIDO POR (TECLADO)
DATBINC RMB 1 * BYTE ALTO DE DATO BINARIO CONVERTIDO POR (TECLADO)
DATBINB RMB 1 * BYTE MEDIO DE DATO BINARIO CONVERTIDO POR (TECLADO)
DATBINA RMB 1 * BYTE BAJO DE DATO BINARIO CONVERTIDO POR (TECLADO)

ORG $A0
LECTEC1 RMB 1 * TECLA PRESIONADA 1 o 1er NUMERO BCD (DECIMAS)
LECTEC2 RMB 1 * TECLA PRESIONADA 2 o 2ndo NUMERO BCD (DECIMAS)
LECTEC3 RMB 1 * TECLA PRESIONADA 3 o 3er NUMERO BCD (CENTESIMAS)
LECTEC4 RMB 1 * TECLA PRESIONADA 4 o 4to NUMERO BCD (MILESIMAS)

ORG PMNIV17

LDD #$7D0 * BLOQUE DE INICIALIZACION DE VARIABLES
STD TALT
LDD #$10DE
STD TBAJ
LDAA #$21
STAA FACRELB
LDAA #$7F
STAA FACRELA
LDAA #$00
STAA FACDESNIVD
LDAA #$01
STAA FACDESNIVC
LDAA #$86
STAA FACDESNIVB
LDAA #$A0
STAA FACDESNIVA
LDAA #$64
STAA CONTMED
LDAA #$00
STAA VELDSPY

LDAA #$00
STAA NIVOD

```

```

STAA NIVOC * INICIALIZA EL NIVEL DE VACIO EN 2 METROS
LDAA #07
STAA NIVOB
LDAA #0D
STAA NIVOA

LDAA #00
STAA AREACOND
STAA AREACONC
LDAA #00 * INICIALIZA EL AREA DEL CONTENEDOR
STAA AREACONB * EN 0.050 m2
LDAA #02
STAA AREACONA

LDAA #00
STAA DENSID
STAA DENSIC
LDAA #03 * INICIALIZA LA DENSIDAD DEL FLUIDO EN 1 kg/litro
STAA DENSIB
LDAA #0E
STAA DENSIA

LDAA #00
STAA CINITEC * HACE 0 EL CONTADOR DE INICIALIZACION DE TECLADO

LDAA #02
STAA SELNIVO * HACE VARIABLE DE SELECCION IGUAL A 1 PARA CALC POR DEFAULT NIVEL

LDAA #0D * COLOCA DATOS DE LISTA DE TECLADO Y DE CODIGO
JSR GUARLIST * DE TECLADO MEDIANTE DOS SUBROUTINAS RESPECTIVAS
LDAA #01
JSR GUARCTEC
LDAA #0E
JSR GUARLIST
LDAA #02
JSR GUARCTEC
LDAA #07
JSR GUARLIST
LDAA #03
JSR GUARCTEC
LDAA #0D
JSR GUARLIST
LDAA #04
JSR GUARCTEC
LDAA #0E
JSR GUARLIST
LDAA #05
JSR GUARCTEC
LDAA #07
JSR GUARLIST
LDAA #06
JSR GUARCTEC
LDAA #0E
JSR GUARLIST
LDAA #07
JSR GUARCTEC
LDAA #0E
JSR GUARLIST
LDAA #08
JSR GUARCTEC
LDAA #0E7
JSR GUARLIST
LDAA #09
JSR GUARCTEC
LDAA #0F9
JSR GUARLIST
LDAA #0A
JSR GUARCTEC
LDAA #0FA
JSR GUARLIST
LDAA #00
JSR GUARCTEC
LDAA #0F3
JSR GUARLIST
LDAA #0B
JSR GUARCTEC

LDD #0E20

```

```

STD TMREBOT
BSET PORTA,X #40 *GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
COMIPRG LDAA VELDSPY * COMIENZA EL PROGRAMA, HACIENDO EL CONTADOR DE VELOCIDAD
STAA CONTVEL * IGUAL AL DATO DE VELOCIDAD DE DISPLAY.

LDS #500 * INICIALIZACION,DECLARACION DE PSEUDOVECTORES DE INT
LDAA #57E
STAA PVIC3
LDX #SECO
STX PVIC3+1

LDAA #57E
STAA PVIC2
LDX #TECLADO
STX PVIC2+1

LDX #REGBAS *APUNTA AL BLOQUE DE REGISTRO
BCLR TFLG1,X #EF *LIMPIA BANDERA OC4F

NICPRG LDX #REGBAS
BSET TCTL2,X #508 *EDG2B, EDG2A=1.0 IC2 (FRENTE NEGATIVDS)
LDAA #500
STAA MODO *HACE MODO=0 SI MODO ES DIF DE CERO ENTONCES YA HIZO INTERR
BCLR TFLG1,X #FD *LIMPIA BANDERA IC2F
BSET TMSK1,X #02 *HABILITA INTERRUPCIONES EN IC2
CLI *HABILITA INTERRUPCIONES

LDAA CONTMED *HACE EL CONTADOR DE MEDICIONES = AL CONTADOR
STAA CONTACT *ACTUALIZADO

LDAA #500
STAA SUMPARA
STAA SUMPARB
STAA SUMPARC
STAA SUMPARD *HACE SUMA PARCIAL DE PROMEDIO = 0

FRNTP BSET PORTA,X #10 *GENERA FRENTE POSITIVO EN PA4 (1)
LDD TCNT,X *CAPTURA VALOR ACTUAL DEL CONTADOR
STD PULS *GUARDA 1ra CAPTURA DE TIEMPO
ADD TALT *SUMA PULS+TALT=D CUAL SERA LA CUENTA EN TALT ms?
STD TOCA,X *PREPARA OC4 PARA DISPARAR EN TALT ms
BUCL1 BCLR TFLG1,X #10 BUCL1 *BUCLE HASTA QUE: OC4F=1
BCLR PORTA,X #10 *GENERA FRENTE NEGATIV EN PA4=0(REGRESA AL VAL. ORIG)
BCLR TFLG1,X #EF *LIMPIA BANDERA OC4F

BSET TCTL2,X #502 *EDG3B:EDG3A 1.0, FRENTE NEGATIVOS EN IC3 (PA0)
BCLR TFLG1,X #FE *LIMPIA BANDERA IC3F
BSET TMSK1,X #01 *HABILITA INTERRUPCION EN IC3

CLI *HABILITA INTERRUPCIONES

BUCL3 LDY TBAJ *TBAJ*(7cic/loop)*500ns=X[ms]
DEY *DECREMENTA Y
BNE BUCL3 *HACE EL BUCLE HASTA QUE Y=0

LDAB #500
STAB MULNDOC
STAB MULNDOC * PONE EN CEROS MULTIPLICANDO C Y D PUES MULNDO SERA DE 2 BYTES
LDAB FACRELC
STAB MULDORC
LDAB FACRELB
STAB MULDORB
LDAB FACRELA
STAB MULDORA

JSR PMULTES
JSR PDIVTES

LDAA CONTVEL * SI EL CONTADOR DE VELOCIDAD ES IGUAL A 0 ENTONCES
BEQ PROMED * SALTA A PROMED PARA PROMEDIAR MEDICIONES
DEC CONTVEL * SI NO ES IGUAL A 0 DECREMENTA EL CONTADOR DE VELOC SALTA Y
BNE FRNTP *GENERA OTRO FRENTE Y PROCESO HASTA HACER EL NUMERO INDICADO EN VELDSPY

PROMED LDAA COCIA * INICIA PROMEDIACION DE MEDIDAS
ADD SUMPARA

```

STAA SUMPARA
 LDAA COCIB
 ADCA SUMPARB
 STAA SUMPARB
 LDAA COCIC
 ADCA SUMPARC
 STAA SUMPARC
 LDAA COCID
 ADOA SUMPARD
 STAA SUMPARD * HACE LA SUMATORIA DE MEDICIONES GUARDADAS EN COCI Y LAS ALMACENA EN SUMPARD
 DEC CONTACT * DECREMENTA CONTADOR ACTUALIZADO DE MEDICIONES
 BEQ SIGUE1
 JMP FRNTP * SALTA A FRNTP, GENERA OTRO FRENTE * HASTA GENERAR EL NUM DE MEDICIONES EN

CONTMED

SIGUE1 LDAA #00
 STAA DIVSOR
 STAA DIVSORC
 STAA DIVSORB
 LDAA CONTMED
 STAA DIVSORA * HACE EL DIVISOR IGUAL A EL NUMERO DE MEDICIONES A PROMEDIAR (CONTMED)
 LDAA SUMPARA
 STAA DIVNDOA
 LDAA SUMPARB
 STAA DIVNDOB
 LDAA SUMPARC
 STAA DIVNDOC
 LDAA SUMPARD
 STAA DIVNDDO * HACE DIVIDENDO IGUAL A LA SUMATORIA DE MEDICIONES
 JSR DIVGRAL * SALTA A SUBROUTINA PARA HACER DIVISION SUMPARB/CONTMED (PROMEDIO)

LDAA SELNIVO * PRUEBA SI DESPLEGARA DIST, NIVEL, VOLUMEN O PESO, SI
 CMPA #01 * SELNIVO ES 1 ENTONCES SALTA A CONTINI PA DESPL DIST,
 BEQ CONTINI * PARA CUALQUIER OTRA POSIBILIDAD TIENE QUE CALC NIVEL

CALNIV LDAA NIV0A * INICIA PORCION DE CALCULO DE NIVEL
 SUBA COCIA * (DIFERENCIA DE DIST MEDIDA - NIV.CERO)
 STAA COCIA
 LDAA NIV0B
 SBCA COCIB
 STAA COCIB
 LDAA NIV0C
 SBCA COCIC
 STAA COCIC
 LDAA NIV0D
 SBCA COCID
 STAA COCID

LDAA SELNIVO * AQUI SELECCIONA ENTRE NIVEL, VOLUMEN O PESO, SI SELNIVO
 CMPA #02 * ES 2 SALTA A CONTINI PARA DESPLEGAR SOLO NIVEL, SI FUERA
 BEQ CONTINI * 4 o 5 ENTONCES SIEMPRE SALTA A CALCVOL
 JMP CALCVOL * PARA CALCULAR VOLUMEN

CONTINI JSR BINABCD6 * SALTA A SUBROUTINA DE CONVERSION DE BINARIO A BCD 6 DIGITOS
 JSR DESPLI * SALTA A SUBROUTINA DE DESPLIEGUE EN LCD

FINMED JMP COMIPRG * TERMINAN MEDICIONES, SALTA E INICIA OTRO GRUPO DE MEDICIONES

PMULTES LDAB #00 * COMIENZA SUBROUTINA MULTIPLICACION
 STAB PRODA * PONE EN CEROS TODOS BYTES PRODUCTO.
 STAB PRODB
 STAB PRODC
 STAB PRODD

CICLMUL CMPB MULDORC * MULTIPLICADOR ALTO>0 ?
 BGT CONT * SI ENTONCES CONT
 CMPB MULDORB * MULTIPLICADOR MEDIO>0 ?
 BGT CONT * SI ENTONCES CONT
 CMPB MULDORA * MULTIPLICADOR BAJO=0 ?
 BEQ FINMUL * SI ENTONCES FIN MULTIPLICACION

CONT LSR MULDRB * DESPL BYTE ALTO MULDR HACIA BYTE BAJO
 ROR MULDORA * AISLA bits DEL BYTE BAJO DE MULDR EN C
 BCC DESPMUO * Si bits=0 ENTONCES DESPMUO
 CLC
 LDAB PRODA
 ADDB MULNDOA * PRODA=PRODA+MULTIPLICANDOA
 STAB PRODA
 LDAB PRODB
 ADCB MULNDOB * PRODB=PRODB+CARRY+MULTIPLICANDOB

```

STAB PRODB
LDAB PRODC
ADCB MULNDOC * PROOC=PROOC+CARRY+MULTIPLICANDOC
STAB PRODC
LDAB PRODD
ADCB MULNDOD * PROOD=PROOD+CARRY+MULTIPLICANDOD
STAB PRODD
CLC
DESPMUO LSL MULNDOA * ACTUALIZA POSICION MULNDO DESPL. IZQ Y BMS ENTRA CRY
ROL MULNDOB * BMS EN A ENTRA Y SE DESPLAZA IZQ
ROL MULNDOC * BMS EN B ENTRA Y SE DESPLAZA IZQ
ROL MULNDOD * *** C***
LDAB #500
FINMUL BRA CICLMUL
RTS * REGRESA DE SUBROUTINA DE MULTIPLICACION

PDIVTES LDA FACDESNIOD * COMIENZA SUBROUTINA DE DIVISION BINARIA
STAA DIVSORH * GUARDA FACT DE DESPLEGADO DE NIVEL MAS ALTO EN DIVSOR MAS ALTO
LDA FACDESNIVC * 10,000 PARA NIVEL (METROS)
STAA DIVSORC * GUARDA FACT DE DESPLEGADO DE NIVEL ALTO EN DIVSOR ALTO
LDA FACDESNIOD
STAA DIVSORB * GUARDA FACT DE DESPLEGADO DE NIVEL MEDIO EN DIVSOR MEDIO
LDA FACDESNIVA
STAA DIVSORA * GUARDA FACT DE DESPLEGADO DE NIVEL BAJO EN DIVSOR BAJO
LDA PRODD
STAA DIVNDOD
LDA PRODC
STAA DIVNDOC
LDA PRODB
STAA DIVNDOB
LDA PRODA
STAA DIVNDOA

DIVGRAL LDA #500
STAA COCID
STAA COCIC
STAA COCIB
STAA COCIA * COCI=0
STAA DIVPARCD
STAA DIVPARCC
STAA DIVPARCB * DIVPARC=0
STAA DIVPARCA * DIVIDENDO PARCIAL=0
LDY #20 * CONTADOR=NUM BITS DIVIDENDO

CICLDIV LSL DIVNDOA * DESPL DIVNDO BAJO IZQ, AISLA BMS EN C
ROL DIVNDOB * ENTRA BMS DE DIVNDO BAJO, DESPL DIVNDO MEDIO IZQ
ROL DIVNDOC * ENTRA BMS DE DIVNDO MEDIO, DESPL DIVNDO ALTO IZQ
ROL DIVNDOD * ENTRA BMS DE DIVNDO ALTO, DESPL DIVNDO MAS ALTO IZQ, Y AISLA BMS EN C
ROL DIVPARCA * BMS DE DIVNDO (EN C) PASA AL bms DEL DIVIDENDO PARCIAL BAJO
ROL DIVPARCB * Y DESPLAZA IZQ EL RESTO DEL DIVIDENDO PARCIAL
ROL DIVPARCC
ROL DIVPARCD
CLC * LIMPIA CARRY

LDA DIVPARCA
SUBA DIVSORA
LDA DIVPARCB
SBCA DIVSORB
LDA DIVPARCC
SBCA DIVSORC * HACE RESTA POR PARTES DE
LDA DIVPARCD * DIVPARC - DIVSOR, A MANERA DE COMPARACION,
SBCA DIVSORD * PARA SABER SI.
BLO NDIVPARC * DIVIDENDO PARCIAL ES MAYOR IGUAL A DIVISOR ?

LSL COCIA
ROL COCIB
ROL COCIC
ROL COCID
LDA #501
ADDA COCIA
STAA COCIA
LDA #500 * DIVIDENDO PARCIAL MAYOR IGUAL A DIVISOR,
ADCA COCIB * ENTONCES DESPLAZA IZQ COCIENTE
STAA COCIB * Y PONE EN 1 EL bms
LDA #500
ADCA COCIC
STAA COCIC
LDA #500

```

```

ADCA COCID
STAA COCID
CLC      * LIMPIA CARRY

LDAA DIVPARCA
SUBA DIVSORA
STAA DIVPARCA
LDAA DIVPARCB
SBCA DIVSORB
STAA DIVPARCB * DIVPARC=DIVPARC-DIVSOR
LDAA DIVPARCC
SBCA DIVSORC
STAA DIVPARCC
LDAA DIVPARCD
SBCA DIVSORO
STAA DIVPARCD
BRA CONTDIV

NDIVPARC LSL COCIA * DIVIDENDO PARCIAL MENOR A DIVISOR,
ROL COCIB * ENTONCES, DESPL IZQ COCIENTE Y HACE 0 EL bms
ROL COCIC
ROL COCID

CONTDIV  DEY      * DECREENTA EL CONTADOR DE BITS DEL DIVIDENDO.
DEQ SIGUE
JMP CICLDIV * COMO BRANCH ESTA FUERA DE RANGO, SE USA JUMP.

SIGUE   LDAA DIVPARCA
        STAA RESIDA
        LDAA DIVPARCB
        STAA RESIDB * RESIDUO = A ULTIMO DIVIDENDO PARCIAL.
        LDAA DIVPARCC
        STAA RESIDC
        LDAA DIVPARCD
        STAA RESIDD

FINDIV  RTS      * REGRESA DE LA SUBROUTINA DE DIVISION

BINADCG PSHA * COMIENZA SUBROUTINA DE CONVERSION BINARIO A BCD 6 DIGITOS
PSHY
LDAA #00
STAA BCDC * BCD=0
STAA BCDB * BCD=0
STAA BCDA * BCD=0
LDY #18 * CONT Y=20 BITS EN NUM BINARIO
LDAA COCIC
STAA BINB
LDAA COCIB
STAA BINB
LDAA COCIA
STAA BINA * GUARDA COCIENTE DE DIVISION EN NUM BINARIO A CONVERTIR

CONV    LDAA #00
        STAA BDESP * BDESP=0
        LSL BINA * DESPLAZA IZQ BINBAJO, AISLA BMS EN C
        ROL BINB * BMS DE BINBAJO EN C ENTRA EN BINMEDIO Y DESP A IZQ
        ROL BINB * BMS DE BINMEDIO EN C ENTRA EN BINALTO Y DESP A IZQ, BIN=BINx2
        BCC DESBCD * BRINCA A DESBCD SI C=0
        LDAB #01
        STAB BDESP * C=BIT DESPLAZADO=1
        CLC
DESBCD LDAA BCDA * CARGA A CON BCDBAJO
        ADDA BDESP * BCD + BIT DESPLAZADO
        ADDA BCDA * EQUIVALE A DESPL 1 BIT A LA IZQ Y GENERA HALFC SI ACARREO DE B3 A B4
        DAA * AJUSTE A BCD
        STAA BCDA
        LDAA BCDB * CARGA A CON BCDMEDIO
        ADCA BCDB * DESPLAZA IZQ Y CONSIDERA CARRY GENERADO, ADEMAS GENERA HALFC SI ACARREO DE B3

A B4   DAA * AJUSTE A BCD
        STAA BCDB
        LDAA BCDC * CARGA A CON BCDALTO
        ADCA BCDC * DESPLAZA IZQ Y CONSIDERA CARRY GENERADO, ADEMAS GENERA HALFC SI ACARREO DE B3

A B4   DAA * AJUSTE A BCD
        STAA BCDC * SE COMPLETA OPERACION BCD=BCDx2 + BIT DESPLAZADO.
        DEY * DECREENTA CONTADOR (NUM BITS BIN)
        BNE CONV * SI CONTADOR DIF 0 ENTONCES IR A CONV
        PULY

```

FINBCBIN PULA
RTS * REGRESO DE SUBROUTINA DE CONVERSION BIN A BCD.

DESPLI LDAA #500
STAA CDECOD * CARGA CONTADOR DECODIFICADOR CON 0
LDAA BCDA
STAA BCD * CARGA EL BYTE MAS BAJO BCD EN BCD

SIGDIG LDAA BCD * CARGA ACUM A CON BCD
LDY #504

CORRBCD LSLA * CORRE 4 BITS A LA IZQ LA PALABRA BCD
DEY * PARA DEJAR LOS BITS DEL DIGITO MENOS SIGNIF EN LA POSIC
BNE CORRBCD * MAS SIGNIF PARA DESPLEGAR
ORAA CDECOD * A DR VALOR DE CNTRL DECODIF PA DEJAR EN b7-b3 DE A EL DIG BCO Y b3-b0 EL CNTRL

DECOD JSR DSPDECOD * SALTA RUTINA DESPLIEGUE EN LCO DEL BIT BAJO DEL PAR BCD
LDAA BCD * CARGA NUEVAMENTE BCD EN A
ANDA #5FO * A AND 11110000 PA ELIMINAR BITS BAJOS DEL PAR BCD Y DEJAR BITS ALTDS EN LUGAR ORIG

b7-b4 ORAA CDECOD * HACE OR PARA DEJAR EN b0-b3 EL CNTRL DECOD
JSR DSPDECOD * SALTA A RUTINA DE DESPLI
LDAB #504
CMPB CDECOD * PRUEBA CNTRL DEL DECODIF, SI ES MENOR DE 4 SIGUE Y APUNTA AL PAR DE BYTES BCD
BEQ BYTBBCD * MEDIOS (BCDB), SI ES IGUAL SALTA A APUNTAR AL PAR DE BYTES MAS SIGNIFICATIVO (BCDB)
LDAA BCDA-1 * APUNTA AL PAR MEDIO DE BYTES BCD (BCDB)
STAA BCD * LO GUARDA EN BCD
JMP PDESBYT * SALTA SIEMPRE PARA PDBAR SI SE HAN DESPLEGADO LOS 6 DIGITOS

BYTBBCD LDAA BCDA-2 * APUNTA AL PAR DE BYTES MAS SIGNIFIC BCD (BCDB)
STAA BCD * LO GUARDA EN BCD

PBDESBYT LDAA #506
CMPA CDECOD * PRUEBA EL CNTRL DEL DECODIF SI ES MENOR A 6 NO A ACABADO DE
BNE SIGDIG * DESPL TODOS LOS DIGIT, ENTONCES SALTA A SIGUIENTE DIGITO (SIGDIG)
RTS * REGRESA DE SUBROUTINA DE DESPLEGADO

DSPDECOD STAA PORTB.X * SACA EN PTO B b0-b3 PALABRA CNTRL DECODIFICADOR, b4-b7 DIGITO EN BCD
ORAA #50F * DESHABILITA SALIDA ACTIVA DEL DECODIFICADOR, Y GENERA UN
STAA PORTB.X * UN LATCH EN EL DRIVER DEL LCD.
INC CDECOD * INCREMENTA EL CONTROLADOR DEL DECODIFICADOR
RTS * REGRESA DE LA SUBROUTINA.

CALCVOL LDAA #500
STAA MULDORC
LDAA AREACONB * COMIENZA SUBROUTINA DE CALCULO DE VOLUMEN DEL FLUIDO EN EL CONTENEDOR
STAA MULDORB * HACE EL MULTIPLICADOR IGUAL AL AREA DEL
LDAA AREACONA * CONTENEDOR
STAA MULDORA

LDAA COCID
STAA MULNDOB
LDAA COCIB
STAA MULNDOC * HACE EL MULTIPLICANDO IGUAL AL COCIENTE
LDAA COCIB * DONDE SE ENCUENTRA EL PROMEDIO DE MEDIDAS DE NIVEL
STAA MULNDOB
LDAA COCIA
STAA MULNDOA

JSR PMULTS * SALTA A SUBRUT PA HACER LA MULTIPLIC DE NIVEL X AREA=VOLUMEN DEL FLUIDO

LDAA PRODD
STAA COCID
LDAA PRODC * GUARDA EL PRODUCTO DE LA MULTIPLICACION (VOLUMEN EN
STAA COCIB * RECIBEN CALCULADO EN EL COCIENTE
LDAA PRODB
STAA COCIB
LDAA PRODA
STAA COCIA

LDAA SELNIVO * AQUI REvisa SI LA SELECCION FUE 4,
CMPA #504 * SI NO LO FUE ENTONCES ES 5 Y SALTA A CALCULAR PESO A
BNE CALCPESO * A PARTIR DE LA DENSIDAD, SI FUE 4 ENTONCES
JMP CONTINI * SALTA DE REGRESO A CONTINI PA DESPLEGAR EL VOLUMEN

CALCPESO LDAA #500
STAA MULDORC
LDAA DENSI B * COMIENZA SUBROUTINA DE CALCULO DE PESO DEL FLUIDO EN EL CONTENEDOR
STAA MULDORB * HACE EL MULTIPLICADOR IGUAL A LA DENSIDAD DEL
LDAA DENSI A * FLUIDO

```

STAA MULDORA

LDAA COCID
STAA MULNDOO
LDAA COCIB
STAA MULNDOC * HACE EL MULTIPLICANDO IGUAL AL COCIENTE
LDAA COCIB * DONDE SE ENCUENTRA EL PROMEDIO DE MEDIDAS DE NIVEL
STAA MULNDOB
LDAA COCIA
STAA MULNDOA

JSR PMULTES * SALTA A SUBRUT PA HACER LA MULTIP LIC DE VOLUMEN X DENSIDAD * PESO DEL FLUIDO

LDAA PROOD
STAA DIVNDOO
LDAA PROOC * GUARDA EL PRODUCTO DE LA MULTIPLICACION (PESO)
STAA DIVNDOC * RECIEN CALCULADO EN EL DIVIDENDO
LDAA PROOB
STAA DIVNDOB
LDAA PROOA
STAA DIVNDOA

LDAA #300
STAA DIVSORB
LDAA #300
STAA DIVSORC * GUARDA #3E8 (1000) EN
LDAA #303 * EL DIVISOR
STAA DIVSORB
LDAA #3E8
STAA DIVSORA

JSR DIVGRAL * SALTA PARA DIVIDIR EL VOLUMEN CALCULADO ENTRE 1000 Y POOER DESPLEGAR

JMP CONTINI * SALTA DE REGRESO A CONTINI PA DESPLEGAR EL PESO

SECO LDX #REGBAS * COMIENZA RUTINA DE INTERRUPCION CAPTURA DE ECO
      BCLR TCTL2,X #03 * CAPTURA DE FRENTES DESHABILITADA
      LDD TONT,X * CAPTURA VALOR DEL CONTADOR EN EL MOMENTO DEL FRENTE NEG
      STD ECO * GUARDA 2a CAPTURA DE TIEMPO
      SUBD PULS * ECO - PULS = D (2a FRENTE NEG - 1or FRENTE NEG)
      STD TOF * GUARDA RESULTADO ENCICLOS DE MAQUINA E (1 CICLO = 600 ns)
      STAA MULNDOB * GUARDA BYTE MEDIO DEL TOF EN MULTIPLICANDO B
      STAB MULNDOA * GUARDA BYTE BAJO DEL TOF EN MULTIPLICANDO A
      BCLR TFLG1,X #3F * LIMPIA BANDERA IC3F
      LDD TOF
      RTI * REGRESA DE LA SUBRUTINA DE INTERRUPCION CAPTURA DE ECO

TECLADO LDX #REGBAS
        JSR REBOTECL
        LDAA PORTE,X * LEE LA PALABRA DE TECLADO PRESENTE EN EL PUERTO E
        SEI * DESHABILITA INTERRUPCIONES
        BCLR TFLG1,X #FD * LIMPIA BANDERA IC2F
        INC MODO * INCREMENTA MODO PA SABER QUE YA HIZO INTERRUPCION
        LDAB #300
        STAB CNTECL * HACE CONTADOR LISTA = 00
        LDY #LISTECL * CARGA Y CON DIRECCION INICIAL DE LA LISTA DE PALABRAS DE TECLADO

SIGLISTEC CMPA 0,Y * COMPARA LA PALABRA DE TECLADO PRESENTE CON LOS ELEMENTOS DE LIST DE PALAB
          BEQ CODIG * SI HAY COINCIDENCIA SALTA A CODIGO
          INC CNTECL * SI NO COINCIDE INCREMENTA EL CONTADOR DE LISTA PA ANALISAR SIG
          INY * INCREMENTA LA DIRECCION DE LA LISTA DE PALAB DE TECL
          LDAB #30C
          CMPB CNTECL * REvisa LAS 12 POSIBILIDADES DE PALABRAS DE TECLADO (12 TECLAS)
          BNE SIGLISTEC * SI NO HAY COINCIDENCIA EN LAS 12 ENTONCES ERROR
          RTI * Y REGRESA DE LA INTERRUPC A ESPERAR OTRA TECLA

CODIG LDY #CODIGTEC * SUMA LA DIRECC INICIAL DE LIST DE COGIG DE TECL CON EL
       LDAB CNTECL * VAL DEL CONT DE LISTA DE PALABR DE TECLADO,
       ADY * EL RESULT ESTA EN Y
       LDAA 0,Y * CARGA EN ACCA EL CODIG CORRESPOND A LA TECLA PRESIONADA
       STAA SELTAR

LDAA SELTAR * MODULO DE ANALISIS DE TECLA PARA SELECCION DE TAREA
CMPA #307 * SI ES 7 SALTA A DESPNIVO PARA DESPLEGAR EL DATO DE NIVEL CERO PROGRAMADO
BEQ DESPNIVO * Y LEER UN NUEVO DATO DE DISTANCIA AL NIVEL CERO O DE VACIO SI SE OSEEA
CMPA #308 * SI ES 8 SALTA A DESPAREC PA DESPLEGAR Y/O LEER EL DATO DEL AREA
BEQ DESPAREC * DEL CONTENEDOR PA CALCULO DEL VOLUMEN
CMPA #300 * SI ES 0 SALTA A DESPOES PA DESPLEGAR Y/O LEER EL DATO DE LA DENSIDAD
BEQ DESPOENS * DEL LIQUIDO PA CALCULAR PESO

```

```

CMPA #05 * SI ES 5 ENTONCES SALTA A TAREA DE
BEQ TARCPE$O * CALCULO DE PESO
CMPA #04 * SI ES 4 ENTONCES SALTA A
BEQ TARC$VOL * TAREA DE CALCULO DE VOLUMEN
CMPA #02 * SI ES 2 ENTONCES SALTA A
BEQ TARC$NIV * TAREA DE CALCULO DE NIVEL
CMPA #01 * SI ES 1 ENTONCES SALTA A
BEQ DES$PDIST * DESPLEGAR DISTANCIA
CMPA #0A * SI ES * * ENTONCES SALTA A DESPLEGAR CLAVE DE CALIBR (0000) Y LEE
BEQ DES$PCAL * DATO DE DISTANCIA DEL TRANSDUCTOR A LA SUPERFICIE PARA CALIBRAR (FACREL)
RTI * REGRESA DE LA INTERIR A CONT COMO SI NO SE HUBIERA TECLADO

TARCPE$O LDAA #05 * HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
STAA SELNIVO * IGUAL A 5 PA CALCULAR PESO DEL FULIDO
BCLR PORTA,X #40 * GENERA CERO LOGICO EN PA6 (0),HABILITA DIGTO 5 DISPLAY
JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PHOGRAMA CON LOS NUEVOS DATOS

TARC$VOL LDAA #04 * HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
STAA SELNIVO * IGUAL A 4 PA CALCULAR VOLUMEN DEL FULIDO
BCLR PORTA,X #40 * GENERA CERO LOGICO EN PA6 (0),HABILITA DIGTO 5 DISPLAY
JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON DATOS EXISTENTES

TARC$NIV LDAA #02 * HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
STAA SELNIVO * IGUAL A 2 PA CALCULAR NIVEL DEL FULIDO EN EL CONTENE
BSET PORTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON DATOS EXISTENTES

DES$PDIST LDAA #01 * HACE LA VARIABLE DE SELECCION DE MODO DE MEDICION
STAA SELNIVO * IGUAL A 1 PA DESPLEGAR SOLO DISTANCIA DEL TRANSDUCTOR A UNA SUPERFICIE
BSET PORTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY,
JMP COMIPRG * Y COMIENZA LA EJEC DEL PROGRAMA CON DATOS EXISTENTES

DES$PNIVO LDAA NIVOD
STAA COCID
LDAA NIVOC
STAA COCIC
LDAA NIVOB
STAA COCIB * PREPARA PARA DESPLEGAR EL DATO CONTENIDO DE NIVEL
LDAA NIVOA * DE VACIO Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PARA LEER NUEVO DATO
STAA COCIA * SI SE DESEA (EN mis.)
BSET PORTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
JSR BINABCD6
JSR DESPLI
JMP COMITEC1

DES$PAREC LDAA AREACOND
STAA COCID
LDAA AREACONC
STAA COCIC
LDAA AREACONB * PREPARA PARA DESPLEGAR EL DATO CONTENIDO DE AREA DEL
STAA COCIB * CONTENEDOR Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PA LEER NUEVO DATO
LDAA AREACONA * SI SE DESEA (EN mis.2).
STAA COCIA
BSET PORTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTO 5 DISPLAY
JSR BINABCD6
JSR DESPLI
JMP COMITEC1

DES$PDENS LDAA DEN$SID
STAA COCID
LDAA DEN$SIC
STAA COCIC
LDAA DEN$SIB
STAA COCIB * PREPARA PARA DESPLEGAR EL DATO CONTENIDO DE DENSIDAD
LDAA DEN$SIA * Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PARA LEER NUEVO DATO
STAA COCIA * SI SE DESEA (EN kg/mis).
BSET PDRTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PA6 (1),DESHABILITA DIGTD 5 DISPLAY
JSR BINABCD6
JSR DESPLI
JMP COMITEC1

DES$PCAL LDAA C$VECALD
STAA COCID
LDAA C$VECALC
STAA COCIC
LDAA C$VECALB
STAA COCIB * PREPARA PARA DESPLEGAR CLAVE DE CALIBRACION (0000)
LDAA C$VECALA * Y LUEGO SALTA A COMITEC1 PARA LEER DATO DE DISTANCIA DEL
STAA COCIA * TRANSDUCTOR A LA SUPERFICIE PA CALIBRAR (NUEVO FACREL)

```

```

BSET PORTA,X #40 * GENERA UNO LOGICO EN PAG (1), DESHABILITA DIGIT 5 DISPLAY
JSR BINABCD6
JSR DESPLI
JMP COMITEC1

COMITEC1  LDAA #00
          STAA CLECTECL
          LDAA #03
          STAA CDECOOB * CARGA CONTADOR DECODIF B CON 3

INITEC1  BSET TCTL2,X #08 * EDG2B, EDG2A=1:0 IC2 (FRENTE NEGATIVOS)
          BCLR TFLG1,X #0 * LIMPIA BANDERA IC2F

LOOPTEC  BRCLR TFLG1,X #02 LOOPTEC * ESPERA A QUE SE PRESIONEN LAS TECLAS
          JSR REBOTECL * SALATA A AMORTIGUAR REBOTE DE TECLAS
          LDAA PORTE,X * LEE LA PALABRA DE TECLADO PRESENTE EN EL PUERTO E
          BCLR TFLG1,X #0 * LIMPIA BANDERA IC2F
          LDAD #00
          STAD CNTECL * HACE CONTADOR LISTA = 00
          LDY #LISTECL * CARGA Y CON DIRECCION INICIAL DE LA LISTA DE PALABRAS DE TECLADO

SIGLISTEC1 CMPA 0,Y * COMPARA LA PALABRA DE TECLADO PRESENTE CON LOS ELEMENTOS DE LIST DE PALAB
          BEQ CODIG1 * SI HAY COINCIDENCIA SALTA A CODIGO
          INC CNTECL * SI NO COINCIDE INCREMENTA EL CONTADOR DE LISTA PA ANALISAR SIG
          INY * INCREMENTA LA DIRECCION DE LA LISTA DE PALAB DE TECL
          LDAB #10C
          CMPB CNTECL * REvisa LAS 12 POSIBILIDADES DE PALABRAS DE TECLADO (12 TECLAS)
          BNE SIGLISTEC1 * SI NO HAY COINCIDENCIA EN LAS 12 ENTONCES ERROR
          JMP INITEC1 * Y REGRESA DE LA INTERRUPC A ESPERAR OTRA TECLA

CODIG1   LDY #CODIGTEC * SUMA LA DIRECC INICIAL DE LIST DE COGIG DE TECL CON EL
          LDAB CNTECL * VAL DEL CONT DE LISTA DE PALABR DE TECLADO,
          ADY * EL RESULT ESTA EN Y
          LDAA 0,Y * CARGA EN ACCA EL CODIG CORRESPOND A LA TECLA PRESIONADA
          STAA TECLA
          LDX #LECTECL * SUMA LA DIRECCION INICIAL DE LOCALIDAD DE LECTURA DE TECLADO
          LDAB CLECTECL * CON EL VALOR DEL CONTADOR DE LECTURA DE TECLADO
          ADX * Y COLOCA EL RESULTADO EN X
          STAA 0,X * Y LO GUARDA A PARTIR DE LA DIRECCION INICIAL DE LECTURA DE TECLAS

          JSR DESPTEC * AHORA SALTA A RUTINA PARA DESPLEGAR LA TECLA PRESIONADA

          INC CLECTECL * INCREMENTA EL CONTADOR DE LECT DE TECLADO

          LDAA #04 * COMPARA EL CONTADOR DE LECTURA DE TECLADO
          CMPA CLECTECL * SI ESTE ES IGUAL QUE 4 ENTONCES YA CAPTURE LOS
          BEQ BCDBIN * 4 TECLAS Y SALTA PARA CODIV LOS DIGIT BCD A BINARIO
          JMP INITEC1 * SI NO REGRESA A ESPERAR LA SIG TECLA

BCDBIN  LDS #0C0
          LDAA #00
          STAA DATBIN
          STAA DATBIN0 * HACE DATOS BINARIOS IGUALES A CERO
          STAA DATBIN1
          STAA DATBIN2

          LDAA #04 * HACE 4 EL CONTADOR DE ACONDICIONAMIENTO
          STAA CACTEC * DE TECLAS PRESIONADAS

DSLTEC34 LSL LECTEC3 * DESPLAZA A LA IZQ LECTEC3 4 ESPACIOS PARA DEJAR
          DEC CACTEC * EL NUMERO BCD DE LA 3ra TECLA PRESIONADA
          BNE DSLTEC34 * EN LOS BITS MAS SIGNIF DE LECTEC3
          LDAA LECTEC4 * LUEGO HACE LECTEC3 DR LECTEC4 (DONDE EL DAT D BCD DE LA 4a TECLA
          DRAA LECTEC3 * SE ENCUENTRA EN LOS BITS MENOS SIGNIF) PARA DEJAR A AMBOS EN
          STAA DATBCDA * UNA SOLA PALABRA Y LUEGO LO GUARDA EN DATBCDA

          LDAA #04
          STAA CACTEC

DSLTEC12 LSL LECTEC1 * DESPLAZA A LA IZQ LECTEC1 4 ESPACIOS PARA DEJAR
          DEC CACTEC * EL NUMERO BCD DE LA 1ra TECLA PRESIONADA
          BNE DSLTEC12 * EN LOS BITS MAS SIGNIF DE LECTEC1
          LDAA LECTEC2 * LUEGO HACE LECTEC1 DR LECTEC2 (DONDE EL DATO BCD DE LA 2a TECLA
          DRAA LECTEC1 * SE EN CUENTA EN LDS BITS MENOS SIGNIF) PARA DEJAR A AMBOS EN
          STAA DATBCDB * UNA SOLA PALABRA Y LUEGO LO GUARDA EN DATBCDB

          LDAA #00

```

STAA DATBCDC * HACE DATBCDC IGUAL A CERO

LDAA #04 * HACE EL CONTADOR DE DIGITOS BCD IGUAL AL NUMERO
STAA CNUMBCD * DE DIGITOS BCD

DSPBCD LDAA #04 * HACE EL CONTADOR DE BITS EN UN NUMERO BCD=4
STAA CBITSBDCD

DSPBTBCD LSL DATBCDA * DESPLAZA DATBCDA A LA IZQ Y BMS ENTRA A CRY
ROL DATBCDB * BMS EN DATBCDA ENTRA Y SE DESPLAZA A LA IZQ DATBCDB
ROL DATBCDC * BMS EN DATBCDB ENTRA Y SE DESPLAZA A LA IZQ DATBCDC (HACE DATBCD=DATBCD*10)
LDAA #0F * HACE DATBCDC AND 00001111 PARA DEJAR LOS BITS MAS SINIF
ANDA DATBCDC * DE DATBCDC EN CEROS Y LOS MENOS SIGNIF CON EL DIGIT BCD DESPLAZADO
STAA DATBCDC * Y LO GUARDA EN DATBCDC
DEC CBITSBDCD
BNE DSPBTBCD * CONTINUA ROTANDO A LA IZQ HASTA QUE SE MUEVE 4 BITS

LDAA #00
STAA MULNDCD * MULTIPLICANDOS D Y C SERAN IGUALES A CERO
STAA MULNDCD
STAA MULDORC
STAA MULDORB * MULTIPLICADORB=0
LDAA DATBINB * HACE MULTIPLICANDOS B Y A IGUAL A DATOS BINARIOS
STAA MULNDOB * B Y A SUCEATIVAMENTE, PUES 4 DIGITOS BCD CABEN
LDAA DATBINA * EN 16 BITS O 2 BYTES
STAA MULNDOA
LDAA #0A * HACE MULTIPLICADORA IGUAL A 10
STAA MULDORA
JSR PMULTES * SALTA A SUBROUTINA DE MULTIPLICACION

LDAA PRODD
STAA DATBIN0
LDAA PRODC * CARGA EL RESULTADO DE LA MULTIPLICACION (PROD D,C,B,A)
STAA DATBINC * EN DATBIN D,C,B,A
LDAA PRODB
STAA DATBINB
LDAA PRODA
STAA DATBINA

ADDA DATBCDC
STAA DATBINA
LDAA DATBINB * SUMA EL NUMERO DATBINARIO CON EL DIGITO BCD
ADCA #00 * DESPLAZADO A LA IZQUIERDA Y LO GUARDA EN DATBINARIO
STAA DATBINB
LDAA DATBINC
ADCA #00
STAA DATBINC
LDAA DATBIN0
ADCA #00
STAA DATBIN0

DEC CNUMBCD * DECREMENTA EL CONTADOR DE NUMEROS BCD
BNE DSPBCD * SI NO ES IGUAL A CERO SALTA A DESPLAZAR EL SIG. DIGTO BCD

LDAA SELTAR
CMPA #07
BEQ NIVCERO
CMPA #08 * COMPARA LA PALABRA DE SELECCION DE TAREA
BEQ AREACONT * PARA DETERMINAR EN DONDE GUARDA EL DATO
LDAA SELTAR * RECIEN LEIDO DEL TECLADO
CMPA #00
BEQ DENSLIQ
CMPA #0A
BEQ CALIBRA

NIVCERO LDAA DATBIN0
STAA NIV0D
LDAA DATBINC
STAA NIV0C * GUARGA LOS DATOS DEL TECLADO CONVERTIDOS A BINARIO
LDAA DATBINB * EN EL DATO DE DISTANCIA DE NIVEL CERO DEL CONTENEDOR
STAA NIV0B
LDAA DATBINA
STAA NIV0A

JMP COMPRG * COMENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON LOS NUEVDS DATDS

AREACONT LDAA DATBIN0
STAA AREACOND
LDAA DATBINC * GUARDA LOS DATOS DEL TECLADO CONVERTIDOS A BINARIO
STAA AREACONC * EN EL DATO DE AREA DEL CONTENEDOR

```

LDAA DATBINB
STAA AREACONB
LDAA DATBINA
STAA AREACONA

JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON LOS NUEVOS DATOS

DENSLIQ LDAA DATBINB
STAA DENSIQ
LDAA DATBINC
STAA DENSGIC * GUARDA LOS DATOS DEL TECLADO CONVERTIDOS A BINARIO
LDAA DATBINB * EN EL DATO DE DENSIDAD DEL LIQUIDO EN EL CONTENEDOR
STAA DENSIQ
LDAA DATBINA
STAA DENSIQ

JMP COMIPRG * COMIENZA LA EJECUCION DE PROGRAMA CON LOS NUEVOS DATOS

CALIBRA LDAA DATBINB
STAA MULNDOO
LDAA DATBINC
STAA MULNDOC * GUARDA LOS DATOS DEL TECLADO DE DISTANCIA DEL TRANSDUCTOR
LDAA DATBINB * A LA SUPERFICIE CONVERTIDOS EN BINARIO EN EL MULTIPLICANDO
STAA MULNDOB
LDAA DATBINA
STAA MULNDOA
LDAA #01
STAA MULDORC * GUARDA 100,000 EN EL MULTIPLICADOR
LDAA #086
STAA MULDORB
LDAA #0A0
STAA MULDORA

JSR PMULTES * SALTA A SUBRUT DE MULTIPL Y HACE 100,000*DIST DE CALIBR

LDAA PRODD
STAA DIVNDOO
LDAA PRODC
STAA DIVNDOC * HACE PRODUCTO IGUAL A DIVIDENDO
LDAA PRODB
STAA DIVNDOB
LDAA PRODA
STAA DIVNDOA
LDAA #00
STAA DIVSORC * HACE DIVISOR D y A = 0
LDD TOF
STAA DIVSORB * GUARDA BYTE MEDIO DE TOF EN DIVISOR B
STAA DIVSORA * GUARDA BYTE BAJO DEL TOF EN DIVISOR A

JSR DIVGRAL * SALTA A SUBRUTINA DE DIVISION GRAL
LDAA COCID * PARA HACER FACREL = (DIST DE CALIBR)/TOF
STAA FACRELD
LDAA COCIC
STAA FACRELC
LDAA COCIB
STAA FACRELB
LDAA COCIA
STAA FACRELA * Y LUEGO SALTA A COMENZAR EL PROGRAMA CON NUEVOS DATOS DE
JMP COMIPRG * FACREL RECALIBRADO (RECORDAR QUE FACREL=5*5*VEL.SONIDO)

DESPTEC LDX #REGBAS
LDY #04 * CORRE 4 BITS A LA IZQUIERDA A LA PALABRA DE LA TECLA

TECLPRES LSLA * PRESIONADA PA DEJAR EL VALOR DE LA TECLA EN LA POSICION
DEY * MAS SIGNIFICATIVA PARA DESPLEGAR
BNE TECLPRES
ORAA CDECOOB * HACE ACCA OR CNTRL DECODIF B PARA DEJAR EN b3-b0 EL CNTRL DEL DECODIF

STAA PORTB,X * SACA EN PTO B b0-b3 LA PALABRA DE CNTRL DEL DECOD B
ORAA #0F * Y b4-b7 EL DIGITO DE LA TECLA PRESIONADA, LUEGO HACE
STAA PORTB,X * ACCA DR OF PARA DEJAR LA PALABRA DE CNTRL DEL DECODIF COMO
DEC CDECOOB * 1111 Y ASI GENERAR EL LATCH EN EL DRIVER DEL LCD (TC4543)

RTS * REGRESA DE SUBRUTINA DE DESPLIEGUE DE TECLA PRESIONADA

GUARLIST LDY #LISTECL * SUMA LA DIRECCION INICIAL DE LISTA DE TECLADO CON
LDAB CINTEC * EL VALOR DEL CONTADOR DE INICIALIZ DE TECLADO,
ABY * EL RESULTADO ESTA EN (Y), Y GUARDA LOS DATOS DE LA LISTA DE PALABR

```

```

STAA 0,Y * DE TECL A PARTIR DE LA DIRECCION INICIAL DE LA LISTA DE PALABRA DE TECLADO
RTS

GUARCTEC LDY #CODIGTEC *SUMA LA DIR INIC DE LISTA DE CODIG DE TECLAS CON EL VALOR
LDAB CINITEC *DEL CONTAD DE INICIALIZ DE TECLADO, EL RESULTA EN (Y),
ABY *Y GUARDA LOS DATOS DA LA LISTA DE CODIG DE TECLAS A PARTIR DE
STAA 0,Y *LA DIRECCION INICIAL DE LA LISTA DE CODIG DE TECLAS.

INC CINITEC *INCREMENTA EL CONTADOR DE INICIO DE TECLADO
RTS

REBOTECL LDY TMREBOT *COMIENZA SUBROUTINA DE AMORTIGUAMIENTO DE TECLADO
RETARDT DEY *TMREBOTx(7CICL/LOOP) APROX 10 ms
BNE RETARDT
RTS

DESPTEC LDY #REGBAS
LDY #04 *CORRE 4 BITS A LA IZQUIERDA LA PALABRA DE LA TECLA
TECLPRES LSLA *PRESIONADA PA DEJAR EL VALOR DE LA TECLA EN LA POSICION
DEY *MAS SIGNIFICATIVA PARA DESPLEGAR
BNE TECLPRES
DRAA CDECOB *HACE ACCA OR CNTRL DECODIF B PARA DEJAR EN b3-b0 EL CNTRL DEL DECODIF B
STAA PORTB,X *SACA EN PTD B b0-b3 LA PALABRA DE CNTRL DEL DECOD B
ORAA #0F *Y b4-b7 EL DIGITO DE LA TECLA PRESIONADA, LUEGO HACE
STAA PORTB,X *ACCA OR 0F PARA DEJAR LA PALABRA DE CNTRL DEL DECODIF COMO
DEC CDECOB * 1111 Y ASI GENERAR EL LATCH EN EL DRIVER DEL LCD (TC4543)
RTS *REGRESA DE SUBROUTINA DE DESPLIEGUE DE TECLA PRESIONADA

```

APENDICE D

DIAGRAMA ELECTRONICO DEL SISTEMA Y OTROS

Diagrama del módulo de control y procesamiento

Diagrama completo del dispositivo de medición de nivel

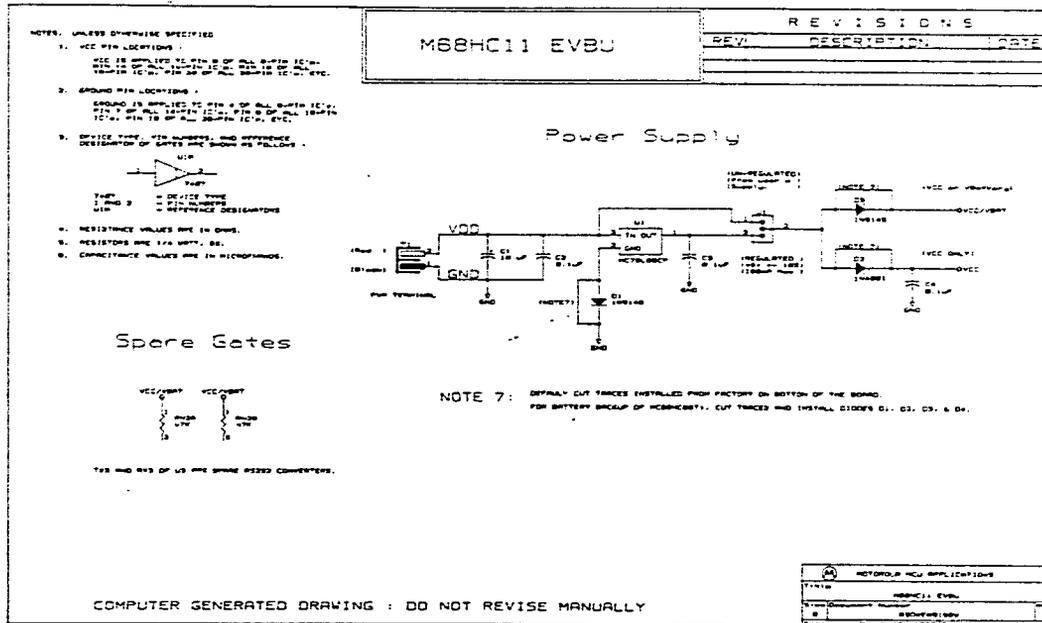


FIGURE 6-2. EVBU Schematic Diagram (Sheet 1 of 3)

Diagrama del módulo de control y procesamiento

171

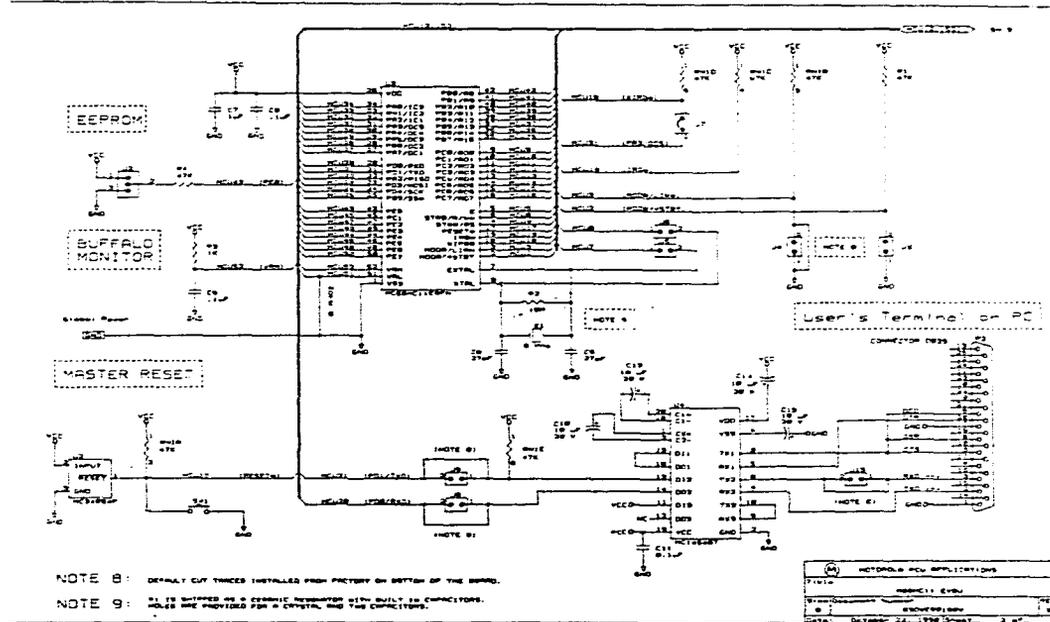


FIGURE 6-2. EVBU Schematic Diagram (Sheet 2 of 3)

Diagrama del módulo de control y procesamiento

172

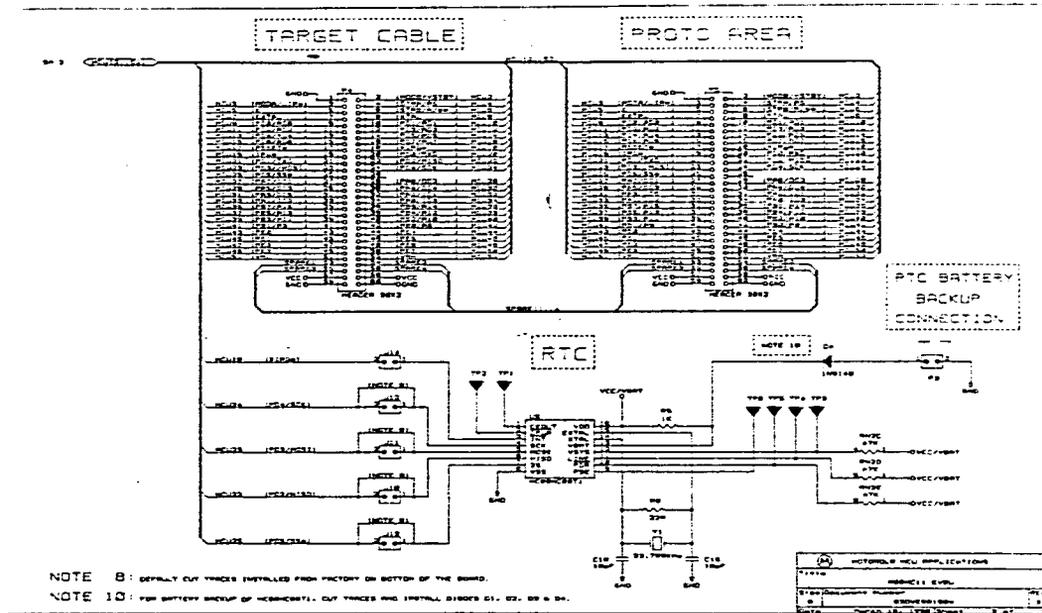


FIGURE 6-2. EVBU Schematic Diagram (Sheet 3 of 3)

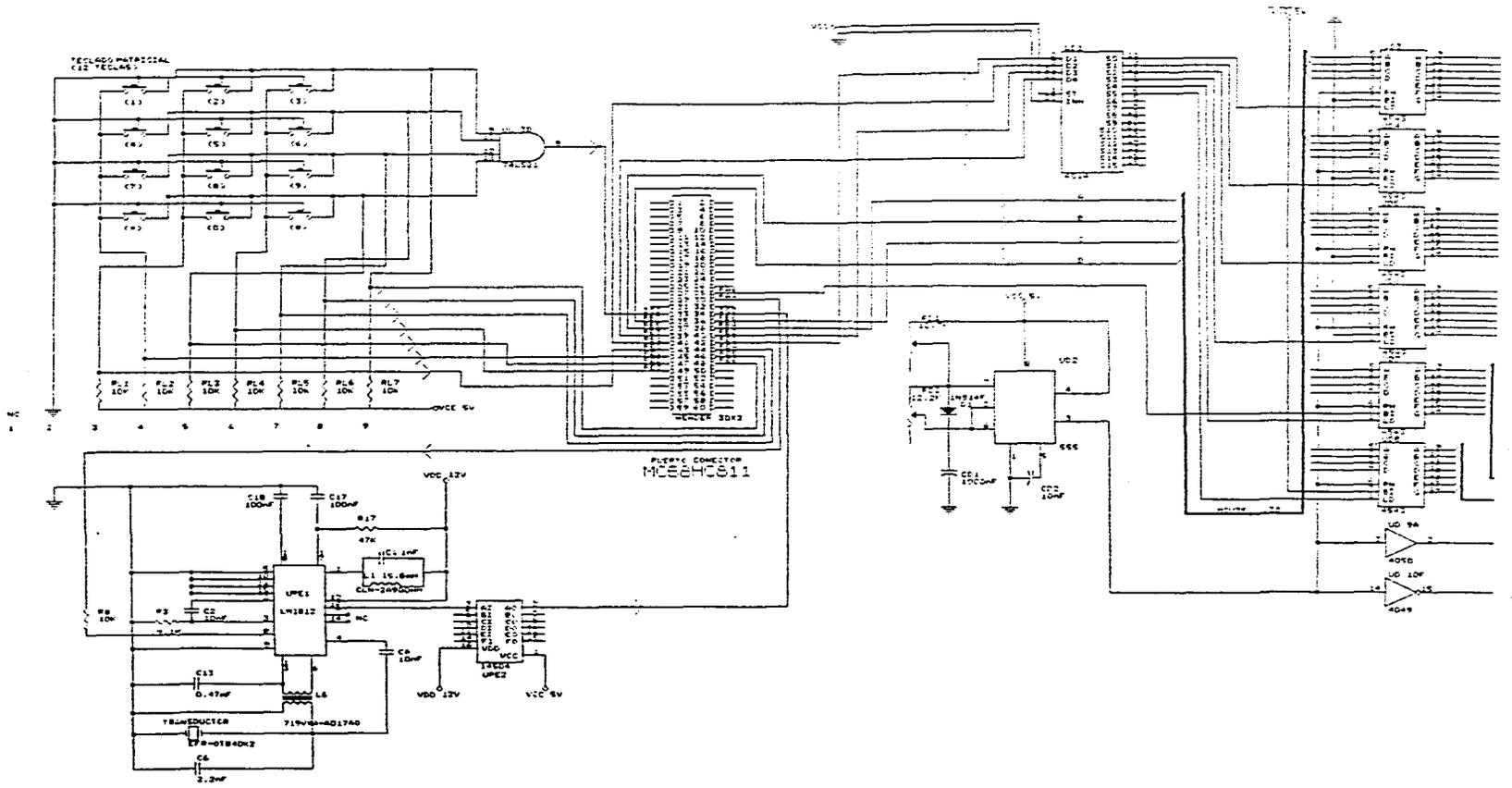
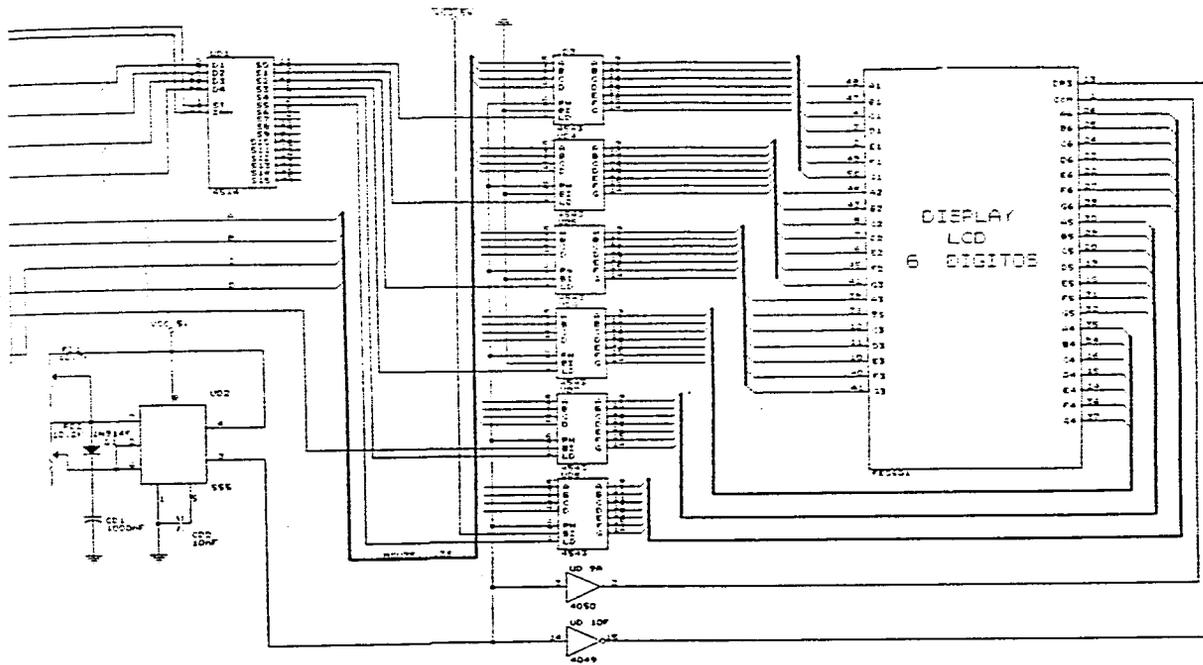


Diagrama completo del dispositivo de medición de nivel



bleto del dispositivo de medición de nivel

FALTA PAGINA

No.

174

BIBLIOGRAFIA

Clements Alan, The Principles of Computer Hardware, Oxford University Press, Oxford New York U.S.A 1991

Douglas V. Hall, Microprocessors and Digital Systems, McGraw-Hill book Company, Singapore China, 1987.

Fredrick J. Hill, Gerard R. Peterson, Digital Systems Hardware Organization and Design, John Wiley and Sons, New York, U.S.A., 1978.

John B. Peatman, Microcomputer Based Design, Mc Graw Hill Book Company, New York U.S.A., 1977.

G.J. Lipovski, 16 and 32 Bit Microcomputer Interfacing Program Examples in C and M68000 Family Assembly Language, Prentice Hall, New Jersey U.S.A., 1990.

Alan S. Morris, Principles of Measurement and Instrumentation, Prentice Hall, Geat Britain, 1993.

Ernest O. Doebelin, Measuremente Systems Application and Design, Mc. Graw -Hill International. Toyo Japan, 1975.

James W. Dally, William F. Riley, Kenneth G. McConnel, Instrumentation for Engineering Measurements, John Wiley & Sons Inc., U.S.A., 1993.

Jack P. Holman, Métodos Experimentales Para Ingenieros, McGraw - Hill, México, 1986.

- José M. Uruñuela, Microprocesadores, Programación e Interconexión, McGraw - Hill, México 1989.
- Motorola, M68HC11 Reference Manual, Motorola Inc, 1991.
- Motorola, M68HC11 E Series Technical Data, Motorola Inc, 1993.
- Motorola, M68HC11 EVBU Universal Evaluation Board User's Manual, Motorola Inc, 1990.
- Motorola, MC68HC11E9 Programing Reference Guide, Motorola Inc, 1988.
- Motorola, PCbug11 User's Manual MC68HC11, Motorola Inc, 1991.
- Motorola, CMOS Logic Data, Motorola Inc. 1988.
- Motorola, Fast and Ls TTL Data, Motorola Inc. 1989.
- National Semiconductors, Linear Data Book 3, National Semiconductors Inc.
- Benson Carlin, Ultrasonics, McGraw - Hill, New York, U.S.A.
- Richard Goldman, Ultrasonic Technology, Reinhold Publishing Co. New York, U.S.A. 1962.
- Harry N. Norton, Hand Book of Transducers, Prentice Hall, New Jersey U.S.A. 1989.
- D. Marioli, E. Sardini, "Ultrasonic Distance Measurement for Linear and Angular Position Control" IEEE Transactions on Insatrummentation and Measurement, Vol.37, No 4, Diciembre 1988.
- C. Canali, G. de Cicco, "A Temperature Compensated Ultrasonic Sensor Operating in Air for Distance and Proximity Measurements", IEEE Transactions on Insatrummentation and Measurement, Vol.29, No 4, Noviembre 1982.
- V. Magori, H. Walker, "Ultrasonic Presence Sensors with Wide Range and High Local Resolution", IEEE Transactions on Insatrummentation and Measurement, Vol.34, No 2, Marzo 1987.
- Thomas M Frederiksen, William M. Howard, "A Single Chip Monolithic Sonar System", IEEE Transactions on Insatrummentation and Measurement, Vol.9, No. 6, Diciembre 1974.
- Carl T. A. Johnk, Teoría Electromagnética, Editorial Limusa, México 1981.
- B. Agranat, M.Dubrovin, Fundamentos de la Física de los Ultrasonidos, Editorial Mir Moscú, Moscú U.R.S.S 1987.

Donald R. Gillum, Industrial Level Measurement, Instrument Society of America, U.S.A 1984.

Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales, Prentice Hall, México 1987.

R. Boylestad L. Nashelsky, Electrónica Teoría de Circuitos, Prentice Hall, México 1987.