

34 24



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**" DISEÑO DE UN CONTROLADOR DEL MEDIO  
AMBIENTE DE UN CENTRO DE COMPUTO,  
EN BASE A UN MCU. "**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

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

**JOSE ALBERTO CORRALES CORTES  
MARIO GUILLERMO ESTRADA HERNANDEZ  
JOSE JESUS GARCIA ESPINOSA  
FABRICIO GONZALEZ VEGA  
PATRICIA JUAREZ GALAN  
FERNANDO GERARDO MARIANO URBINA ROCA**



**PLA DE ORIGEN**

MEXICO, D. F.

1990



Universidad Nacional  
Autónoma de México



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

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

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

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

## INDICE.

### INTRODUCCION.

#### Capítulo I.- Variables a registrar.

- Ia.- Subsistemas básicos que componen un centro de cómputo.
- Ib.- Planteamiento del problema y diagrama de bloques de éste.
- Ic.- Medidor de Humedad Relativa y Temperatura.
- Id.- Medidor de Cargas Estáticas.
- Ie.- Medidor de Gasto y Flujo de aire.
- If.- Medidor de Acústica.
- Ig.- Sensor de Humo.
- Ih.- Medidor de Vibraciones.

#### Capítulo II.- Transductores.

- IIa.- Selección de cada uno de ellos.
- IIb.- Localización óptima de cada uno de estos.
- IIc.- Diseño de cada una de las interfases hacia el MCU.
- IId.- Blindaje de las señales hacia sus respectivas interfases.
- IIE.- Características y selección del convertidor A. D.

#### Capítulo III.- MCU.

- IIIa.- Principio de operación y características.
- IIIb.- Selección y características del teclado.

IIIc.- Sistemas de visualización y prevención.

IIId.- Diagrama general del software a realizar.

IIId.- Desarrollo del software necesario para el control y visualización de cada uno de los parámetros.

**CONCLUSIONES.**

**APENDICES.**

**BIBLIOGRAFIA.**

## INTRODUCCION

-----

## INTRODUCCION.

Una herramienta indispensable para el hombre actual, es la computadora. Actualmente se puede encontrar en el mercado desde computadoras personales hasta las llamadas supercomputadoras, también, se puede elegir el software de acuerdo al tipo de tareas que se van a desarrollar con ésta.

Para que las computadoras trabajen adecuadamente, se deben cumplir con las especificaciones que nos dá el fabricante. Así, tenemos que para algunos tipos de computadoras se necesita de un medio ambiente controlado.

El presente trabajo desarrolla el diseño de un controlador de variables ambientales para un centro de cómputo en base a una unidad microcomputadora (MCU). El capítulo I inicia con la presentación del problema, así como con un prototipo del centro de procesamiento de datos. También, se analizan algunos tipos de transductores que existen, para poder medir o detectar las variables a controlar que de una u otra manera afectan la operación del centro de cómputo.

En el capítulo II se efectúa la selección de los transductores, así como la localización que deben tener en el centro de cómputo prototipo. Adicionalmente se detallan los diseños de las interfases para que estos puedan ser conectados al MCU en base a dispositivos electrónicos que constituyen en

conjunto el hardware del sistema. Como complemento al diseño de las interfases se presenta un estudio sobre el blindaje de señales para que éstas no presenten problema alguno en su conectividad. Para terminar el capítulo se presentan los diversos tipos de convertidores analógico/digital (A/D), sus características, limitantes y selección como elementos requeridos para transmitir la información que captan los diversos transductores hacia el MCU.

En el capítulo III se analiza el microcontrolador que se utilizará, sus elementos constitutivos, así mismo se analizan y seleccionan los dispositivos de entrada (teclados) y salida (sistemas de visualización) que permiten la comunicación bidireccional del microcomputador con el exterior.

Finalmente se proporcionan los diagramas de flujo y programas que constituyen el software del sistema que proporcionan la detección y revisión de las variables que afectan la operación del centro de cómputo.

# CAPITULO I

## VARIABLES A REGISTRAR

**Ia.- Subsistemas básicos que componen un Centro de Cómputo.**

En la actualidad, las computadoras se han convertido en una herramienta indispensable, y hacia cualquier actividad que dirijamos nuestra atención, Administrativa, Industrial, Educativa, Científica, etc., están presentes de una o de otra manera. Definitivamente, sin la existencia de ellas ya no sería posible ningún adelanto, necesario en nuestra sociedad, y debemos a ellas en gran parte, el progreso humano actual.

Además es la herramienta básica en la cual se apoyan las esperanzas de la realización de proyectos futuros, que por naturaleza del ser humano son requeridos para la supervivencia en nuestro planeta.

Mediante los servicios de la computadora, se ha logrado reducir el esfuerzo humano, al grado de dar incluso comodidad, para realizar labores que requerirían un esfuerzo exhaustivo además de un largo período de tiempo y dedicación.

La computadora ha hecho posible que en los últimos 30 años la humanidad haya logrado avances realmente sorprendentes. Si comparamos este corto período de tiempo con respecto a cualquier otra época pasada, podemos confirmar que la creatividad del hombre siempre ha existido. Es indiscutible que en tal comparación existe "algo" que haya sido la causa por la cual se

logró dicho progreso. Sin la menor duda ese "algo" tiene que ser la computadora electrónica, pues sus aplicaciones lo confirman.

Pero pongamos algunos ejemplos para ilustrar lo anterior.

En los bancos financieros es la herramienta básica, sin la cual estos no podrían dar el servicio requerido, pues la cantidad de datos que se manejan a diario son miles y cuya veracidad, exactitud y oportunidad es de vital importancia, pues imaginemos por un momento que los saldos de los clientes fueran actualizados de más o de menos erróneamente, ya podremos imaginar también el problema tan grave que esto traería como repercusión para dicho banco. El retirar o depositar dinero, implica que en ese preciso momento quede actualizada la cuenta del cliente, pues en un solo día una misma cuenta puede tener varios movimientos. El hecho de que exista un error es considerablemente remoto, ya que también a través de la computadora, existen procesos de verificación sumamente confiables que garantizan siempre información veraz. Si nos preguntamos como es que se logra esta seguridad individual de la veracidad de cada uno de los datos, los cuales se agrupan por millones, la respuesta es, gracias a la computadora que permite consultarlos, verificarlos y actualizarlos en fracciones de segundo, permitiendo con esto dar el servicio bancario a mucha gente, en muy poco tiempo y algo sumamente importante, con el mínimo de esfuerzo, pues es muy cómodo que una persona esté sentada frente a una terminal a varios kilómetros de donde se

encuentran los datos y pueda accederlos con sólo oprimir teclas.

Vayamos ahora al campo de la medicina, en donde los últimos adelantos médicos, como son: corazones, pulmones, riñones, etc., artificiales, mediante los cuales se valen los médicos.

Para que un cuerpo pueda seguir vivo mientras ellos realizan alguna operación, son mecanismos controlados por computadoras, mediante los cuales se logra simular el comportamiento de un órgano vivo. En la actualidad, es común en algunos países, que un médico se valga de una computadora para dar un diagnóstico al enfermo, esto es, a la computadora se le alimentan los datos que reflejan los síntomas de la enfermedad; la computadora, en fracciones de segundo, consulta su Banco de Datos, en el cual existe una gama inmensa de síntomas parecidos o iguales y en unos minutos le proporciona al médico una serie de opciones en las cuales él basará el tratamiento a seguir.

Los viajes espaciales, son ahora realizables gracias a las computadoras. Los famosos Viajero I y II, no son otra cosa que un complejo conjunto de computadoras electrónicas puestas en el espacio.

Los aviones más modernos son conducidos automáticamente por computadoras, requiriendo la mínima intervención por parte del piloto.

El diseño, fabricación y prueba de nuevas computadoras se realiza a su vez, por medio de otras computadoras.

Podríamos seguir ejemplificando más sobre la aplicación de las computadoras en muchísimas más áreas, pero consideramos que con estos se puede observar la importancia de las funciones que realizan y la información que se almacena, en los Centros de Cómputo.

En esencia una computadora está formada por dos grandes partes:

a.- Software.

b.- Hardware.

#### Software.

En paralelo al desarrollo tecnológico de las computadoras, evolucionó la elaboración de programas que sirvieran en forma más eficiente. Estos programas que facilitan a la computadora la ejecución de los distintos trabajos que puedan requerirse, son llamados la estructura lógica o Software.

El Software de una computadora, por lo tanto, son todos aquellos programas que están escritos en un lenguaje apropiado a la estructura física de las máquinas y con los cuales es posible utilizarlas.

## Hardware.

Es el conjunto de equipos y dispositivos, tanto magnéticos y mecánicos, como eléctricos y electrónicos, que integran una computadora. El hardware es el encargado de efectuar físicamente los procesos de captación de información, operaciones aritméticas y lógicas, almacenamiento de información, y obtención de resultados; para cada una de estas instrucciones existe dentro de la computadora, un elemento que fué construido especialmente para realizarlas.

La organización básica de un sistema de computación se muestra en la figura 1.1:

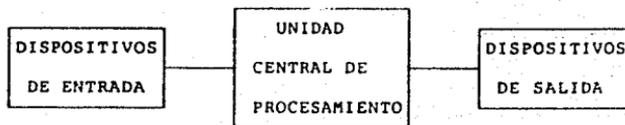


Figura 1.1.- Organización básica de un sistema de computación.

Dispositivos de entrada. Los sistemas de cómputo usan muchos dispositivos para la entrada. Algunos permiten la comunicación directa entre los humanos y las máquinas. Un ejemplo de esto es el teclado de una terminal conectada directamente con la computadora. Algunos requieren que los datos estén grabados en un medio de entrada, como papel o material

magnético. Son muy conocidos los dispositivos que leen datos grabados magnéticamente en cintas plásticas revestidas con un material ferromagnético, o discos plásticos flexibles o blandos. Sin importar el tipo de dispositivo usado, todos son componentes para interpretación y comunicación entre personas y sistemas de cómputo.

#### Unidad central de proceso.

El corazón de un sistema de computación es la unidad central de proceso (UCP). Este se puede dividir en tres secciones:

Sección primaria de almacenamiento. Esta sección se usa para cuatro propósitos. Tres de ellos relacionados con los datos que son procesados:

- 1.- Los datos son almacenados en un área de entrada, donde son guardados hasta que se vayan a procesar.
- 2.- El área de almacenamiento de trabajo es similar a las hojas de un borrador de papel; se usa para retener los datos que están siendo procesados y los resultados intermedios de tal procesamiento.
- 3.- Un área de almacenamiento de salida guarda los resultados finales de las operaciones de procesamiento hasta que pueden ser liberados.

4.- Además de estos propósitos relacionados con los datos, la sección primaria de almacenamiento también contiene un área exclusiva para el programa almacenado que guarda las instrucciones del procesamiento.

Las áreas separadas para estos cuatro propósitos generales no están fijadas por límites físicos en la sección de almacenamiento. Por el contrario, éstas pueden variar de una aplicación a otra. Por lo tanto, un espacio físico específico puede ser usado para almacenar datos de entrada en una aplicación, resultados de salida en otra, e instrucciones de procesamiento en una tercera. El programador que escribe las instrucciones de aplicación (o que da mantenimiento al software preparado por otros programadores) determina como será usado el espacio para cada trabajo.

Además de almacenamiento primario o sección de memoria principal, la mayoría de las computadoras también tiene capacidad de almacenamiento secundario (a veces llamadas auxiliares o externas). Los dispositivos de almacenamiento secundario son máquinas generalmente conectadas en línea a la UCP, donde sirven como bibliotecas para aceptar datos directamente y regresar datos directamente a la UCP, sin intervención humana. Los datos utilizables por la computadora también son retenidos fuera de la UCP en papel y medios de almacenamiento auxiliares que pueden ser magnéticos o cintas perforadas. Sin embargo, estos datos están frecuentemente fuera

de línea; esto es, la UCP no tiene acceso directo a ellos, ni acceso sin asistencia.

**Sección aritmética-lógica.** Todos los cálculos son ejecutados y todas las comparaciones (decisiones) son hechas en la sección aritmética-lógica de la UCP. Una vez que los datos pasan al almacenamiento primario de los dispositivos de entrada, estos son guardados y transferidos conforme son necesitados, a la sección aritmética lógica, donde tiene lugar el procesamiento. No hay procesamiento en la sección primaria. Los resultados intermedios generados en la sección aritmética-lógica son colocados temporalmente en una área de almacenamiento de trabajo designada, hasta que son necesitados después. Entonces los datos pueden moverse del almacenamiento primario a la unidad aritmética-lógica y regresar otra vez al almacenamiento de salida y de ahí a un dispositivo de salida.

El tipo y el número de las operaciones aritméticas y lógicas que una computadora pueden ejecutar están determinadas por el diseño de ingeniería de la UCP.

**Sección de control.** ¿Cómo sabe el dispositivo de entrada cuando alimentar datos al almacenamiento? ¿Cómo sabe la sección aritmética-lógica que hacer con los datos recibidos? ¿Cómo es capaz el dispositivo de salida de obtener resultados finales en lugar de intermedios? Esto se debe a la selección, interpretación y vigilancia de la ejecución de las instrucciones

del programa que la sección de control de la UCP puede mantener en orden y a que puede también dirigir la operación del sistema entero. Aunque no ejecuta ningún procesamiento real de los datos, la unidad de control actúa como un sistema nervioso central, para los otros componentes de la computadora. De iniciarse el procesamiento la primera instrucción del programa es seleccionada y pasada a la sección de control, desde el área de almacenamiento del programa. Ahí es interpretada y las señales son enviadas a otros componentes para que ejecuten la(s) acción(es) necesarias. Luego, otras instrucciones del programa son seleccionadas y ejecutadas en forma secuencial, hasta que el procesamiento está completo.

**Dispositivos de salida.** Como las unidades de entrada, los dispositivos de salida son instrumentos de interpretación y comunicación entre los humanos y el sistema de computadoras. Los dispositivos toman los resultados de salida de la UCP en forma de código de máquina y lo convierten a una forma que puede ser usada, ya sea por personas (por ejemplo, un reporte impreso), o como entrada para una máquina en otro ciclo de procesamiento (por ejemplo, una cinta magnética).

Todas las unidades de entrada, salida y almacenamiento secundario, son algunas veces llamadas dispositivos periféricos (o solamente periféricos). Esta terminología se refiere al hecho de que aunque estos dispositivos no son parte de la UCP, se localizan casi siempre cerca de ella.

Hemos mencionado los elementos de una computadora, y que son también elementos de un Centro de Cómputo. Por lo que cuando hablemos de un Centro de Cómputo, nos estaremos refiriendo al lugar donde puede estar ubicada una o más computadoras, es decir el local previamente seleccionado donde se encuentra la computadora.

Ahora hablaremos de otros elementos que también forman parte del Centro de Cómputo estos son aquellos que la computadora necesita para su funcionamiento. Estos se pueden dividir en:

#### Consideraciones de construcción y espacio.

El centro de cómputo deberá contar con el espacio adecuado para el equipo y el número de personas que permanecieran en él. Dentro de este espacio se deberá considerar, además del equipo de cómputo, otro mobiliario como podría ser gabinetes de almacenamiento temporal, mesas de trabajo, sala de juntas, etc.

Los materiales que se utilicen en la construcción o adecuación del centro de cómputo, deberán ser materiales anti-inflamables. El techo y paredes deberán estar impermeabilizadas para evitar posibles filtraciones de agua.

El piso del centro de cómputo deberá contar con piso falso a una altura mínima de 20 cm del piso real. Esto con el objeto

de permitir el suministro de aire al área, la protección de cables de interconexión, y expansión o modificación del centro de cómputo. Además el piso falso deberá ser de material antinflamable o resistente al fuego, deberá estar aterrizado a una tierra diferente a la tierra eléctrica y la resistencia del piso debe ser mayor a 150 000 ohms, para 1 mt. de altura entre el piso real y el piso falso.

La iluminación del centro de cómputo, deberá ser con lámparas fluorescentes, para evitar en lo posible los reflejos y la disipación de calor ocasionada por otro tipo de iluminación. Además es recomendable pintar las paredes de color claro y el techo con blanco, para que pueda reflejar la luz.

El centro deberá estar ubicado lejos de antenas de transmisión o recepción para evitar posible interferencia.

#### Consideraciones Eléctricas y de tierra.

Esto es el sistema de alimentación debe ser el adecuado y poseer los elementos de seguridad y control para mantener los niveles de voltaje y corriente de tal manera que no sobrepasen los límites especificados por el fabricante del equipo.

Ya que, se requiere de corriente regulada para la alimentación eléctrica del equipo con tolerancia en voltaje de más/menos 5 volts y en frecuencia de más/menos medio ciclo. Para

el cálculo de los circuitos requeridos por el equipo se deberá tomar un factor de seguridad en el calibre de los conductores. Los circuitos deberán rematar en conectores tipo industrial a prueba de agua. Cada equipo deberá contar con su alimentación independiente, excepto las terminales y equipo de captura que prodrán conectarse hasta 4 por línea eléctrica. El tablero debe contar con un doble bus de tierra, uno para el neutro eléctrico y otro para proveer tierra física, al dimensionar el tablero de distribución para el centro de cómputo es conveniente que los circuitos sean llevados en un tubo metálico flexible quedando suelto bajo piso falso en la proximidad de la máquina que alimentará. Además es recomendable que la alimentación eléctrica para el centro sea independiente de otras áreas.

#### Consideraciones ambientales, de protección y seguridad.

Sistema de aire acondicionado, éste debe contar con instalaciones eléctricas independientes y estar, conectado a la planta de emergencia. Todos los equipos de aire acondicionado deberán contar con filtros de alta eficiencia, además en los ductos de inyección y retorno del aire acondicionado deberán instalarse trampas contra fuego, de tal forma que paren automáticamente el suministro de aire en caso de conato de incendio.

Con la inyección de aire acondicionado debe obtenerse en el ambiente del centro de cómputo una temperatura de 21 °C más

menos 2 °C y una humedad relativa de 45% más menos 5%.

El sistema de aire acondicionado puede ser una combinación de ductos sobre el techo y bajo el piso falso, además contar con un sistema de aire primario dentro del centro y otro secundario fuera de éste. El que se encuentre dentro del centro de cómputo se encargará de inyectar aire por el piso falso y a través de ductos o registros de aire, éste será absorbido por el equipo y descargado al cuarto, es decir se encargará de contrarestar el aire caliente producido. El segundo sistema de aire acondicionado proveerá aire por el techo y absorberá el remanente de aire caliente que quede en el cuarto, manteniendo así entre los dos una continuidad de aire y ventilación dentro del centro.

Es importante considerar los niveles de ruido dentro del centro de cómputo. El total de nivel de ruido que es generado por las diferentes fuentes es reflejado o absorbido dependiendo de las características del cuarto y el tipo de equipos que se tengan. El nivel de ruido en las instalaciones puede ser reducido con una apropiada distribución de las fuentes de ruido como pueden ser algunas impresoras, esto es separarlas en lo posible del resto del equipo.

Un sistema importante e indispensable en todo centro de cómputo, es el de prevención y detección de incendios. Un sistema de detección de fuego debe ser instalado para proteger el centro de cómputo, éste debe contar con alarma tanto visual

como audible en el propio centro de cómputo.

**Ib.- Planteamiento del problema y diagrama de bloques de éste.**

Debido a la importancia que hoy en día tienen las computadoras, tanto por las funciones que desempeñan, como por la información que almacenan, es indispensable tenerlas en el ambiente adecuado para su óptimo y seguro funcionamiento.

En incisos anteriores mencionamos tres grupos de consideraciones que impactan un centro de cómputo estas son:

- 1.- Consideraciones de construcción y espacio.
- 2.- Consideraciones eléctricas.
- 3.- Consideraciones de ambientación, seguridad y protección.

Que ya fueron mencionadas por separado.

En el primer punto se consideran elementos fijos que fueron definidos en el momento de la construcción del centro de cómputo.

El segundo se dá por hecho que el sistema eléctrico de protección es suficientemente capaz de controlar las variaciones tanto de voltaje, interferencia y suministro de tal manera que

estas variaciones no llegan hasta el centro de cómputo.

Los terceros contienen las variables que serán susceptibles de ser controladas, estas son :

- Humedad relativa y temperatura.
- Cargas estáticas.
- Gasto y Fujo de aire.
- Acústica.
- Vibraciones.
- Humo.

#### Humedad relativa y temperatura.

Todos los equipos eléctricos producen energía calorífica, y la acumulación de calor producida por el equipo de cómputo es significativo. Los límites de temperatura y humedad con que trabajan los equipos varían de acuerdo a la tecnología en que fueron diseñadas.

Como ejemplo, a continuación daremos los límites de operación de humedad relativa y temperatura para un equipo de cómputo IBM, así como su análisis.

El sistema de aire acondicionado es una herramienta para controlar la humedad y temperatura dentro de los límites de operación del equipo de cómputo, además de tener buenas

condiciones de trabajo para el personal de operación.

DISEÑO	
TEMPERATURA	24 °C
HUMEDAD RELATIVA	50%

LÍMITES	
TEMPERATURA	16 °C a 32 °C
HUMEDAD RELATIVA	20 % a 60 %

Figura 1.2.- Límites de humedad relativa.

Generalmente el sistema de aire acondicionado se diseña para mantener un ambiente de 24 °C y 50 % de humedad a una altitud de 2150 m., que está dentro de los límites.

Los altos niveles de humedad relativa pueden causar mala alimentación del papel a la impresora, la condensación de la humedad en paredes y ventanas cuando la temperatura exterior está por debajo del punto de rocío, así como la incomformidad del personal operativo.

Los bajos niveles de humedad relativa pueden incrementar el riesgo de acumulación de las cargas estáticas. Y conjuntando los tipos de materiales utilizados en el piso falso, el mobiliario, el movimiento de la gente, el movimiento del papel en

impresoras, etc., todo esto contribuye más rápidamente a almacenar cargas estáticas, que redundan en la posibilidad de sufrir descargas al equipo o al personal de operación.

La humedad relativa del aire introducida al centro de cómputo, no debe ser mayor de 60 % (límite máximo de operación), es la humedad relativa crítica. Al no sobrepasar este criterio se tiene la seguridad que el aire introducido por los ductos o piso falso al cuarto de máquinas, no sufra la condensación que afecte al equipo.

El otro problema es la baja humedad relativa, por lo que para que el equipo pueda trabajar en condiciones normales de operación se pueden seguir estas recomendaciones :

- Atomizar de agua el medio ambiente.
- Suministrar vapor de agua al medio ambiente.

Con esto vemos la necesidad de tener un control estricto de humedad del medio ambiente que rodea al equipo, para no tener que caer en los casos ya mencionados.

#### Cargas estáticas.

Ciertos recubrimientos de algunos pisos falsos, contribuyen a la generación de cargas estáticas de gran potencial, así como el movimiento de la gente, las alfombras y mobiliario que están

en contacto con la superficie de éste. Las descargas son fácilmente transmitidas a las estructuras metálicas, a la gente a la cual le ocasionan molestias y si éstas son aplicadas en el equipo electrónico (computadora), pueden ocasionar daño en él.

Las descargas se pueden minimizar por :

- Controlando la humedad relativa que debe estar entre el 35% y 60%.

En el caso de las estructuras metálicas, con que están hechos los pisos falsos y entrepaños metálicos, se tienen que aterrizar (a la tierra física).

La máxima resistencia que debe tener el piso falso es de  $2 \times 10^{10}$  ohms, medidos entre el piso que es considerado tierra y el piso falso. Lo óptimo para una estática baja o con tendencias a decrecer, es con una baja resistencia. La mínima resistencia que se puede lograr entre los dos puntos, es teniendo una distancia de 1 m y esta resistencia es de 150 Kohms.

Si el piso falso está cubierto con alfombras, ésta debe de ser de manufactura antiestática. Si se cumple con este requisito se estará dentro de las normas de seguridad.

El mobiliario puede ser una fuente potencial de cargas estáticas, las precauciones deben ser consideradas como siguen:

-Los asientos deben de estar hechos con materiales antiestáticos, de lo contrario el material plástico puede permitir la creación de cargas estáticas. Los tapices de tela son normalmente menos susceptibles de generar cargas estáticas, el caucho u otros tipos de materiales aislantes, deberán ser evitados en las patas de los muebles y sillas.

-La resistencia del mobiliario de hardware que tocan el piso falso debe de estar por debajo de los  $10^9$  ohms, medido del metal del mobiliario a la superficie en que se encuentra depositado.

Por lo que es altamente recomendable tener un sistema de monitoreo automático, para controlar estas variables.

#### Gasto y Flujo de Aire.

Otro factor a considerar en el medio ambiente de un centro de cómputo, donde hay una gran cantidad de equipo electrónico, es la disipación de energía en forma de calor. Cualquier equipo por muy pequeño que sea, sus componentes que lo forman generan una cantidad de calor considerable y si el equipo tiene manera de desalojar ese calor, este lo manda al medio ambiente.

Ahora viendo un equipo más grande en volumen tiende a liberar una mayor cantidad de calor y juntándolo con los elementos periféricos (unidades de disco, unidades de cinta,

etc.) se hace más complejo el problema.

En este caso los componentes de un equipo de cómputo, principalmente el CPU que trabaja a determinada temperatura, puede tener los problemas más graves debidos a ésta y por lo tanto es el módulo que requiere de una mayor atención.

Aunque todo el equipo disipa calor también se considera problema , por lo que se tienen que enfriar sus componentes.

El sistema de aire acondicionado debe proveer un flujo de aire cíclico, ya que la disipación de calor por el equipo, tiene que ser movida por éste, para enfriar el medio ambiente donde se encuentra el equipo de cómputo.

Para el enfriamiento eficiente del medio ambiente en el cuarto de máquinas, también se tienen que considerar aparte del equipo de cómputo los siguientes factores :

Cuanto personal operará el equipo ya que si es grande, el calor producido por ellos debe de considerarse. Otro factor es la cantidad de lámparas utilizadas en el cuarto de máquinas. También los materiales utilizados en paredes y ventanas ya que si no son buenos aislantes puede existir absorción de calor a través de ellos. El número de puertas existentes en el cuarto de máquinas y como estan instaladas, porque el abrir y cerrarlas pueden traer descompensación en la temperaturara. La altura del

techo o plafón falso y las diferentes alturas existentes en el centro de cómputo, nos muestra el volúmen de aire a enfriar.

Generalmente los equipos de enfriamiento son utilizados por flujos de aire (sistema de aire acondicionado), pero existen equipos de enfriamiento por agua fría, claro que esto va de acuerdo a una planeación determinada para un equipo específico.

Por esta razón es importante monitorear la cantidad de aire que se requiere para enfriar el medio ambiente del cuarto de máquinas y así logre trabajar el equipo en condiciones normales de operación.

#### Acústica.

Los problemas de ruido en un centro de cómputo pueden ser resueltos por técnicas directas de acústica. Aunque existen situaciones muy complejas ocasionados por el ruido y son problemas indeterminados que su solución como quiera que sea es indeterminada.

Para lograr reducir este fenómeno, se recomiendan el uso de ciertos materiales muy específicos para eliminar la acústica.

Los niveles de ruido de todos los subsistemas serán reducidos a un rango de 5-10 dBA, de lo contrario si el ruido supera los 10 dBA puede ocurrir el fenómeno de resonancia y esto

afectaría directamente al equipo de cómputo, por otro lado los niveles de ruido alto ocasionados por los diferentes subsistemas y que están sometiendo al personal de operación puede en primera instancia ocasionar una falta de concentración en sus labores y lo peor de los casos es que cause problemas en su salud.

Existen cuatro fuentes básicas de ruido en un centro de cómputo y son:

- 1.- Ruido directo de máquinas y equipo de cómputo.
- 2.- Ruido en los conductos de aire acondicionado.
- 3.- Ruidos reflejados del piso, paredes y techos.
- 4.- Resonancia de los materiales no acústicos.

#### Métodos de control de ruido.

Para el ruido directo de máquinas y equipo de cómputo. En el aire acondicionado se recomiendan silenciadores. En el equipo de proceso de datos en la entrada y extracción del aire ocasionado por los ventiladores se recomiendan silenciadores.

Para el ruido en los conductos de aire acondicionado. En las aberturas (rejillas) de los entrepaños se pueden colocar silenciadores pequeños. Existen minerales de absorción a la acústica forrados con lana, que también pueden ser colocados dentro de las rejillas de ventilación.

Ruidos reflejados del piso, paredes y techos, se logran reducir colocando entrepaños acústicos.

Resonancia de los materiales no acústicos. Para este punto también se logra reducir el ruido, colocando entrepaños acústicos. Y reduciendo el ruido en la fuente de emisión. Los materiales acústicos deben tener una buena capacidad de absorción para bajas frecuencias, que es donde se pueden presentar problemas de resonancia.

#### Vibraciones.

Hasta cierto punto las vibraciones sometidas al equipo de cómputo son mínimas, ya que las vibraciones por el flujo vehicular de camiones de carga no son considerables, o construcciones en el exterior no afecta al equipo.

La instalación del equipo de cómputo se tiene que realizar en una área de mínima vibración.

Básicamente la vibración fuerte afecta directamente a las unidades de disco. Puesto que el disco (o discos) están girando a una velocidad constante y las cabezas de lectura o escritura. Que en la mayoría de los discos, no están en contacto con la superficie de los discos, esta distancia es de aproximadamente 100 micras, es lógico que el movimiento fuerte de las unidades de disco pueda afectar la superficie de los discos, si es que

las cabezas tocan ésta (lo que comunmente llaman "se aterrizaron las cabezas") y daña el plato, es decir el disco llega a rayarse por lo que al ocurrir esto, la información contenida en el disco sea irrecuperable. Por otro lado las cabezas se dañan, y en la mayoría de los casos su costo es alto.

Por lo que para que ocurra esto tiene que ser un movimiento fuerte, por ejemplo un terremoto, un impacto directo a la unidad, o que desplacen a otro sitio la unidad, claro todo esto, si ocurre cuando la unidad está en funcionamiento.

Además las vibraciones a determinadas frecuencias causan resonancia a los cuerpos estáticos, por lo que si no se tiene un muestreo y control, se puede llegar a la pérdida del equipo que haya sido afectado por este fenómeno.

#### **Humo.**

Un punto importante a considerar es la prevención de incendios en el centro de cómputo, ya que en los puntos tratados anteriormente se han enfocado sobre la protección y buen funcionamiento del equipo. En este punto también se tratara de la protección del equipo y lo más importante del usuario.

La producción básica en un centro de cómputo está relacionada con la emisión de reportes, esto involucra el manejo de papel en grandes cantidades. El papel por sus propiedades

químicas es altamente inflamable y sin la debida protección cae en la posibilidad de incendiarse. O simplemente si ocurre un corto circuito de una impresora, esto producirá un incendio.

El equipo de cómputo funciona con corriente eléctrica, además del equipo de cómputo existen otros aparatos eléctricos que consumen energía eléctrica y que estando junto al equipo incrementan la posibilidad de una falla en él. Esta falla puede ser un corto circuito y este puede generar un incendio.

Aún después de haber cubierto las normas de seguridad, en los materiales utilizados para la construcción del centro de cómputo (paredes, pisos, techos, equipo para sofocar incendios, señales visuales y auditivas, etc.).

Se tiene que recurrir al monitoreo de humo en el medio ambiente del cuarto de máquinas, para la detección oportuna de un posible incendio, que podría acabar con el equipo de cómputo o información recopilada con el trabajo de muchos años, pero lo más importante de proteger, son las vidas humanas.

Ic.- Medidor de humedad relativa y temperatura.

**Humedad Relativa.**

La higrometría, como su nombre lo indica, se refiere a la medición de la humedad de un gas, es decir, a la determinación y

conocimiento de la cantidad de vapor de agua contenida en el gas. El aire en consideración es un gas, en este caso trataremos la humedad del aire que también es una aplicación muy general y los mismos principios son válidos para otros gases.

Una cierta masa de aire, a una presión absoluta y temperatura, no puede contener más que una determinada cantidad máxima de agua en forma de vapor. Cuando contiene la citada cantidad máxima decimos que el aire está saturado. En dichas condiciones, la presión parcial del vapor de agua contenido en el aire coincide con la tensión de vapor de agua a la temperatura considerada, lo que quiere decir que si se le agrega más cantidad de agua a la masa de aire en principio el agua añadida queda en fase líquida (o sólida si la temperatura fuese inferior a 0 °C), y si el agua añadida lo es en forma de vapor, éste condensaría.

Si la presión absoluta, o la temperatura, a las que nos hemos referido anteriormente, cambiasen, también variaría la cantidad máxima de vapor de agua que la misma masa de aire podría admitir. Por lo tanto el aire alcanzaría el estado de saturación con una cantidad de agua distinta a la de antes. Este detalle es importante y debe ser tomado en cuenta al referirnos a cualquier tema relacionado con la humedad. La cantidad de vapor de agua que el aire puede admitir hasta llegar al estado de saturación, está relacionada con la presión absoluta del aire y con la temperatura del mismo. Por otro lado la humedad quedará

determinada sólo si también conocemos la presión absoluta de la mezcla, ya que las tres son variables inter-relacionadas.

La psicometría también estudia el comportamiento y propiedades de mezclas gas-vapor en general, y de aire vapor de agua en particular. Por lo tanto, cualquier aparato medidor de humedad también puede designarse con la palabra psicrómetro y en este inciso higrimetría y psicrometría se usarán como sinónimos.

Los higrómetros son aparatos esencialmente mecánicos y funcionan debido al cambio de longitud que sufren ciertas fibras orgánicas y sintéticas cuando varía la humedad relativa del aire que los rodea. En general al aumentar la humedad las fibras se alargan. Se utiliza un sistema mecánico de palancas para amplificar el movimiento del elemento sensible y conseguir un desplazamiento del índice en una escala de unos 100 mm de longitud graduada directamente en por ciento de humedad relativa. Para reducir el tiempo de respuesta es conveniente que el aire circule a una velocidad del orden de 3 m/s por el elemento sensible.

#### Bulbo Húmedo y seco.

Este psicrómetro consiste en dos elementos sensibles a la temperatura (dos bulbos termométricos) que se exponen a la atmósfera cuya humedad se desea determinar, uno de los bulbos se envuelve en una mecha empapada en agua y el otro se deja

desnudo. El agua que se evapora de la mecha toma el calor necesario para evaporarse del propio bulbo, que se enfría respecto al bulbo seco en cierto número de grados tanto mayor cuanto menor sea la humedad relativa. Si el ambiente estuviera saturado, el mismo número de moléculas que se evaporan de la mecha, se condensaría en la misma y no habría diferencia entre lo que marcasen ambos termómetros. Las lecturas de los dos termómetros permiten conocer la temperatura de bulbo húmedo, y la temperatura de bulbo seco. Recordemos que con dichas variables, en el gráfico psicométrico, podemos conocer todas las demás ( Ver figura 1.3).

Para mantener húmeda la mecha del bulbo húmedo se suele montar el mismo encima de un recipiente o caja alimentada con un pequeño caudal de agua a temperatura ambiente, donde se sumerge un extremo de la mecha; el agua la empapa por capilaridad. Cuando la mecha se ensucia, pierde capilaridad por mucosidades formadas, etc. hay que cambiarla. En ambientes donde esto ocurre a menudo, se puede emplear, en vez de la mecha, una funda de material cerámico poroso donde se introduce el bulbo.

#### Condensación.

La figura 1.4 muestra el funcionamiento de este tipo de aparato que se usa para determinar la temperatura de punto de rocío. Utiliza una cámara de medida con una toma de entrada de muestra y una salida; el gas de entrada se hace incidir sobre la



superficie de un espejo el cual ha sido enfriado hasta una temperatura inferior a la temperatura de punto de rocío de la muestra. Entonces una resistencia calefactora, gobernada por un sistema de regulación automática, eleva la temperatura del espejo hasta un valor precisamente igual al punto de rocío del gas.

Cuando el equipo de refrigeración enfría al espejo por debajo del punto de rocío del gas, se produce una condensación:

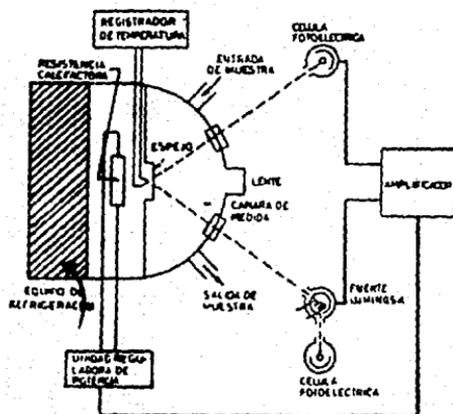


Figura 1.4.- Medidor tipo condensador.

sobre el espejo, la cual es detectada por el sistema regulador que actúa sobre la resistencia calefactora aportando calor hasta evaporarla, pero sin sobrepasar dicho punto. Este valor de la temperatura es, por definición, el punto de rocío del gas (o su punto de escarcha si es inferior a  $0^{\circ}\text{C}$ ). Registrando el valor

de la temperatura del espejo mediante un bulbo de resistencia eléctrica queda determinado el punto de rocío, o de escarcha de gas.

El sistema de regulación automática de la temperatura del espejo consiste en una fuente luminosa cuya radiación entra en la cámara de medida por una ventana, reflejándose en el espejo. Hay también dos celdas fotoeléctricas, una de las cuales recibe directamente la luz emitida por la fuente y la otra luz reflejada en el espejo. La diferencia entre las señales de las dos fotoceldas representa el grado de empañamiento de la superficie del espejo debido a la condensación. Un amplificador electrónico mantiene automáticamente en un valor constante y prefijado la diferencia entre ambas señales variando la potencia eléctrica enviada a la resistencia calefactora. De esta manera se consigue mantener la temperatura del espejo en un valor necesario para hacer desaparecer la condensación formada, que es, precisamente, el punto de rocío que nos interesa.

Estos aparatos se utilizan para medir temperaturas de punto de rocío entre  $-70^{\circ}\text{C}$  y  $+40^{\circ}\text{C}$ , son de alta precisión. Su uso en la industria queda limitado a gases limpios porque la suciedad absorbe radiaciones y la señal que recibe la fotocelda de medida deja de ser representativa.

**Sal higroscópica.**

Este sistema permite determinar la temperatura de punto de

rocío o la humedad absoluta. El elemento sensible consiste en una celda formada por los elementos siguientes (ver figura 1.5) un tubo metálico de pared delgada, normalmente de acero inoxidable, cubierto exteriormente por un barniz que constituye un aislante eléctrico, se envuelve con un tejido de fibra de vidrio que se impregna con una solución saturada de cloruro de litio; sobre el tejido hay enrollados dos hilos de oro, alternandose las espiras de ambos, de modo que no se tocan entre sí y habiendo una separación constante entre ellos; al final sus extremos quedan abiertos.

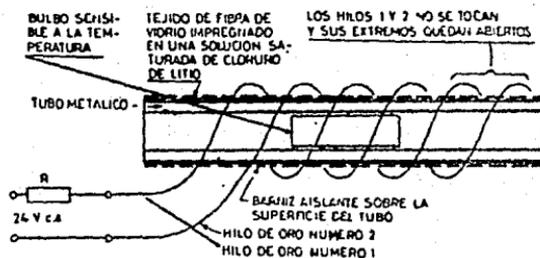


Figura 1.5.- Celda Higroscópica.

Los dos bornes de la celda se alimentan, a través de una resistencia en serie R limitadora de la corriente de corto circuito, con una tensión de  $24\text{ V} \pm 10\%$  c.a., que no necesita ser regulada. En el interior del tubo metálico se introduce un bulbo sensible a la temperatura, por ejemplo de resistencia, el cual mide la temperatura de equilibrio de la celda que esta

relacionada con la humedad absoluta del ambiente que rodea a la misma. El sistema completo está representado en la figura 1.6, donde puede verse la celda sensible, la unidad de alimentación que normalmente incorpora la resistencia limitadora, un transformador 220 o 127V/24V, y terminales para conectar la celda y el bulbo de resistencia y un registrador de la temperatura de equilibrio con escala directa en unidades de humedad absoluta o temperatura de punto de rocío.

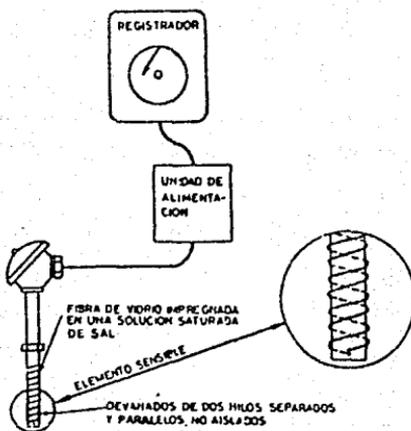


Figura 1.6.- Sistema completo con celda higroscópica.

El circuito eléctrico está formado por la resistencia, el hilo número 1, la disolución de cloruro de litio que empapa al tejido de vidrio y el hilo número 2. Al principio estará a la humedad ambiente y el registrador nos marcará ésta. La

disolución de cloruro de litio se comporta como un conductor perfecto debido a la disociación iónica de la sal, por lo que puede considerarse que los dos hilos de oro están prácticamente en cortocircuito y la corriente que circula está limitada solo por la resistencia; su valor es grande y se genera un calor por efecto joule que vale  $0.24 Ri^2$ ; este calor sirve para evaporar progresivamente el agua de la disolución de cloruro de litio, elevándose paulatinamente la temperatura de la celda por encima del ambiente y disminuyendo el agua de la disolución y apareciendo un número cada vez mayor de cristales de cloruro de litio que quedan adheridos al tejido de fibra de vidrio. A medida que va ocurriendo todo este proceso disminuye la conductividad eléctrica de la disolución ya que ésta se va secando; observese que el límite, si todo el agua se hubiera evaporado solo quedarían cristales entre los dos hilos, el circuito quedaría abierto, la corriente sería nula y el calor por efecto joule cero; por otro lado ya hemos dicho que el cloruro de litio es una sal higroscópica, y cuando empieza a formarse cristales estos tienden a absorber agua del ambiente que rodea a la celda. La probabilidad que tienen los cristales de absorber agua será tanto mayor cuanto más alta sea la humedad absoluta (Kg de agua por Kg de aire seco) del ambiente.

Por lo tanto, se llegará a una condición de equilibrio en la cual la velocidad de absorción de agua por parte del cloruro de litio será igual a la velocidad de evaporación de la misma debido a la corriente que circula entre los dos hilos por la sal

parcialmente seca. En tales circunstancias tendremos: una cierta humedad absoluta una temperatura de punto de rocío, una corriente circulante, y una temperatura de equilibrio de la celda; y todo ello estará relacionado de manera biunívoca y continua, en sentido de que si aumenta la humedad absoluta, aumentará la temperatura de punto de rocío (a presión constante), aumentará la corriente, y finalmente aumentará la temperatura de equilibrio de la celda. Registrando ésta podemos hacer que la escala de lectura del registrador nos proporcione directamente o el valor de la humedad absoluta o la temperatura de punto de rocío, el tiempo que ha de transcurrir para realizar todo el proceso de puesta en marcha, desde que se conecta la celda con disolución saturada de cloruro de litio, hasta que ésta alcanza la temperatura de equilibrio y el registrador nos indica el punto de rocío es del orden de 5 minutos; a partir de entoces el registrador dará de manera continua el valor del punto de rocío del ambiente que rodea a esta.

#### El transductor de humedad PCRC\_11.

Las características son como sigue:

- 1.- El rango de trabajo 0 a 100% .
- 2.- La calibración se realiza, sensando en 1 hora a 70% RH y 77 °F.
- 3.- El factor de escala lineal es de 0.2 % RH por °F.
- 4.- El rango de temperatura de trabajo es -60 °F a 200 °F.

5.- Tiene alta sensibilidad y precisión.

La impedancia del sensor esta en función de la humedad relativa. Es muy estable (Ver figura 1.7).

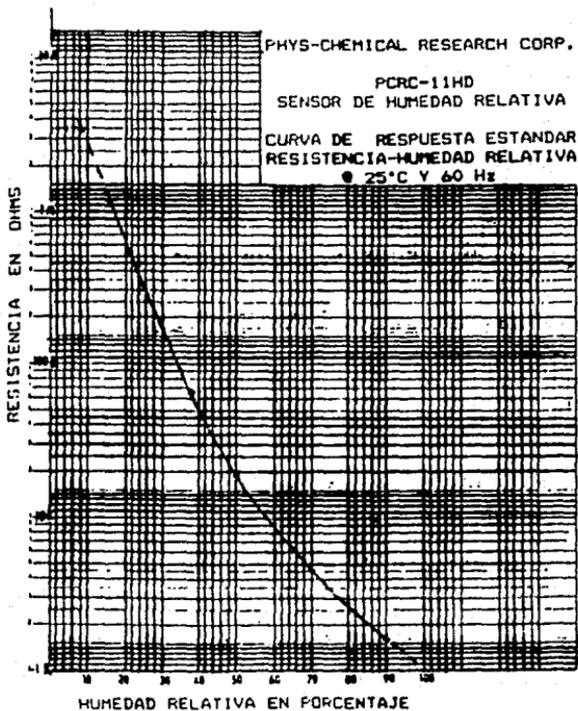


Figura 1.7.- Variación de impedancia vs. humedad relativa.

**Temperatura.**

Los transductores eléctricos de temperatura utilizan diversos fenómenos que son influidos por la temperatura y entre los cuales figuran:

- a).- Variación de resistencia de un conductor (sondas de resistencia).
- b).- Variación de resistencia de un semiconductor (termistores).
- c).- F.e.m. creada en la unión de dos metales distintos (termopares).
- d).- Intensidad de la radiación total emitida por el cuerpo (pirómetros de radiación).
- e).- Otros fenómenos utilizados en laboratorio (velocidad del sonido en gas, frecuencia de resonancia de un cristal, etc.).

**Termistores.**

Los termistores son semiconductores electrónicos con un coeficiente de temperatura de resistencia negativo de valor elevado y que presentan una curva característica no-lineal tensión-corriente siempre que la temperatura se mantenga constante.

Hay que señalar que para obtener una buena estabilidad en los termistores es necesario envejecerlos adecuadamente.

Los termistores se conectan en puentes de Wheatstone convencionales o a otros circuitos de medida de resistencia. En intervalos amplios de temperatura, los termistores tienen característica no lineales. Al tener un alto coeficiente de temperatura poseen una mayor sensibilidad que las sondas de resistencia estudiadas y permiten incluso intervalos de medida de 1 °C (span). Son de pequeño tamaño y su tiempo de respuesta depende de la capacidad térmica y de la masa del termistor variando de fracciones de segundo a minutos.

La distancia entre el termistor y el instrumento de medida puede ser considerable siempre que el elemento posea una alta resistencia comparada con la de los cables de unión. La corriente que circula por el termistor a través del circuito de medida debe ser baja para garantizar que la variación de resistencia del elemento sea debida exclusivamente a los cambios de temperaturas del proceso.

Los termistores encuentran su principal aplicación en la compensación de temperatura, como temporizadores y como elementos sensibles en vacuómetros.

#### Termopar.

Se basa en el efecto descubierto por Seebeck en el año 1821, de la circulación de una corriente en un circuito formado por dos metales diferentes, cuyas uniones (unión de medida o

caliente y unión de referencia o fría) se mantienen a distinta temperatura (Ver figura 1.8). Esta circulación de corriente obedece a dos efectos termoeléctricos combinados, el efecto Peltier que provoca la liberación o absorción de calor en la unión de dos metales distintos cuando una corriente circula a través de la unión y el efecto Thomson que consiste en la liberación o absorción de calor cuando una corriente circula a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperaturas.

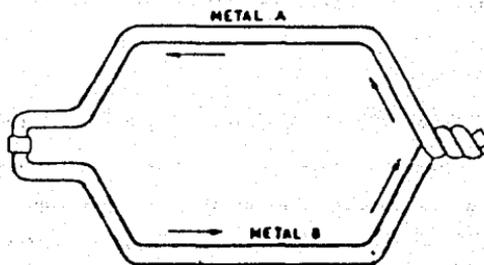


Figura 1.8.- Termopar.

Estudios realizados sobre el comportamiento de termopares han permitido establecer tres leyes fundamentales:

- 1).- **Ley del circuito homogéneo.** En un conductor metálico homogéneo no puede sostenerse la circulación de una corriente eléctrica por la aplicación exclusiva de calor.

2).- Ley de los metales intermedios. Si en un circuito de varios conductores la temperatura es uniforme desde un punto de soldadura A a otro punto B, la suma algebraica de todas las fuerzas electromotrices es totalmente independiente de los conductores metálicos intermedios y es la misma que si se pusieran en contacto directo A y B.

3).- Ley de las temperaturas sucesivas. La f.e.m. generada por un termopar con sus uniones a las temperaturas  $T_1$  y  $T_3$  es la suma algebraica de la f.e.m. del termopar con sus uniones a  $T_1$  y  $T_2$  de la f.e.m. del mismo termopar con sus uniones a las temperaturas  $T_2$  y  $T_3$ .

Por estas leyes se hace evidente que en el circuito se desarrolla una pequeña tensión continua proporcional a la temperatura de la unión de medida siempre que haya una diferencia de temperaturas con la unión de referencia. Los valores de esta f.e.m. están tabulados en tablas de conversión con la unión de referencias a 0 °C. En la figura 1.9 se representan las curvas características de los termopares.

La selección de los alambres para termopares se hace de forma que tengan una resistencia adecuada a la corrosión, a la oxidación, a la reducción y la cristalización, que desarrollen una f.e.m., relativamente alta, y que la relación entre la temperatura y la f.e.m. sea tal que el aumento de esta sea (aproximadamente) paralelo al aumento de la temperatura.

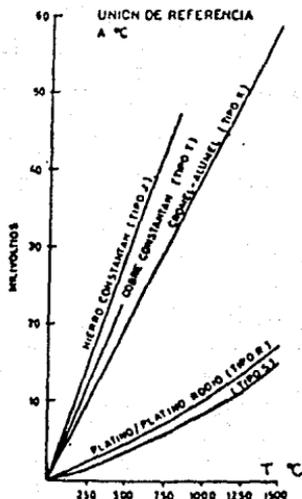


Figura 1.9.- Curvas características, f.e.m., temperatura de los termopares.

#### Pirómetros ópticos.

Los pirómetros ópticos manuales se basan en la desaparición del filamento de una lámpara al compararla visualmente con la imagen del objeto enfocado. Pueden ser de dos tipos: a) de corriente variable en la lámpara y b) de corriente constante en la lámpara con variación del brillo de la imagen. Este envía una señal de salida en forma de onda cuadrada de impulsos corriente continua que convenientemente acondicionada modifica la corriente de alimentación de la lámpara estándar hasta que coinciden en brillo la radiación del objeto y de la lámpara. En este momento la intensidad de corriente que pasa por la lámpara es función de la temperatura.

El factor de emisión de energía radiante depende mucho del estado de la superficie del cuerpo emisor; para un metal como el cobre pasa de 0.10 a 0.85 si el metal perfectamente pulido se recubre bruscamente con una capa de óxido, y lo mismo sucede con un baño metálico líquido. En la figura 1.10 se indican los valores de los factores de emisión.

Cuerpos	Temp. °C	$\epsilon_\lambda$
Cobre sólido	--	0.11
Cobre líquido	1100	0.15
Hierro sólido	1530	0.36
Hierro líquido	1535	0.36
Níquel	--	0.37
Platino sólido	--	0.31
Platino líquido	--	0.35
Tungsteno	1000	0.45
	2000	0.43
	3400	0.40
Carbono (grafito)	1000	0.85
	2000	0.90
Acero fundido(promedio)	--	0.40
Cupro-níquel fundido	--	0.28
Nichrom	600	0.95
	1200	0.80
	1000	0.80
	1100	0.60
Oxido de cobre	1100	0.60
	800	0.98
	1200	0.92
Oxido de níquel	800	0.96
	1300	0.85
Oxido de níquel fundido	--	0.68
	900	0.15
Oxido de aluminio puro	1600	0.15
Oxido de magnesio puro	900	0.20
	1700	0.45
Silice	1000 a 1500	0.52
Silicio-aluminoso	1000 a 1500	0.60 a 0.80
Carborondum	1000	0.86

Figura 1.10.- Factores de emisión monocromáticos  $\epsilon_\lambda$  de metales y cuerpos (para  $\lambda = 0.6$  micras) a distintas temperaturas verdaderas.

El pirómetro dirigido sobre una superficie incandescente no nos dará su temperatura verdadera si la superficie no es perfectamente negra, es decir, tiene que absorber absolutamente todas las radiaciones y no reflejar ninguna. En los casos generales es preciso hacer una corrección de la temperatura leída (temperatura de brillo  $S$ ) para tener en cuenta el valor de absorción (o emisión  $e$ ) de la superficie. Las correcciones pertinentes vienen indicadas en la Figura 1.11.

Temperaturas de brillo  $S$  leídas en el pirómetro.

Factor de emisión mo- nocromático	800 (°C)	1000 (°C)	1200 (°C)	1400 (°C)	1700 (°C)	2100 (°C)	2500 (°C)	3000 (°C)
0.10	+137	+201	+276	+365	+530	+810	+1170	+1800
0.20	94	133	183	240	342	510	725	1200
0.30	69	96	130	170	245	360	510	750
0.40	51	73	97	125	180	265	370	495
0.50	38	55	72	95	133	197	273	400
0.60	27	39	53	69	97	142	195	290
0.70	19	28	37	48	66	90	134	170
0.80	12	17	23	29	41	59	83	115
0.90	6	8	11	14	19	27	39	55

Figura 1.11.- Corrección a añadir a la temperatura de brillo leída en un pirómetro monocromático, para obtener la temperatura verdadera.

El transductor de temperatura LM34.

Las características son como sigue:

- 1.- Su calibración se realiza directamente en grados Fahrenheit.

- 2.- El factor lineal es de  $+10.0 \text{ mV/ } ^\circ\text{F}$ .
- 3.-  $1.0 \text{ } ^\circ\text{F}$  de exactitud.
- 4.- El rango de trabajo de es  $-55$  a  $300 \text{ } ^\circ\text{F}$ .
- 5.- Tiene amplias aplicaciones.
- 6.- Su costo es bajo y su calibración se realiza en contacto con el agua.
- 7.- Opera de  $5$  a  $30 \text{ Volts}$ .
- 8.- El consumo de corriente es menor a  $70 \text{ } \mu\text{A}$ .
- 9.- Baja disipación de calor de  $0.18 \text{ } ^\circ\text{F}$  en el medio ambiente.
- 10.-Baja impedancia de salida,  $0.4\Omega$  por  $1 \text{ mA}$  en la carga.

El transductor de temperatura LM35.

Las características son como sigue:

- 1.- Su calibración se realiza directamente en grados Celsius .
- 2.- El factor lineal es de  $+10.0 \text{ mV/ } ^\circ\text{C}$ .
- 3.-  $0.5 \text{ } ^\circ\text{C}$  de exactitud.
- 4.- El rango de trabajo es de  $-55$  a  $+150 \text{ } ^\circ\text{C}$ .
- 5.- Tiene amplias aplicaciones.
- 6.- Su costo es bajo y la calibración se realiza en contacto con el agua.
- 7.- Opera de  $4$  a  $30 \text{ Volts}$ .
- 8.- El consumo de corriente es menor a  $60 \text{ } \mu\text{A}$ .
- 10.-Baja disipación de calor de  $0.08 \text{ } ^\circ\text{C}$  en el medio ambiente.
- 11.-Baja impedancia de salida,  $0.1\Omega$  por  $1 \text{ mA}$  en la carga.

Id.-Estructura del átomo.

Todos los átomos son agrupaciones complejas de partículas constituidas por electrones, protones y neutrones.

Los protones y neutrones forman un conjunto llamado núcleo cuyo diámetro es del orden de  $1 \times 10^{-14}$  metros.

Fuera del núcleo y a distancias relativamente grandes de él están los electrones. Sus órbitas son del orden de  $2 \text{ ó } 3 \times 10^{-10}$  metros, lo que implica que son diez mil veces mayores que el diámetro del núcleo.

En cada átomo siempre que se encuentra en estado normal o no ionizado, el número de protones es igual al número de electrones, hecho que está relacionado con sus propiedades eléctricas.

Se ha encontrado que los protones y electrones ejercen fuerzas mutuas además de la gravitación universal. Estas fuerzas se justifican adjudicando a los protones y electrones una propiedad llamada carga eléctrica.

Estas fuerzas que hemos estado mencionando, pueden ser de atracción o repulsión.

Los protones ejercen fuerzas de repulsión sobre otros

protones.

Los electrones ejercen fuerzas de repulsión sobre otros electrones.

En tanto que los protones y electrones ejercen fuerzas de atracción mutuas.

Por lo anterior, aparecen dos clases de cargas eléctricas designadas respectivamente como:

protón	carga positiva
electrón	carga negativa

Estas fuerzas observadas conducen al enunciado de: "cargas de la misma clase se repelen, en tanto que cargas de distinta clase se atraen".

Por otro lado todas las partículas mencionadas tienen la misma carga, lo que nos conduce a que las cargas de un protón y un electrón son de igual valor y signo opuesto.

#### Id.2.- Electrización por contacto.

La materia como fué establecido de ordinario no presenta fenómenos eléctricos por lo que es eléctricamente neutra.

Si se altera por algún procedimiento el equilibrio entre electrones y protones adquiere un exceso y entonces se dice que el cuerpo está cargado.

El método más antiguo para romper este equilibrio es el frotamiento, o más bien dicho por contacto.

Por lo que los fenómenos de electrostática son simplemente manifestaciones de las fuerzas eléctricas entre cuerpos cargados, o, entre partículas fundamentales de carga que son el electrón y el protón.

En el proceso de electrización no hay creación de carga eléctrica sino transmisión de carga de un cuerpo a otro.

La electrostática se ocupa de las reacciones de cargas en reposo.

### Id.3.- Cantidad de electricidad.

Un cuerpo cargado es aquél que tiene cierto número de protones o electrones en exceso.

El primer investigador que estudió las leyes que rigen las fuerzas que ejercen cuerpos cargados fué realizada por Charles Augustín Coulomb.

Coulomb demostró que la fuerza de atracción o repulsión entre dos cuerpos cargados es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que los separa.

$$F \propto \frac{1}{r^2} \quad 1.1$$

Trabajos posteriores demostraron que la fuerza entre dos cuerpos cargados es proporcional al producto de sus cargas e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que los separa, esto es:

$$F \propto \frac{q q'}{r^2} \quad 1.2$$

Por lo tanto la ley de Coulomb puede enunciarse como: "la fuerza de atracción, o, repulsión ejercida sobre un cuerpo cargado por otro es directamente proporcional al producto de sus cargas e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que los separa".

Esta ley se restringe a cargas puntuales cuyas dimensiones son pequeñas respecto a la distancia que los separa.

#### I.d.4.- Campo eléctrico.

La figura 1.12, muestra dos cuerpos cargados positivamente:

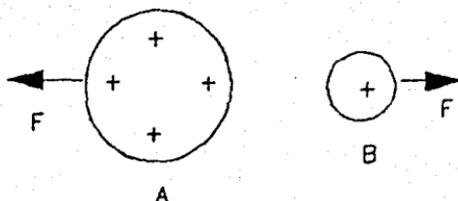
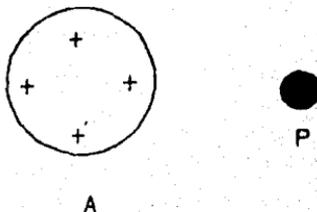


Figura 1.12.

"A" y "B", entre los cuales se origina una fuerza eléctrica de repulsión.

Supongamos que quitamos el cuerpo "B"; y sea ahora "P" un punto donde estaba situado "B", (ver figura 1.13).



ESPACIO QUE RODEA A UN CUERPO CARGADO

Figura 1.13.

Se dice que "A" produce un campo eléctrico en el punto "P"; y si ahora colocamos en "P", el cuerpo cargado "B", podemos considerar que la fuerza ejercida sobre "B" es por el campo.

Se dice que existe un campo eléctrico en un punto, si sobre un cuerpo cargado colocado en dicho punto se ejerce una fuerza de origen eléctrico.

Puesto que la fuerza es una magnitud vectorial, el campo eléctrico también es vectorial, por lo que tiene dirección y módulo.

El valor del campo en cualquier punto representado por  $E$  se define como:

El cociente obtenido al dividir la fuerza ejercida sobre un cuerpo de prueba colocado en el punto, por la cantidad de carga  $q'$  del cuerpo de prueba.

$$E = \frac{F}{q} \quad 1.3$$

el valor de un campo eléctrico es la fuerza por unidad de carga.

La dirección de un campo eléctrico en un punto es la dirección de la fuerza ejercida sobre una carga de prueba colocada en el punto.

#### 1.d.5.- Cálculo de la intensidad del campo eléctrico.

Para calcular la intensidad del campo eléctrico en un punto "P" del espacio separado una distancia "r" de una carga puntual

"q", imaginemos una carga de prueba "q'" colocada en "p".

Por Ley de Coulomb se tiene:

$$F = k \frac{q q'}{r^2} \quad 1.4$$

Por lo tanto la intensidad del campo será:

$$E = \frac{F}{q'} \quad 1.5$$

Sustituyendo la Ley de Coulomb en la definición de campo eléctrico nos queda:

$$E = k \frac{q q'}{r^2 q'} \quad 1.6$$

Eliminando a q', la ecuación queda de la siguiente forma:

$$E = k \frac{q}{r^2} \quad 1.7$$

El sentido es tal que se aleja de la carga q si ésta es positiva; y se acerca si es negativa.

Si existen varias cargas puntuales  $q_1, q_2, \dots$  etc., a

distancias  $r_1, r_2 \dots \dots \dots$  etc., en el punto "P" el campo eléctrico será:

$$F = k \left( \frac{q_1 q'}{r_1^2} \right) + k \left( \frac{q_2 q'}{r_2^2} \right) + \dots \dots \dots \quad 1.8$$

(suma geométrica)

$$F = kq' \left( \frac{q_1}{r_1^2} + \frac{q_2}{r_2^2} + \dots \dots \dots \right)$$

(suma geométrica)

Por lo tanto el campo eléctrico será:

$$E = k \sum \frac{q}{r^2} \quad 1.9$$

(suma geométrica)

#### **Id.6.- Fundamentos de la medición del campo electrostático.**

Como fué señalado en los principios básicos la medición cuantitativa de cargas electrostáticas es difícil, ya que, la electrostática es la rama de la electricidad que estudia a los cuerpos cargados en reposo.

También se señaló que un cuerpo cargado es aquél que contiene un exceso o carencia de electrones, que son las partículas que se transportan de un cuerpo a otro.

Para lograr la electrización de un cuerpo se conocen los siguientes métodos: frotamiento, contacto y ionización. El más antiguo para lograr lo anterior es el de fricción.

En esta rama de la electricidad los investigadores han obtenido resultados sobre los efectos de las cargas electrostáticas con algunos instrumentos entre los que se encuentran: el electroscopio y el electrómetro, mismos que se irán describiendo en los siguientes incisos.

#### Id.7.- Electroscopio de placas de oro.

Este aparato está constituido por dos láminas de oro ó aluminio (denominadas panes), las cuales están fijadas en el extremo de una varilla conductora, que pasa a través del soporte que puede ser de ebonita, ámbar o azufre. La caja que las encierra está provista de ventanas para proteger del aire a las láminas.

Cuando se toca la bola del electroscopio con un cuerpo descargado no se suscita ningún efecto en las láminas, sin embargo cuando se toca con un cuerpo electrizado (cargado), las láminas adquieren cargas del mismo signo y se repelen, siendo la divergencia una medida de la carga que han recibido. (ver figura 1.14). Este aparato responde a la Ley de Coulomb y al principio de que cargas iguales entre cuerpos electrizados se repelen.

El instrumento si bien mide los efectos no nos permite cuantitativamente medir la carga.

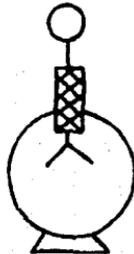


Figura 1.14.- Electroscopio de placas de oro.

**Id.8.- Electrómetro de cuerda.**

Es un instrumento constituido por un fino hilo (llamado cuerda), el cual está estirado bajo una pequeña tensión.

La cuerda está situada entre dos láminas metálicas que poseen carga positiva y negativa respectivamente. (ver figura 1.15).

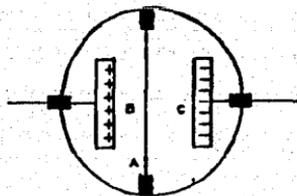


Figura 1.15.- Electrómetro de cuerda.

Si se dá al hilo una carga positiva es repelido por la placa positiva y atraído por la placa negativa.

Si se dá al hilo una carga negativa es repelido por la placa negativa y atraído por la placa positiva.

En cualquier caso se presenta un arqueo que puede ser medido con un microscopio.

Este instrumento a diferencia del anterior nos permite conocer el tipo de carga que se tiene positiva o negativa.

Los instrumentos hasta ahora descritos si bien nos permiten conocer si hay o no carga electrostática, no son de nuestro interés.

#### Id.9.- Métodos de medición en el centro de cómputo.

Como fué señalado en los conceptos básicos, una carga eléctrica ejerce una fuerza sobre otra carga eléctrica debido a la acción de un campo electrostático.

Es a través de este concepto de campo eléctrico electrostático que desarrollaremos la presencia de cargas electrostáticas en nuestro centro de cómputo.

Como un dato sobresaliente se ha encontrado en mediciones

efectuadas en laboratorio, que el aire pierde su rigidez dieléctrica, cuando se encuentra bajo una intensidad de campo eléctrico electrostático de unos 300 millones de voltios por metro.

Basados en lo anterior se proponen los siguientes métodos alternativos para la medición del campo eléctrico electrostático

- sonda electrostática
- capacitancia
- semejanza
- medidor de campo eléctrico de estado sólido

Cada uno de los métodos será descrito en los siguientes incisos de nuestro trabajo.

#### **Id.10.- Método de la sonda electrostática.**

Si a nuestro centro de cómputo introducimos una pequeña esfera conectada por un delgado hilo a un voltmetro electrostático obtendremos una lectura de la intensidad del campo.

Su principio de operación se basa en la electrización por contacto y/o fricción, ya que las cargas que se encuentran en nuestro centro de cómputo rozarán o entrarán en contacto con la esfera comunicando un exceso de carga al que se le denomina

electrización por contacto.

Estas cargas que han sido adquiridas por nuestra esfera serán transportadas a través del fino hilo conductor hasta nuestro vóltmetro electrostático.

El vóltmetro electrostático es el único instrumento que mide voltaje directamente. Tiene una característica distintiva, que no consume potencia (excepto en un transitorio) por lo que representa una impedancia infinita. Su accionamiento responde a la Ley de Coulomb. (ver figura 1.16).

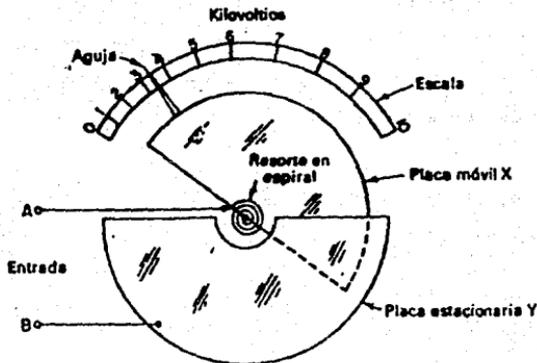


Figura 1.16.- Vóltmetro electrostático.

El mecanismo se asemeja a un condensador variable, donde la fuerza entre dos placas paralelas es una función del potencial

aplicado.

Las placas "X", "Y" constituyen un capacitor cuya capacitancia se incrementa a medida que la aguja "P" se mueve a la derecha.

Al movimiento de la aguja se opone un resorte en espiral que también suministra el contacto entre la conexión "A" y la placa "X".

Cuando las terminales "X", "Y" se conectan a potenciales opuestos, las placas poseen cargas opuestas y la fuerza entre los dos cuerpos de igual carga pero opuesta producen el movimiento de la aguja. Esta se detiene cuando el torque originado por la atracción eléctrica es igual al torque de oposición del resorte en espiral.

Este aparato es de ley cuadrada por lo que no habrá errores en la forma de onda.

#### Id.11.- Medición del campo por capacitancias.

Este método consiste en obtener la capacitancia en dos puntos del medio ambiente de nuestro centro de cómputo, a través de asemejar la atmósfera a un arreglo de capacitores en serie.

Para entender la semejanza a que hemos hecho referencia

véase la figura 1.17. en la que se muestra como se idealiza la atmósfera.

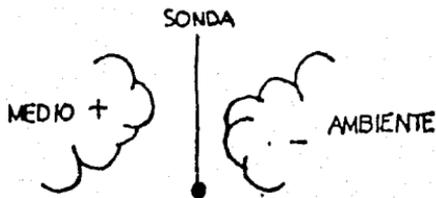


Figura 1.17.- Método de la capacitancia.

Donde como se observa el medio ambiente es un capacitor cuya capacitancia está dada por la razón de la carga a la diferencia de potencial.

$$C = \frac{q}{V} \quad 1.10$$

Su principio de operación se basa en que al introducir la sonda al medio ambiente, ésta adquiere una cantidad de carga por contacto. La sonda entonces presenta una capacitancia que es proporcional a la carga adquirida.

La capacitancia presentada por la sonda es medida a través de un puente de capacitancias, como el que se muestra en la

figura 1.18.

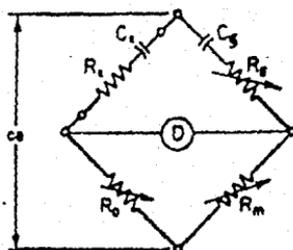


Figura 1.18.- Punte de capacitancias.

El método requiere hacer la medida en dos puntos y considerar que los capacitores medidos están en serie. (ver figura 1.19).

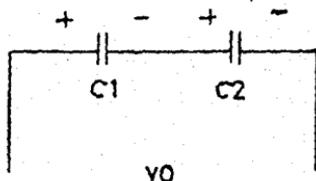


Figura 1.19.- Circuito equivalente del puente de capacitancias.

Para un arreglo de capacitores de este tipo se cumple que la carga desplazada a través de  $C_1$  y  $C_2$  es la misma. Considerando a  $V_0$  el voltaje de circuito abierto del puente que normalmente es un voltaje de alterna a una frecuencia de 1000 hertz el voltaje del capacitor uno será:

$$V_{C1} = \frac{V_0 C_2}{(C_1 + C_2)} \quad 1.11$$

Ver demostración del algoritmo en el apéndice A.

Dado que la diferencia de potencial  $V_{C2}$  corresponde a una distancia  $X_2$  y el voltaje del capacitor uno a una distancia  $X_1$  el campo eléctrico estará dado por:

$$E = - \frac{(V_0 - V_1)}{(X_2 - X_1)} \quad 1.12$$

Donde  $E$  es la pendiente negativa de la gráfica voltaje vs distancia.

Para la demostración de la ecuación del algoritmo refierase al apéndice A.

#### Id.12.- Medición del campo por semejanza.

Este método consiste en obtener el valor de la resistencia en dos puntos de una cuba que asemeja el campo eléctrico electrostático.

Para lograr lo anterior, es necesario introducir a nuestro centro de cómputo una cuba de dimensiones suficientemente grandes para evitar el error debido a la presencia de las

paredes, que contenga un electrólito de baja conductividad.

A la cuba con la sustancia se le introducen un par de electrodos y una sonda aislada excepto en su extremo. (ver figura 1.20).

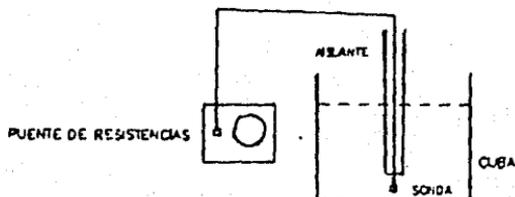


Figura 1.20.- Método de la semejanza.

Los electrodos están en contacto en un extremo con el medio ambiente y adquieren cargas que se inducen al electrólito de baja conductividad.

El electrólito variará su resistencia en función de la carga inducida.

En este caso la resistencia está dada por: "la razón del voltaje a la corriente que circula".

$$R = \frac{V}{I} \qquad 1.13$$

El método requiere de la medición de la resistencia la cual

es efectuada por la sonda que es conectada a un puente de resistencias

Las dos resistencias se consideran en serie por lo que la corriente que circula por ellas es la misma. (ver figura 1.21).

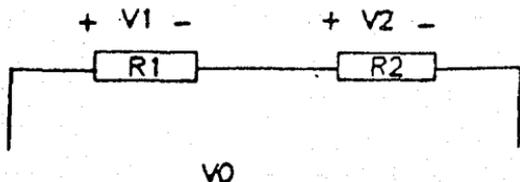


Figura 1.21.- Circuito electrico equivalente.

Considerando que  $V_0$  es el voltaje de circuito abierto del puente medidor, se tiene que el voltaje en la resistencia uno está dado por:

$$V_1 = \frac{V_0 R_1}{(R_1 + R_2)} \quad 1.14$$

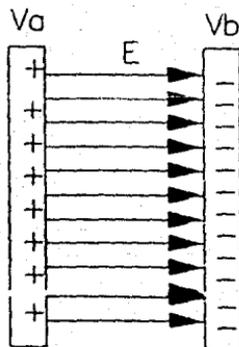
Ver demostración del algoritmo en el apéndice A.

Dado que la diferencia de potencial  $V_2$  corresponde a una distancia  $X_2$  y el voltaje  $V_1$  a una distancia  $X_1$ , el campo eléctrico estará dado por:

$$E = - \frac{(V_0 - V_1)}{(X_2 - X_1)} \quad 1.15$$

**Id.13.- Medidor de campo eléctrico de estado sólido.**

Este dispositivo está constituido por un sensor de campo eléctrico elaborado con dos placas paralelas de circuito impreso de una cara haciendo un condensador como lo muestra la figura 1.22.



**Figura 1.22.- Campo eléctrico placas paralelas.**

El medidor incorpora una fuente de tensión alterna que alimenta a un capacitor de referencia  $C_1$  cuyo valor para el caso que nos ocupa es de 22 nanos. Este capacitor se conecta en serie con  $C_2$  que es el capacitor de placas paralelas y se mide el voltaje en los bornes de este capacitor. (ver figura 1.23).

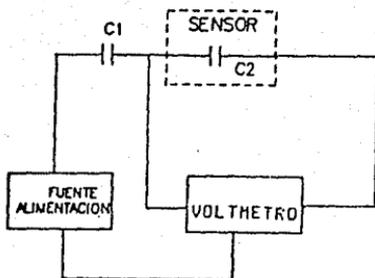


Figura 1.23.- Medidor de campo de estado sólido.

El voltaje entre las placas es proporcional al campo eléctrico, el cual está dado por:

$$E = \frac{V}{d} \quad 1.16$$

(ver demostración en el apéndice A)

Finalmente el voltaje es sentido por un voltmetro electrónico cuya escala está en kilovolts/metro que corresponde a las unidades de campo eléctrico.

Dado que este dispositivo es el que vamos a emplear como se verá en el capítulo de selección y va a ser construido por nosotros, ofrecemos los cálculos a que da lugar.

Iniciemos con la construcción, del sensor definiendo las placas paralelas. Como ya es de nuestro conocimiento, el campo eléctrico entre placas paralelas se define como:

$$E = \frac{V}{d} \quad 1.17$$

Sin embargo para que se cumpla con este algoritmo las dimensiones de las placas deben ser grandes comparadas con la distancia que las separa.

Por lo anterior se proponen las siguientes dimensiones: largo 0.5 metros, ancho 0.5 metros y una separación entre placas de 0.1 milímetros.

Para iniciar los cálculos es necesario considerar que el sensor se encuentra en el vacío, es decir en un medio ambiente en el que no hay cargas electrostáticas.

Dando cumplimiento a lo anterior y conociendo que la capacitancia en un par de placas paralelas está dada por las dimensiones de las placas se tiene:

$$C_2 = \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad \rightarrow \quad C_2 = \frac{0.5 \times 0.5}{4\pi \times 9 \times 10^9 \times 0.0001}$$

$$C_2 = 22.1 \text{ nf}$$

Este es el valor de la capacitancia de nuestro sensor en el vacío. Ahora procedamos a calcular el voltaje que nos presentará en estas condiciones.

A fin de auxiliarnos en el cálculo sugerimos ver la figura 1.24.

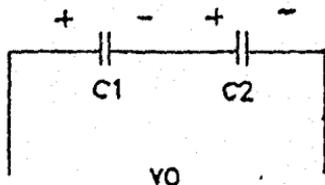


Figura 1.24.

Para tal efecto apliquemos una tensión alterna de 5 volts y obtengamos el valor del voltaje en sus bornes.

De la figura se observa que los capacitores están en serie por lo que la capacitancia equivalente estará dada por:

$$\frac{1}{C_{\text{equi}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad 1.18$$

$$\frac{1}{C_{\text{equi}}} = \frac{1}{22} + \frac{1}{22.1}$$

$$C_{\text{equi}} = 11.025 \text{ nf}$$

Al aplicar la tensión mencionada, y a una frecuencia de 60 hertz, que es con la que opera la red eléctrica en la república mexicana se tiene que la impedancia es :

$$Z = V I \quad 1.19$$

Donde  $z$  es la impedancia equivalente, por lo que el valor de la corriente estará dado por:

$$5\angle 0 = (-j / 60 \times 11.025 \times 10^{-9}) I$$

$$5\angle 0 = -j 1.512 \times 10^{-6} I$$

pasando a fasores el término que no lo está nos queda:

$$5\angle 0 = 1.516 \angle 180 I$$

por lo tanto la corriente en el capacitor será:

$$I = 3.31 \times 10^{-6} \angle 180 \text{ amp.}$$

El voltaje en el capacitor será:

$$V = 3.31 \times 10^{-6} \angle 180 \times 7.54 \times 10^5 \angle 180$$

$$V = 2.495 \text{ volts}$$

El voltaje aquí obtenido corresponde a valor del voltaje en el vacío y lo definiremos como  $V_{c20}$ .

Ahora bien, el campo eléctrico para un par de láminas paralelas está dado por:

$$E = \frac{V}{d} \quad 1.20$$

Por lo tanto el campo eléctrico que producirá nuestra fuente sobre el sensor será:

$$E = \frac{2.495}{0.0001}$$

$$E = 24,950 \text{ volts/metro}$$

El siguiente paso será fijar la escala que tendrá el dispositivo, y para tal efecto pondremos como límite + 10 Kv/m y -10 Kv/m.

Veamos a que valores de voltaje en el sensor corresponden, ya que ahora bajo carga electrostática, el campo eléctrico será:

$$E_t = E_o + E_e \quad 1.21$$

Donde para la ecuación descrita cada uno de los términos

corresponden a:

$E_t$  = campo eléctrico total

$E_o$  = campo eléctrico en el vacío

$E_e$  = campo eléctrico electrostático

Para el caso de un campo electrostático en sentido de nuestra fuente el campo total será:

$$E_t = 10,000 + 24,950$$

$$E_t = 34,950 \text{ volts/metro}$$

Para el caso de un campo electrostático en sentido contrario al de nuestra fuente se tendrá:

$$E_t = - 10,000 + 24,950$$

$$E_t = 14,950 \text{ volts /metro}$$

Por lo tanto cuando tengamos un campo de 10 Kv/m el voltaje en nuestro sensor será:

$$V = E d$$

$$1.22$$

$$V = 34,950 \times 0.0001$$

$$V = 3.495 \text{ volts}$$

En tanto que cuando la intensidad del campo electrostático sea de  $-10\text{Kv/m}$  el voltaje será de:

$$V = 14,950 \times 0.0001$$

$$V = 1.495 \text{ volts}$$

Con esto queda definido el sensor y ahora resta crear la interfase con el MCU la cual será desarrollada en capítulos posteriores.

#### Ie.- Medición de gasto y flujo de aire.

El estudio del flujo de fluidos es una disciplina muy complicada en la que en muchas áreas todavía no se han consolidado técnicas analíticas precisas. Por lo anterior, la mayoría de los problemas de medición de flujo no son siempre simples y precisas debido a la falta de relaciones analíticas que sirvan para el cálculo y reducción de datos experimentales. Frecuentemente la inserción misma de los sensores utilizados para medir presión, velocidad y distribuciones de temperatura, pueden alterar al flujo, de tal manera que podemos tener

desconfianza sobre los resultados medidos.

Antes de empezar a indicar los diferentes tipos de transductores que existen para medir el gasto y el flujo de los fluidos, vamos a definir estos parámetros, así como también el concepto de fluido.

Gasto o caudal, es el volumen de fluido que fluye por un conducto, dividido entre el tiempo que tarda en fluir. Lo anterior lo podemos expresar en la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{v}{t} \quad 1.23$$

Flujo de masa, o simplemente flujo, es el cociente de la masa del fluido que fluye, entre el tiempo que tarda en fluir, lo anterior también lo podemos expresar en una ecuación:

$$Q_m = \frac{m}{t} \quad 1.24$$

Como la masa de cualquier cuerpo, es igual a su volumen multiplicado por su densidad, tendremos que:

$$Q_m = Q_v \rho \quad 1.25$$

Vamos a definir ahora, el concepto de fluido, como una

sustancia que cambia de forma continuamente en tanto esté sometida a una tensión cortante, aunque ésta sea pequeña. En contraposición, un cuerpo elástico sufre un desplazamiento definido (o se rompe) cuando está sujeto a una tensión cortante. Por ejemplo, el bloque sólido mostrado a la izquierda de la figura 1.25, varía su forma de modo que puede caracterizarse convenientemente por el ángulo  $\Delta\alpha$  cuando esta sometido a una tensión cortante. Si se tratara de un elemento fluido (como aparece a la derecha de la figura 1.24) el  $\Delta\alpha$  no se mantendría constante ni aún para una tensión cortante infinitesimal. En su lugar persistiría una deformación continuada en tanto se aplique la tensión cortante. En ciertos materiales, que a veces se llaman plásticos, tales como la parafina puede tener lugar uno u otro tipo de deformación cortante, dependiendo de la magnitud de la tensión cortante. Una tensión cortante menor de cierto valor, induce un desplazamiento definido, semejante al del cuerpo elástico, mientras que una tensión cortante superior a dicho valor, produce una deformación continuada de forma semejante a la del fluido. Este valor singular de la tensión cortante depende del tipo de material y de su estado.

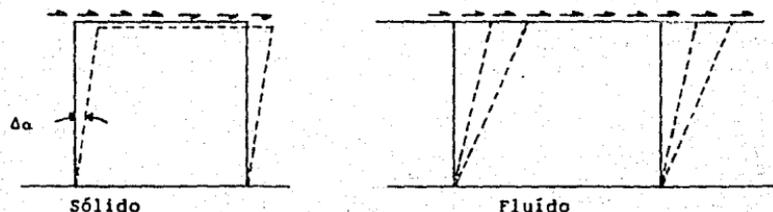


Figura 1.25.

Al considerar en condiciones estáticas diversos tipos de fluidos, se encuentra que ciertos tipos varían muy poco de densidad a pesar de estar sometidos a grandes presiones. Los fluidos que se comportan de tal manera están invariablemente en estado líquido. Bajo tales circunstancias el fluido se llama incompresible, y durante los cálculos se supone constante su densidad. El estudio de los fluidos incompresibles bajo condiciones estáticas, corresponde a la hidrostática. Cuando la densidad no se puede suponer constante bajo condiciones estáticas, como el caso de un gas, el fluido se dice compresible.

La clasificación dada antes bajo el punto de vista de la compresibilidad se reserva para la estática. En fluidodinámica, la cuestión de cuando un fluido puede tratarse como de densidad constante involucra otros conceptos distintos que el de la naturaleza del fluido. Realmente, depende primordialmente de un cierto parámetro del flujo (el número de Mach). En este caso se hablará de flujos incompresibles y compresibles, en lugar de fluidos incompresibles y compresibles. Siempre que las variaciones de densidad en un problema no tengan importancia, los gases y los líquidos se pueden someter al mismo tipo de análisis.

Conceptos generales del flujo de los fluidos.

Una forma de describir el movimiento de un fluido es

dividir el fluido en elementos infinitesimales de volúmen, que podemos llamar partículas de fluido y seguir el movimiento de cada una de estas partículas. Este trabajo sería muy grande. Tendríamos que asignar coordenadas  $x, y, z$ , a cada una de estas partículas de fluido y especificarlas en función del tiempo  $t$ . Las coordenadas  $x, y, z$ , en el tiempo  $t$ , de la partícula de fluido que estaba en  $x_0, y_0, z_0$ , en el instante  $t_0$ , quedaría determinada por las funciones  $x(x_0, y_0, z_0, t_0, t)$ ,  $y(x_0, y_0, z_0, t_0, t)$ ,  $z(x_0, y_0, z_0, t_0, t)$ , las cuales entonces describirían el movimiento del fluido.

El procedimiento anterior es una generalización directa de los conceptos de la mecánica de las partículas y fué desarrollado por primera vez por Joseph Louis Lagrange.

Hay una forma de abordar el problema, desarrollada por Leonhard Euler, que es más conveniente para la mayoría de los fines. En ella se abandona el propósito de especificar la historia de cada una de las partículas de fluido y en cambio especificamos la densidad y la velocidad de éste en cada punto en el espacio, en cada instante. Vamos a describir el movimiento del fluido especificando la densidad  $\rho(x, y, z, t)$ , y la velocidad  $v(x, y, z, t)$  en el punto  $(x, y, z)$ , en el instante  $t$ . De esta forma, enfocamos nuestra atención en lo que está ocurriendo en cierto punto en el espacio, en un determinado momento, más bien que lo que está ocurriendo a una partícula de fluido determinada. Cualquier cantidad que se emplee para

describir el estado del fluido, por ejemplo, la presión  $p$ , tendrá un valor definido en cada punto en el espacio y en cada instante de tiempo.

Aún cuando la descripción anterior del movimiento del fluido enfoca la atención en un punto en el espacio más bien que en una partícula del fluido, no podemos evitar seguir a las partículas mismas, cuando menos durante cortos intervalos de tiempo  $dt$ . Porque, a final de cuentas, es a las partículas y no a los puntos del espacio, a las que se aplican las leyes de la mecánica.

Para comprender la naturaleza de las simplificaciones que se hacen para el estudio de los fluidos, vamos a considerar las características generales del flujo de los fluidos.

El flujo de los fluidos puede ser de régimen estable o de régimen inestable. Se dice que el movimiento del fluido es de régimen estable cuando la velocidad  $v$ , en un punto dado cualquiera, es constante al transcurrir el tiempo. Esto es, en un punto cualquiera, en un flujo de régimen estable la velocidad de cada partícula de fluido que pasa es siempre la misma. En algún otro punto, una partícula puede tener una velocidad diferente, pero todas las demás partículas que pasen por este segundo punto se comportan en este sitio exactamente como lo hizo la primera partícula cuando pasó por ese punto. Estas condiciones se pueden lograr cuando la velocidad del fluido es

reducida; por ejemplo una corriente que fluye suavemente. En el flujo de régimen inestable, por ejemplo, una marea, las velocidades  $v$ , si son funciones del tiempo. En el caso del flujo turbulento, tal como "los rápidos" de una corriente o de una cascada, las velocidades varían irregularmente de un punto a otro así como de un instante a otro.

El flujo de los fluidos puede ser rotacional, o bien, irrotacional. Si el elemento del fluido en cada punto no tiene una velocidad angular neta con respecto a ese punto, el flujo del fluido es irrotacional. Podemos imaginar una pequeña rueda con aspas que se colocara en el fluido que se está moviendo. Si la rueda se mueve sin girar, el movimiento es irrotacional; de no ser así, es rotacional.

El flujo irrotacional es importante sobretodo porque conduce a problemas matemáticos relativamente simples. En tal caso, la cantidad de movimiento angular no interviene, y es relativamente simple. El flujo rotacional incluye el movimiento de vórtice, como cuando se forman remolinos, e incluye también el movimiento en que el vector velocidad varía en dirección transversal.

El flujo de fluidos puede ser compresible o incompresible. Ordinariamente se puede considerar que los líquidos tienen un flujo incompresible. Pero hasta un gas altamente compresible puede experimentar algunas veces cambios de densidad de poca

importancia. Entonces su flujo es prácticamente incompresible. En vuelos a velocidades muy inferiores a la velocidad del sonido en el aire, el movimiento de el aire con relación a las alas es de fluido casi incompresible. En tales casos la densidad  $\rho$  es constante e independiente de  $x$ ,  $y$ ,  $z$ , y de  $t$ , y el estudio del flujo de ese fluido se simplifica por ello considerablemente.

Finalmente, el flujo de los fluidos puede ser viscoso o no viscoso. La viscosidad en el movimiento de los fluidos, es el fenómeno análogo, al rozamiento en el movimiento de los sólidos. En muchos casos, tales como en problemas de lubricación, es sumamente importante. Sin embargo, algunas veces es insignificante. La viscosidad introduce fuerzas tangenciales entre las capas de fluido en movimiento relativo y da lugar a pérdida de energía mecánica.

Limitaremos nuestro estudio de la dinámica de los fluidos, sobre todo al flujo de régimen constante, irrotacional, incompresible y no viscoso.

La ecuación de continuidad.

En la figura 1.26, hemos trazado un tubo de flujo angosto. La velocidad del fluido en su interior, aún cuando es paralela al tubo en un punto cualquiera, puede tener diferentes magnitudes en distintos puntos. Designemos por  $V_1$  la velocidad de las partículas del fluido en  $P$  y por  $V_2$  la de las partículas del

fluido en Q. Sean  $A_1$  y  $A_2$  las áreas de las secciones transversales de los tubos perpendiculares a las líneas de corriente en los puntos P y Q respectivamente. En el intervalo de tiempo  $\Delta t$ , un elemento de fluido recorre aproximadamente la distancia  $V\Delta t$ . Entonces, la masa de fluido  $\Delta m_1$  que cruza  $A_1$  en el intervalo de tiempo  $\Delta t$  es aproximadamente:

$$\Delta m_1 = \rho_1 A_1 V_1 \Delta t \quad 1.26$$

o sea el flujo de masa  $\Delta m_1/\Delta t$  es aproximadamente  $\rho_1 A_1 V_1$ . Debemos tomar  $\Delta t$  suficientemente pequeño para que en ese intervalo de tiempo ni  $V$  ni  $A$  cambien apreciablemente en la distancia que recorre el fluido. En el límite, cuando  $\Delta t \rightarrow 0$  obtenemos las definiciones precisas:

$$\text{flujo de masa en P} = \rho_1 A_1 V_1, \quad \text{y} \quad 1.27$$

$$\text{flujo de masa en Q} = \rho_2 A_2 V_2, \quad 1.28$$

siendo  $\rho_1$  y  $\rho_2$  las densidades del fluido en P y en Q, respectivamente. Ya que ningún fluido puede salir por las paredes del tubo y puesto que no hay fuentes ni sumideros en los que se pueda crear o destruir fluido en el tubo, la masa que cruza cada sección del tubo por unidad de tiempo debe ser la misma. En particular, el flujo de masa en P debe ser igual al flujo de masa en Q:

$$\rho_1 A_1 V_1 = \rho_2 A_2 V_2 \quad 1.29$$

o sea,

$$\rho AV = \text{constante} \quad 1.30$$

Este resultado expresa la ley de la conservación de la masa en la dinámica de los fluidos.

Como el fluido que estamos considerando es incompresible entonces  $\rho_1 = \rho_2$  y la ecuación anterior toma la forma sencilla:

$$A_1 V_1 = A_2 V_2, \quad 1.31$$

o sea,

$$AV = \text{constante} \quad 1.32$$

El producto  $AV$  dá el flujo de volúmen o rapidez de flujo, nótese que esta ecuación pronostica que en flujo incompresible de régimen estable, la velocidad de flujo varía en razón inversa al área de la sección transversal, siendo mayor en las partes angostas del tubo. El hecho de que el producto  $AV$  permanezca constante a lo largo de un tubo de flujo nos permite dar una cierta interpretación al mapa de líneas de corriente. En una parte angosta del tubo, las líneas de corriente deben estar más próximas entre sí que en una parte ancha. Por consiguiente, conforme disminuye la distancia entre las líneas de corriente, debe aumentar la velocidad del fluido. Así pues llegamos a la conclusión de que las líneas de corriente muy espaciadas indican regiones de baja velocidad, y líneas de corriente muy próximas representan regiones de alta velocidad.

Podemos obtener otro resultado muy interesante aplicando la segunda ley del movimiento al flujo de un fluido entre P y Q (fig.1.25). Una partícula de fluido que en P tenga una velocidad  $v_1$  debe reducir su velocidad conforme avanza al adquirir la velocidad de avance  $v_2$  más pequeña en Q.

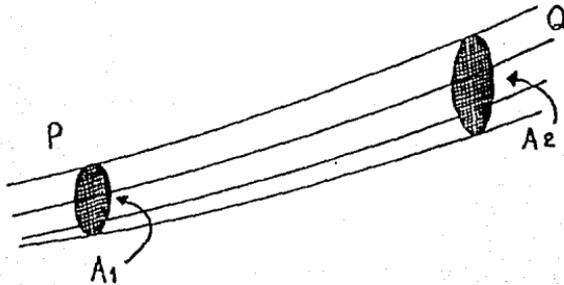


Figura 1.26.

Por consiguiente, el fluido reduce su velocidad al ir de P a Q. La reducción de velocidad puede provenir de una diferencia de la presión que obre sobre la partícula de fluido que va de P a Q o de la acción de la gravedad. En un tubo de flujo horizontal, la fuerza gravitacional no cambia. Por consiguiente, podemos concluir que en el flujo horizontal, de régimen estable, la presión es máxima donde la velocidad es mínima.

Otra de las ecuaciones importantes en el estudio de la dinámica de los fluidos, es la ecuación de Bernoulli. Ahora, vamos a indicar los diferentes transductores que existen para

medir gasto y flujo de líquidos o de gases.

Vamos a empezar con los medidores volumétricos o de gasto, para esto, hay que mencionar que dichos medidores por lo regular dan origen a una presión diferencial al paso del fluido. Entre estos elementos se encuentran la placa de orificio o diafragma, la tobera y el tubo Venturi. También, dentro de estos tipos de medidores, tenemos el tubo de Pitot, existen también medidores magnéticos, cuyo principio se basa en una tensión inducida, mencionaremos ahora a groso modo cada uno de estos medidores.

#### La placa-orificio o diafragma.

Consiste en una placa perforada instalada en el conducto con dos tomas que captan la presión diferencial. En la figura 1.27, pueden verse los valores de las presiones a lo largo del conducto. Notese que la presión diferencial creada, es mayor que la pérdida de carga producida por el elemento. La fórmula del caudal se basa en la aplicación del teorema de Bernoulli (altura cinética + altura de presión + altura potencial = constante) a un conducto horizontal, ver figura 1.27.

$$\frac{v_1}{2g} + \frac{P_1}{\gamma} = \frac{v_2}{2g} + \frac{P_2}{\gamma} \quad 1.33$$

$$S_1 v_1 = S_2 v_2$$

resolviendo el sistema se obtiene la ecuación:

$$Q = \frac{\pi D^2}{4} 2g \frac{\beta^2}{1 - \beta^4} H = K H \quad 1.34$$

$\beta = d/D$ ,  $k$  una constante y  $H$  la diferencia de alturas de presión del fluido. Esta fórmula teórica es aproximada. En la práctica se consideran factores de corrección que tienen en cuenta el reparto desigual de velocidades, la concentración de la vena del fluido, las rugosidades de la tubería, el estado del líquido, del gas y del vapor, etc.

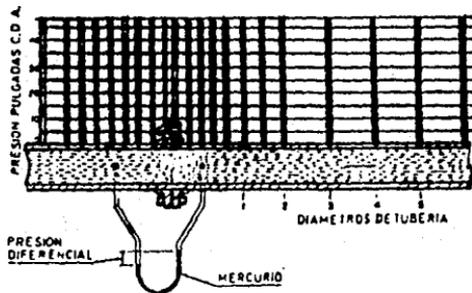


Figura 1.27.- Presión diferencial creada por la placa-orificio.

La fórmula práctica es pues:

$$Q = K \frac{h}{\gamma} \quad 1.35$$

en la que:

$Q$  - caudal en  $m^3/h$ , en las condiciones de medida.

$K$  - coeficiente.

$h$  - presión diferencial en mm columna de agua.

$\gamma$  = peso específico en  $\text{kg/m}^3$  del fluido en las condiciones de medida.

La ecuación 1.35 se deduce teniendo en cuenta que:

$$H\gamma = hI \quad + \quad H = \frac{h}{\gamma} \quad 1.36$$

La presión diferencial suele considerarse de 2.5 mm columna de agua, y la precisión obtenida es del orden de  $\pm 1$  a  $\pm 2$  %. Dos tomas conectadas en la parte anterior y posterior de la placa, captan esta presión diferencial la cual es proporcional a la raíz cuadrada del caudal.

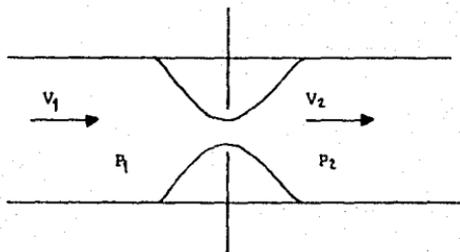
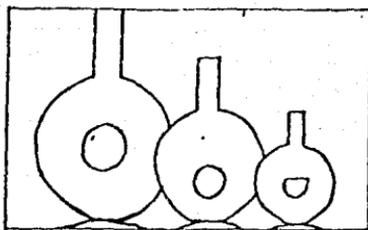


Figura 1.28.- Teorema de Bernoulli.

El orificio de la placa puede ser concéntrico, excéntrico o segmental con un pequeño orificio de purga para los pequeños arrastres sólidos o gaseosos que pueda llevar el fluido, ver figura 1.29. Los dos últimos diagramas permiten medir caudales de fluidos que contengan una pequeña cantidad de sólidos y de gases.



CONCENTRICO EXCENTRICO SEGMENTAL

Figura 1.29.- Tipos de orificios.

La tobera.- Está situada en la tubería con dos tomas una anterior y la otra en el centro de la sección más pequeña, ver figura 1.30, la tobera permite caudales del 60% superiores a los de la placa de orificio en las mismas condiciones de servicio. Su pérdida de carga es de 30 a 80% de la presión diferencial. Puede emplearse para fluidos que arrastren sólidos en pequeña cantidad, si bien, si estos sólidos son abrasivos, pueden afectar la presión del elemento. El costo de la tobera es de 8 a 16 veces el de un diafragma y su presión es del orden de  $\pm 0.95$  a  $\pm 1.5\%$ .

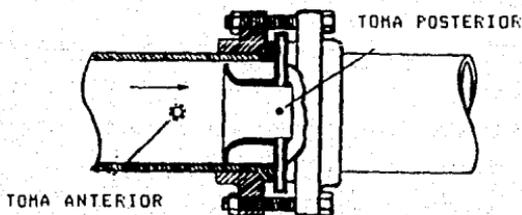


Figura 1.30. Tobera.

El tubo Venturi.- Permite la medición de caudales 60% superiores a los de la placa de orificio en las mismas condiciones de servicio y con una pérdida de carga de solo 10 a 20% de la presión diferencial (ver figura 1.31), posee una gran precisión y permite el paso de fluidos con un porcentaje relativamente grande de sólidos, si bien, los sólidos abrasivos influyen en su forma afectando la exactitud de la medida. El costo del tubo de Venturi es elevado, del orden de 20 veces el de un diafragma y su precisión es del orden de  $\pm 0.75\%$ .

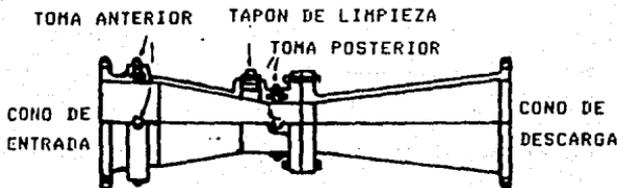


Figura 1.31.- Tubo de Venturi.

El tubo de Pitot.- Mide la diferencia entre la presión total y la presión estática o sea, la presión dinámica, la cual es proporcional al cuadrado de la velocidad, (ver figura 1.32). Es sensible a la variación de distribución de velocidades en la sección transversal de la tubería. Su precisión es baja, del orden de 1.5% a -4% y se emplea normalmente para la medición de grandes caudales de fluidos limpios con una baja pérdida de carga.

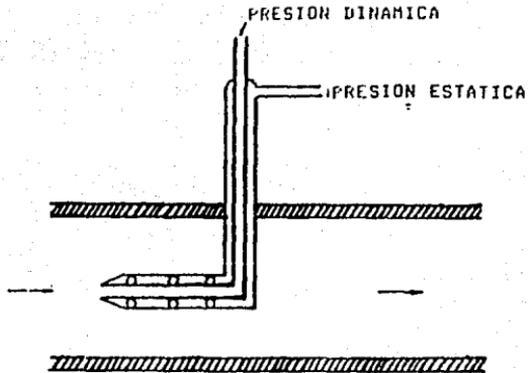


Figura 1.32.- Tubo de Pitot.

El tubo Annubar.- Es una innovación del tubo de Pitot y consta de dos tubos, el de presión total y el de presión estática, (ver figura 1.33), el tubo que mide la presión total está situado a lo largo de un diámetro transversal de la tubería y consta de varios orificios de posición crítica determinada por computador, que cubren cada uno la presión total en un anillo del área transversal de la tubería. Estos anillos tienen áreas iguales. En tuberías de tamaño mayor que 2.5 cm, se dispone en el interior del tubo otro que promedia las presiones obtenidas en los orificios.

El tubo que mide la presión estática se encuentra detrás del de la presión total con su orificio en el centro de la tubería y aguas abajo de la tubería. La presión diferencial creada por la placa, la tobera o el tubo de Venturi, puede medirse con un tubo en U de mercurio, o bien, transmitirse con

los instrumentos llamados convertidores diferenciales.

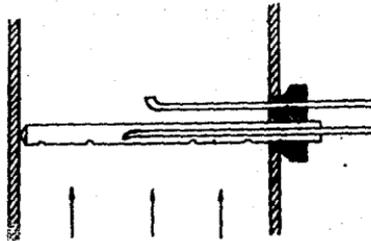


Figura 1.33.- Tubo Annubar.

El transmisor de fuelle.- Contiene dos cámaras para la presión alta y baja (ver figura 1.34).

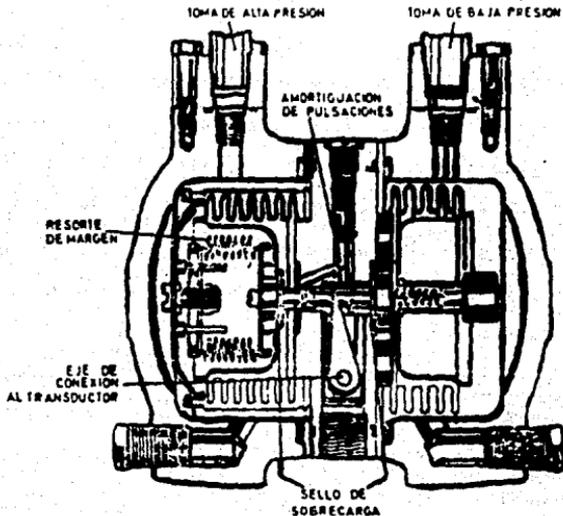


Figura 1.34.- Transmisor de fuelle.

La presión alta comprime el fuelle correspondiente, arrastrando la palanca de la unión, el cable y un eje exterior, cuyo movimiento actúa sobre el transductor eléctrico. Un muelle de margen permite disponer de varias gamas de presión diferencial. La protección contra sobre cargas está asegurada por dos anillos de sello que cierran herméticamente el paso del líquido de llenado de un fuelle al otro, e impiden su destrucción ante una maniobra incorrecta. Otro accesorio es una válvula contra pulsaciones de caudal que restringe el paso de líquido de llenado entre los fuelles.

**Transmisores de diafragma.**- Se diferencian de los anteriores en que la separación entre las dos cámaras se efectúa mediante diafragmas, en lugar de fuelle con lo cual el desplazamiento volumétrico es casi nulo (ver figura 1.35).

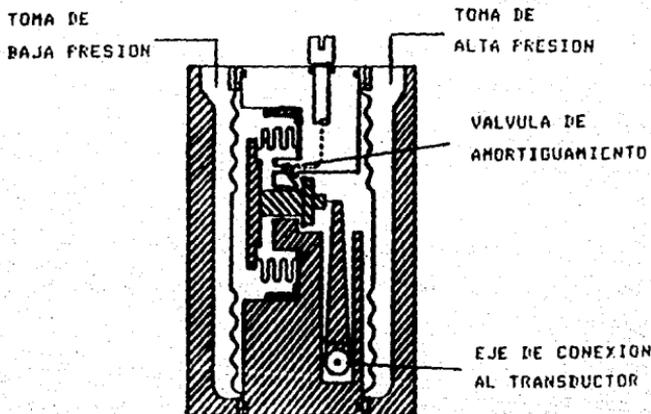


Figura 1.35.- Transmisor de diafragma.

El cuerpo de estos transmisores suele ser de acero al carbono, acero inoxidable o aluminio, el fuelle o diafragma de acero inoxidable 316 (disponible también en Monel, Hastelloy C, teflón en inoxidable o Kel- F en Monel), y el líquido de llenado silicona.

Las conexiones entre las tomas del diafragma y el convertidor de presión diferencial deben ser adecuadas al fluido a medir. Hay que señalar que, en el caso de medida de caudal de vapor con transmisores de fuelle es preciso utilizar cámaras de condensación para compensar los cambios de volumen de las cámaras del fuelle al variar el caudal. Esto no es necesario en los transmisores de diafragma por ser el desplazamiento volumétrico despreciable.

Los elementos citados utilizan o bien un transductor eléctrico de equilibrio de fuerzas o bien un transductor de silicio difundido, en la figura 1.36 puede verse un diagrama de bloques de estos transductores de caudal.

Los rotámetros.- Son medidores de caudal de área variable en los cuales un flotador cambia su posición dentro de un tubo, proporcionalmente al flujo del fluido.

Las fuerzas que actúan en el flotador están representadas en la figura 1.37.

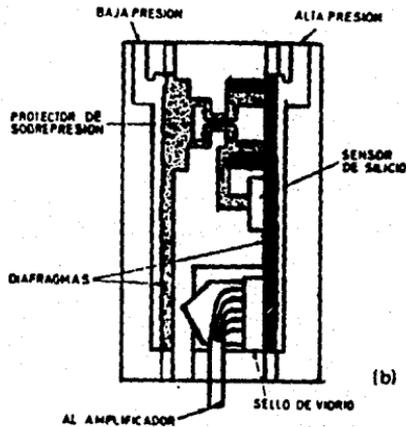
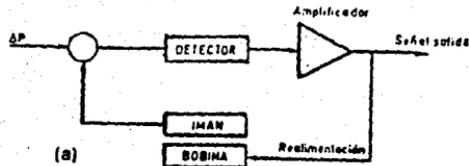


Figura 1.36.- (a) Diagrama de bloques de un transductor de caudal de presión diferencial. (b) Silicio fundido.

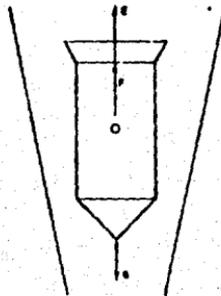


Figura 1.37.- Rotámetro.

En las condiciones de equilibrio se cumplen las siguientes ecuaciones:

$$G = v_f \rho_f \quad 1.37$$

$$F = v_f \rho_1 \quad 1.38$$

$$E = C_D \rho_1 A_f \frac{v}{2g} \quad 1.39$$

$$G = F + E \quad 1.40$$

en las que:

$G$  = peso del flotador

$v_f$  = volúmen del flotador

$\rho_f$  = peso específico del flotador

$\rho_1$  = peso específico del fluido

$E$  = fuerza de arrastre del fluido sobre el flotador

$F$  = fuerza de empuje del fluido sobre el flotador

$C_D$  = coeficiente de arrastre del fluido sobre el flotador

$v$  = velocidad del fluido

$A_f$  = área de la sección del flotador

$A_w$  = sección interior del tubo

resolviendo las ecuaciones anteriores, resulta que:

$$Q = C A_w \frac{2g v_f (\rho_f - \rho_1)}{\rho_1 A_f} \quad 1.41$$

Con el fin de normalizar los cálculos se acostumbra referir los caudales del líquido o vapor o del gas a sus equivalentes en agua y aire respectivamente. Reglas de cálculo especiales permiten determinar rápidamente los caudales equivalentes en agua o en aire del fluido, y de aquí, el tamaño del rotámetro consultando las tablas del fabricante. Estas dan el tamaño, el número del tubo y el del flotador con su forma y peso.

Según su aplicación los rotámetros pueden dividirse en rotámetros de purga, de indicación directa para usos generales y armados con indicación magnética y transmisión eléctrica, ver figura 1.38:

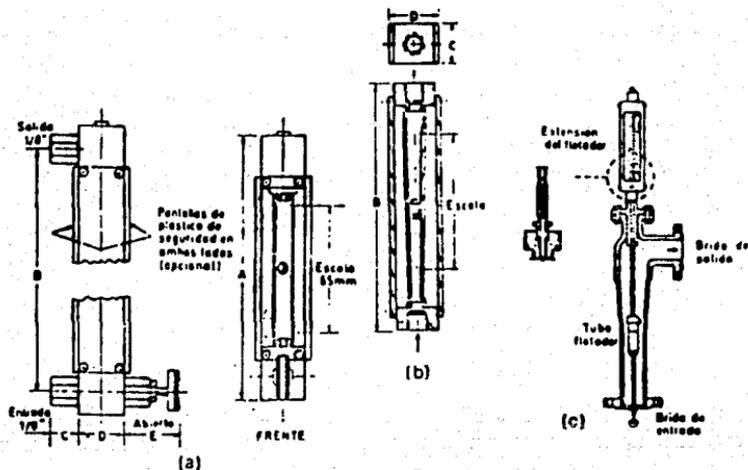


Figura 1.38.- Tipos de rotámetros

Los rotámetros se emplean asimismo conectados a las tomas de una placa-orificio o diafragma, es decir, como rotámetros by-pass. En esta aplicación miden el caudal del fluido que circula de la toma de alta presión a la baja, debido a la presión diferencial creada por la placa. El rotámetro mide un caudal proporcional linealmente al caudal de paso por la tubería, gracias a un segundo orificio calibrado situado en la tubería de by-pass. Este orificio permite pasar el caudal máximo del rotámetro cuando es máxima la presión.

Los transductores eléctricos acoplados a rotámetros pueden ser de varios tipos:

- 1).- Potenciométrico
- 2).- Punte de impedancias

El transductor potenciométrico puede verse en la figura 1.39.

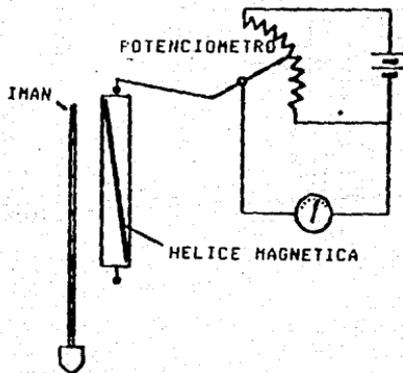


Figura 1.39.- Rotámetro con transductor potenciométrico.

Este, consiste de una varilla que sigue magnéticamente al movimiento del flotador dentro del tubo y que mueve el brazo de un potenciómetro. Por las características del circuito potenciométrico de una tensión alta de salida proporcional a la posición del flotador. El sistema presenta la desventaja del envejecimiento y desgaste característicos del potenciómetro.

El transductor de puente de impedancias consiste en un mecanismo de indicación actuado magnéticamente, un transformador diferencial de núcleo móvil y un convertidor. Al variar el caudal un imán montado en el flotador o en la varilla de extensión del mismo modo hace girar un mecanismo magnético de posición formado por una hélice de hierro dispuesta en un cilindro de aluminio. Una leva de forma característica gira con el conjunto y se introduce dentro del arrollamiento activo de un transformador diferencial. El primario de este transformador está alimentado por una tensión alterna constante procedente de un oscilador preamplificador. La señal de salida del secundario del transformador, que es proporcional al caudal, pasa a un convertidor donde es transformada en una señal de corriente continua constante. En el convertidor se encuentran los ajustes de cero y de multiplicación del instrumento.

El intervalo de medida de los rotámetros es usualmente de 1 a 10 ( relación entre el caudal mínimo y el máximo ), con una escala lineal. Su precisión es del orden del 2% de toda la escala cuando están sin calibrar y del 1%, con calibración. La

figura 1.40 muestra el transductor de puente de impedancias :

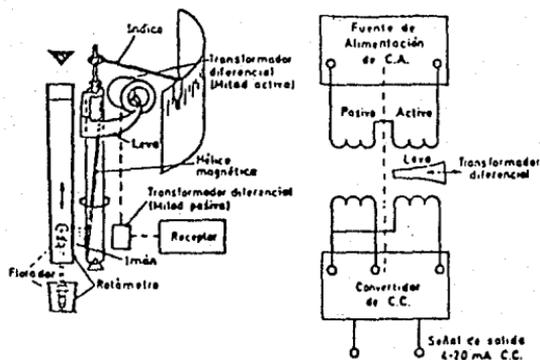


Figura 1.40.- Transductor de puente de impedancias.

Los rotámetros son adecuados para la medida de pequeños caudales llegando a límites mínimos de  $0.1 \text{ cm}^3/\text{minuto}$  en agua y de  $1.0 \text{ cm}^3/\text{minuto}$ , en el aire.

**Medidor de campo magnético.-** La ley de Faraday establece que, la tensión inducida a través de cualquier fluido conductor, al moverse éste perpendicularmente a través de un campo magnético, es proporcional a la velocidad del conductor.

La fórmula del caudal que resulta de la ley de Faraday es la siguiente :

$$E_s = kBlv \quad 1.42$$

$E_s$  = tensión generada en el conductor.

- $k$  = constante.  
 $B$  = densidad del campo magnético.  
 $l$  = longitud del conductor.  
 $v$  = velocidad del movimiento.

En el medidor magnético de caudal (ver la figura 1.41), el conductor es el fluido y  $E_g$ , es la señal generada ; esta señal es captada por dos electrodos rasantes con la superficie interior del tubo y diametralmente opuestos.

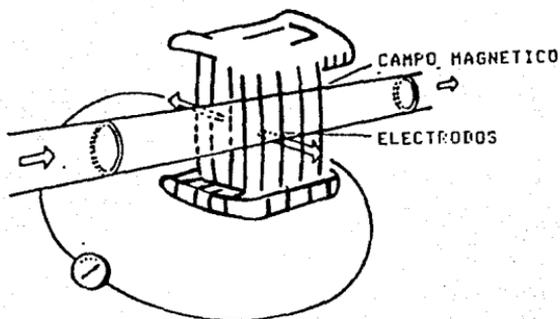


Figura 1.41.- Medidor magnético de caudal.

Realmente la única zona del fluido en movimiento que contribuye a la f.e.m., es la que une en línea recta a los dos electrodos,  $B$  es la densidad del campo magnético creado por medio de la bobina de campo,  $D$  es al diámetro de la tubería y  $v$  es la velocidad del fluido a su paso a través del medidor.

Como :

$$Q = v \frac{\pi D^2}{4} \quad 1.43$$

resulta que :

$$Q = k \frac{E_s}{B} D \quad 1.44$$

Las fórmulas anteriores indican que la señal  $E_s$  depende, no sólo de la velocidad del fluido, sino también de la densidad de campo magnético  $B$ , la cual a su vez está influenciada por la tensión de la línea y por la temperatura del fluido. Es claro que, para obtener una señal que dependa únicamente de la velocidad, deben eliminarse las influencias de estos tres factores y, por otro lado es muy difícil mantenerlos en valores constantes. De aquí que la señal de tensión del medidor se compara en el receptor con la tensión de referencia  $E_r$ .

Como las dos señales derivan del campo magnético a la vez, la tensión de la línea y las variaciones de temperatura y de conductividad no influyen en la precisión de la medida.

La señal de referencia  $E_r$  se toma de un arrollamiento colocado en las bobinas del campo que generan el flujo magnético. La figura 1.42, muestra el esquema de conexiones del elemento de medida.

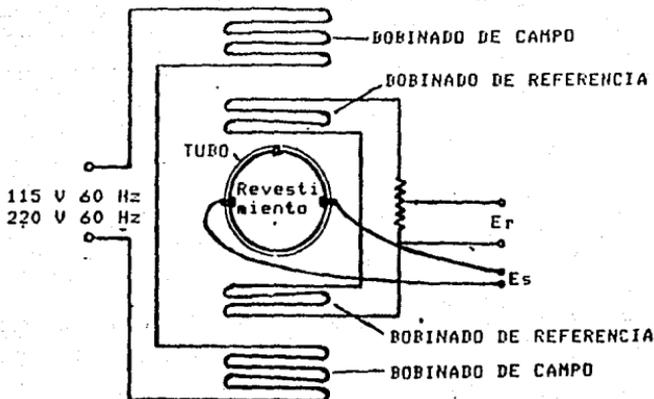


Figura 1.42.- Elemento magnético de medida.

El valor de  $E_r$  se escoge de tal forma que la relación  $E_s/E_r$  se hace constante en todos los medidores de caudal. De este modo se logra intercambiabilidad con cualquier receptor. La conductividad del fluido es la única característica propia del fluido que puede limitar el empleo del medidor magnético de caudal. El sistema electrónico utilizado en el elemento y en el receptor permite medir caudales de fluidos que tengan una conductividad superior a 5 micromhos por cm. No obstante, en casos especiales puede trabajarse con valores menores, añadiendo al circuito de medida un preamplificador adicional (acondicionador de señal), alcanzándose una conductividad mínima de 0.3 micromhos/cm.

La medida no es afectada por las variaciones de conductividad, sin embargo, la necesidad de obtener la precisión

adecuada en la medida, limita la longitud del cable entre el elemento y el receptor.

La conductividad eléctrica en los gases es generalmente mucho más baja. Por este motivo, el medidor magnético no puede emplearse para la medida de caudales de gases.

La señal de C.A., captada por el medidor está acoplada a un medidor de impedancias. La señal de tensión es amplificada y pasa a un transformador sumador. La tensión de referencia también generada en el medidor es defasada para acoplarse a la señal de tensión y conectarse a un multiplicador.

Los receptores empleados son del tipo de puente de impedancias y aseguran una gran sencillez, una alta velocidad de respuesta y una alta precisión en la medición, en la figura 1.43, se muestran los componentes principales del transductor.

La señal resultante se introduce en el transformador sumador y se compara con la señal de tensión. Cualquier diferencia entre la señal de tensión y la de referencia es convertida en señal de C.C., amplificada y utilizada en la excitación del multiplicador. Esta acción elimina completamente cualesquiera componentes de cuadratura que puedan estar presentes en la señal de caudal.

La señal de excitación del multiplicador que representa

ahora exactamente la relación entre las señales de tensión y de referencia manda directamente la etapa de salida y la señal de salida obtenida es directamente proporcional al caudal.

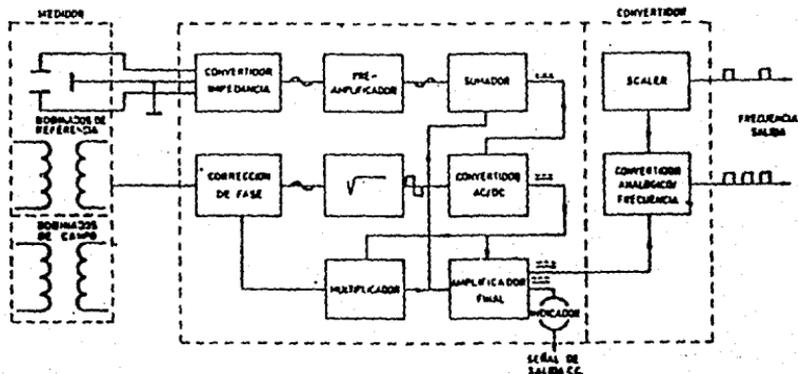


Figura 1.43.- Transductor de puente de impedancias.

Los elementos de caudal se calibran en fábrica utilizando un sistema dinámico de pesadas y consiguiéndose así una precisión elevada de más/menos 0.1%. Con el sistema completo incluyendo el receptor, se obtiene una precisión de más/menos 1% de toda la escala pudiéndose llegar a una menor precisión del orden de más/menos 0.5%, con una calibración especial y siempre que la conductividad sea elevada. El intervalo de medida entre el caudal máximo y el mínimo conservando la misma precisión es de 10:1, con una escala de lectura lineal. La fidelidad del conjunto es de  $\pm 0.25\%$ .

Los medidores magnéticos de caudal son adecuados para la

medida de caudales de líquidos conductores, en particular los líquidos fangosos y fluidos corrosivos. Su pérdida de carga es baja.

#### Medidores de caudal-masa.

La determinación del caudal-masa puede efectuarse a partir de una medida volumétrica compensándola para las variaciones de densidad del fluido, o bien determinar directamente el caudal-masa aprovechando características medibles de la masa del fluido.

En el primer caso el caudal-masa puede determinarse de varias formas, según sea las condiciones de servicio y la precisión que se desee en la medida :

- 1.- Registrar la variable o variables y calcular las correcciones.
- 2.- Compensar automáticamente el caudal sólo para la variable que cambia (por ejemplo, sólo la temperatura).
- 3.- Compensar automáticamente el caudal para los cambios en la densidad sólo si se esperan variaciones considerables en todas las condiciones de servicio. En este caso puede trabajarse de dos formas :
  - a.- Medir la densidad en condiciones de servicio y compensar así de modo directo y automáticamente el caudal.

b.- Medir la densidad en condiciones de referencia (por ejemplo a 15 grados centígrados en un líquido y a 0 grados centígrados y 1.033 kg/cm, en un gas), y corregirlo manual o automáticamente para las variaciones de temperatura (líquido) o temperatura y presión ( para un gas, considerando la compresibilidad constante).

Las correcciones para la temperatura y la presión y algunas veces para la densidad y la supercompresibilidad son casi siempre una necesidad si se mide el caudal de un gas y éste debe ser integrado para períodos de tiempo considerables.

Como ejemplos de la determinación del caudal-masa a partir de una medida volumétrica se mencionarán a continuación algunos de los instrumentos empleados. Debemos señalar que se considerarán básicamente elementos primarios que dan señales cuadráticas de caudal (placa orificio, tobera, tubo de Venturi), si bien la explicación también es válida para el medidor de caudal magnético, el caudal nos da una señal lineal, así como también los rotámetros.

En el caso de instrumentos electrónicos pueden utilizarse varios sistemas :

a.- Una unidad compensadora (multiplicador-divisor), que trabaja con un transmisor diferencial, un transmisor de presión absoluta actuando sobre un reóstato y un circuito de tres hilos al

Figura 1.44.

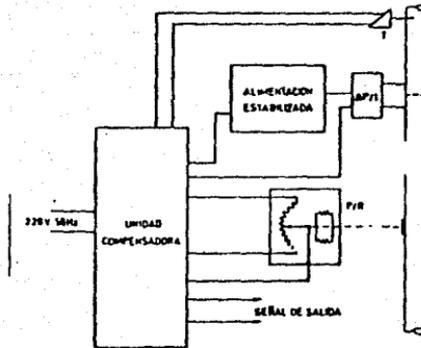


Figura 1.44.- Unidad compensadora.

b.- Una unidad compensadora (multiplicador-divisor) que trabaja con un transmisor de presión diferencial, un transmisor de presión absoluta PP/I y un transmisor de temperatura TC/I. en la figura 1.45, pueden verse las conexiones del sistema.

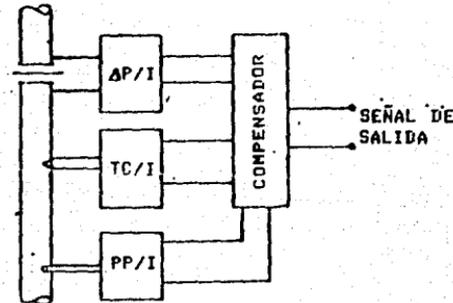


Figura 1.45.- Unidad compensadora.

c.- Una unidad calculadora que compensa el caudal de gas para

las variaciones de temperatura y presión con correcciones manuales de peso específico y supercompresibilidad.

d.- Una unidad calculadora que compensa el caudal de gas para las variaciones de densidad del gas con correcciones manuales del peso específico.

En cada uno de los sistemas descritos, la precisión final de la medida depende de la influencia de los componentes empleados. Si bien, normalmente se utilizan medidores volumétricos de caudal con el caudal determinado en las condiciones de servicio, en ocasiones interesa determinar directamente el caudal-masa, sea compensando el caudal para condiciones normales, aprovechando características medibles de la masa. En este último caso existen dos sistemas básicos, los instrumentos térmicos y los de momento angular. En menor escala se utilizan los de presión diferencial.

#### Medidores térmicos de caudal.

Los medidores térmicos de caudal se basan comúnmente en dos principios físicos :

- a.- La elevación de temperatura del fluido en su paso por un cuerpo caliente.
- b.- La pérdida de calor experimentada por un cuerpo caliente inmerso en el fluido.

De los dos principios, el más utilizado es el primero, debiendo señalar que el primer instrumento de esta clase fué proyectado por Thomas en 1911, para medir el caudal-masa de gas en una tobera.

El medidor de Thomas consta de una fuente eléctrica de alimentación de precisión que proporciona un calor constante al punto medio del tubo por el cual circula el caudal. En puntos equidistantes de la fuente de calor se encuentran sondas de resistencia para medir la temperatura, lo cual se muestra en la figura 1.46.

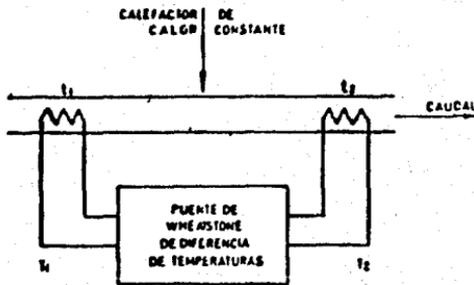


Figura 1.46.- Medidor térmico.

Cuando el fluido está en reposo, la temperatura es idéntica en las dos sondas. Cuando el fluido circula, transporta una cantidad de calor hacia el segundo elemento  $T_2$ , y se presenta una diferencia de temperaturas que va aumentando progresivamente entre las dos sondas a medida que aumenta el caudal. Esta diferencia es proporcional a la masa que circula a través del

tubo de acuerdo con la ecuación :

$$Q = mC_e ( t_2 - t_1 ) \quad 1.45$$

donde :

Q = calor transferido.

m = masa del fluido.

$C_e$  = calor específico.

$t_1$  = temperatura anterior.

$t_2$  = temperatura posterior.

El sistema está conectado a un puente de Wheatstone que determina la diferencia de temperaturas y la amplifica con una señal de salida de 0-5 volts, de C.C., en 1000 ohms de impedancia. Esta señal puede ser utilizada en registradores, indicadores digitales y controladores que pueden estar situados hasta a 300 m del instrumento. El instrumento es adecuado para gases tales como aire, nitrógeno, hidrógeno, oxígeno, helio, amoniaco, monóxido de carbono, ácido clorhídrico, etano, etileno, metano y otros.

#### Medidor de momento angular.

Los medidores de caudal-masa de momento angular se basan en el principio de conservación del momento angular de los fluidos.

Partiendo de la segunda ley de Newton  $Z = I\alpha$ , en la que se tiene que :

$Z$  = par.

$I$  = momento de inercia.

$\alpha$  = aceleración angular.

y de las fórmulas  $I = mr^2$ ,  $H = I\omega$ , se llega a que :

$$\frac{m}{t} = \frac{z}{r^2 \omega} \frac{H}{t} = \frac{m}{t} r^2 \omega \quad 1.46$$

en las que :

$H$  = momento angular.

$m$  = masa.

$t$  = tiempo.

$z$  = par.

$r$  = radio de giro.

$\omega$  = velocidad angular.

Luego, si al fluido se le comunica un momento angular y se mantiene constante la velocidad angular, la medición del par producido permitirá determinar el caudal-masa, ya que  $r$  es constante en el sistema.

Medidor de par giroscópico.

Este medidor de caudal-masa de momento angular trabaja

según el principio de funcionamiento de un giróscopo, el cual se muestra en la figura 1.47.

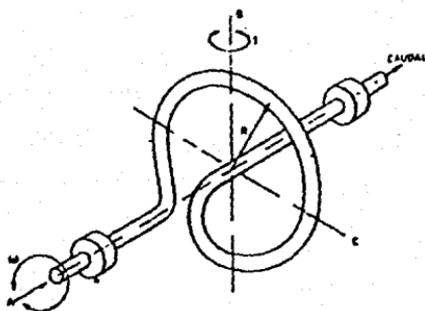


Figura 1.47.- Medidor de caudal masa giroscópico.

consiste de un tubo de forma especial cuyo eje A se ve sometido a una vibración oscilante de velocidad angular constante  $W$ . El movimiento del fluido en la tubería, dá lugar a un momento de precisión al rededor del eje B, que es captado por un elemento sensible. Este momento, es directamente proporcional al caudal-masa.

El instrumento permite medir caudales-masa de fluidos negros. Sin embargo, su utilización es limitada debido a su gran tamaño y a sus pocas posibilidades de medir caudales elevados. Su precisión es del orden de 0.5-1.0%, y su intervalo de medida entre el caudal máximo y el mínimo es de 10 a 1.

**Anemómetro de hilo caliente.**

El anemómetro de hilo caliente, determina las fluctuaciones de velocidad a través de la detección en los cambios de temperatura. Este tipo de anemómetro posee un transductor que por sus pequeñas dimensiones, mantiene al mínimo los disturbios provocados al introducirse en el fluido, y además, presenta una sensibilidad y respuesta capaz de detectar variaciones de varios miles de Hz.

Este instrumento está compuesto principalmente de un dispositivo transductor y un circuito electrónico cuyo elemento primordial, generalmente, es un puente de Wheatstone; la combinación de estas dos partes hace posible detectar cambios muy rápidos de temperatura o velocidad. Esto se logra gracias a la dependencia resistencia-temperatura del transductor.

El transductor consiste de una sección corta de alambre de 1 a 3 mm de longitud y 0.005 mm de diámetro, el cual se calienta haciendo circular una corriente eléctrica; el fluido que se desplace alrededor de él, tiende a enfriarlo mediante el mecanismo convección forzada, esto ocasiona que la temperatura del alambre se reduzca, disminuyendo también la resistencia eléctrica del mismo. Este cambio se toma como base para determinar el cambio de velocidad del fluido.

Generalmente el material que se emplea para la fabricación

del hilo es tungsteno, platino o aleaciones de platino. Estos alambres presentan típicamente una resistencia eléctrica en "frío" de 3.5 ohms y cuando se calienta para su operación, la resistencia eléctrica es de 7 ohms. El diámetro de estos alambres es, como ya se dijo, del orden de 5 micras, presentan una alta resistencia por unidad de longitud, de esta forma puede obtenerse una buena señal eléctrica con un alambre de 1 mm de longitud y por supuesto, con una constante de tiempo muy pequeña; pero presentan el inconveniente de ser muy delicados en su manejo por lo que está propenso a la destrucción, inclusive por partículas existentes en el flujo de aire.

#### Convección forzada.

Este fenómeno de transferencia de calor, depende principalmente de la velocidad del fluido, de las dimensiones del hilo, de las propiedades del fluido (viscosidad, conductividad térmica, densidad, ...etc.) y de la diferencia de temperatura entre el hilo y el fluido. Todos estos parámetros pueden conjuntarse para obtener una ecuación que represente el calor transferido por convección forzada.

Desde el punto de vista eléctrico, el flujo del calor transferido del hilo hacia el medio está dado por la siguiente ecuación:

$$Q = R_h \times I^2$$

1.47

donde :

$Q$  : es la potencia disipada por el alambre.

$R_h$  : es la resistencia a la temperatura de operación.

$I$  : es la corriente eléctrica circulando por el alambre.

Por otro lado, sabemos que:

$$R_h = R_a + \alpha R_{20}(T_h - T_a) \quad 1.48$$

donde:

$R_a$  : es la resistencia a temperatura ambiente.

$\alpha$  : es el coeficiente resistencia-temperatura.

$R_{20}$  : es la resistencia del transductor a 20 °C.

$T_h$  : es la temperatura de operación del transductor, la cual tendrá que ser siempre menor a la  $T_{máx.}$  permisible.

$T_a$  : es la temperatura ambiente en la cual fué medida la resistencia del transductor,

#### Modos de operación.

Existen dos formas de operación en el anemómetro de hilo caliente:

a.- a corriente constante.

b.- a temperatura constante.

La problemática de la elección de uno y otro depende realmente de la aplicación, es decir, de si las características del instrumento cumplen con las exigencias impuestas por la medición.

#### Operación a corriente constante.

Este modo de operación fué históricamente el primero, y aún ahora es el método más sencillo. Como su nombre lo indica, la corriente eléctrica en el transductor se mantiene constante sin importar las variaciones en la resistencia del hilo debido al enfriamiento provocado por el flujo en el que se encuentra el transductor.

El diagrama eléctrico de un sistema a corriente constante se muestra en la figura 1.48.

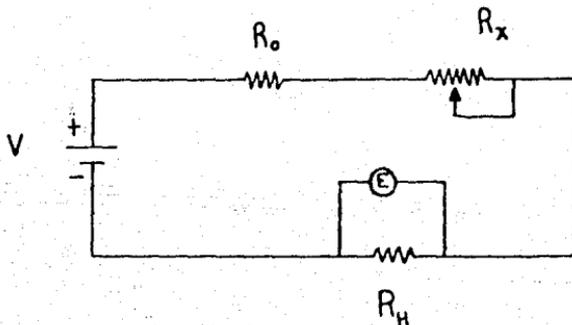


Figura 1.48.- Diagrama eléctrico de un sistema a corriente constante.

En este caso la fuente de corriente constante está constituida por una fuente de voltaje en serie con una resistencia  $R_0$ , cuya magnitud es muy grande en comparación a la resistencia del hilo  $R_H$ .

El potenciómetro  $R_x$ , permite ajustar la corriente dentro de un rango de trabajo. Ya en la práctica, como se muestra en la figura 1.49, normalmente es empleado un puente de Wheatstone, que ayuda a incrementar la sensibilidad:

En este caso el transductor se encuentra colocado en uno de los brazos del puente, que es balanceado por la resistencia  $R_y$ , esto es, la diferencia de voltaje entre los puntos X, Y es cero,  $V_{XY} = 0$ . Cuando se presenta un cambio en la resistencia del hilo  $R_H$ , el puente se desbalancea, provocando una diferencia de voltaje entre los puntos X, Y, es decir,  $V_{XY} \neq 0$ .

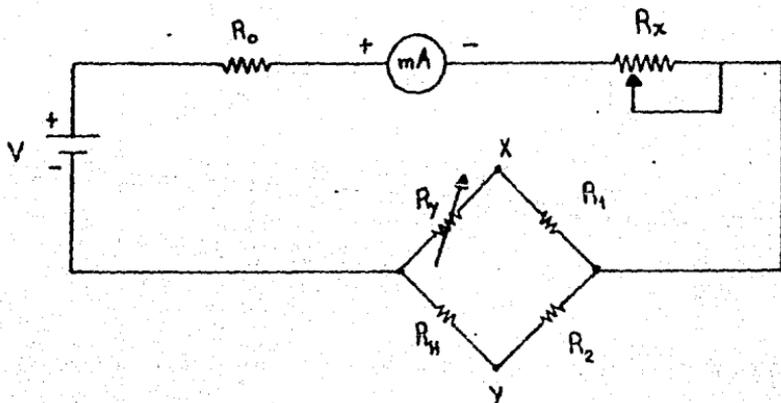


Figura 1.49.- Diagrama eléctrico usando puente de Wheatstone.

Se puede usar un amplificador para obtener un nivel adecuado de señal para su posterior procesamiento.

Si el cambio de velocidad en el fluido toma lugar muy rápidamente, la respuesta del transductor se retrasará con respecto a dicho cambio, debido a la inercia térmica del transductor. Este hecho puede expresarse cuantitativamente como la respuesta en tiempo del hilo caliente. Debido a tal inercia, este circuito se emplea para fluidos con lentos cambios de velocidad.

#### Operación a temperatura constante.

Este modo de operación tiene como principio el de mantener la temperatura constante en el transductor, sin importar las variaciones de resistencia en el mismo, ni la velocidad del fluido. Esto se logra con la uso de un amplificador de retroalimentación. ver figura 1.50.

El funcionamiento de este circuito es sencillo, aquí el transductor también se encuentra colocado en el puente de Wheatstone, pero la salida se encuentra conectada al amplificador retroalimentado, cuya salida sirve de fuente de voltaje para el puente. Como ya se ha dicho, el fluido en el transductor tiende a enfriarlo, resultando en un cambio de resistencia  $R_H$ , lo que provoca un desbalance en el puente este, cambio lo detecta el amplificador aumentando su voltaje de

salida, lo que provoca que la corriente eléctrica en el transductor se incremente, logrando así que la temperatura en el transductor se mantenga constante.

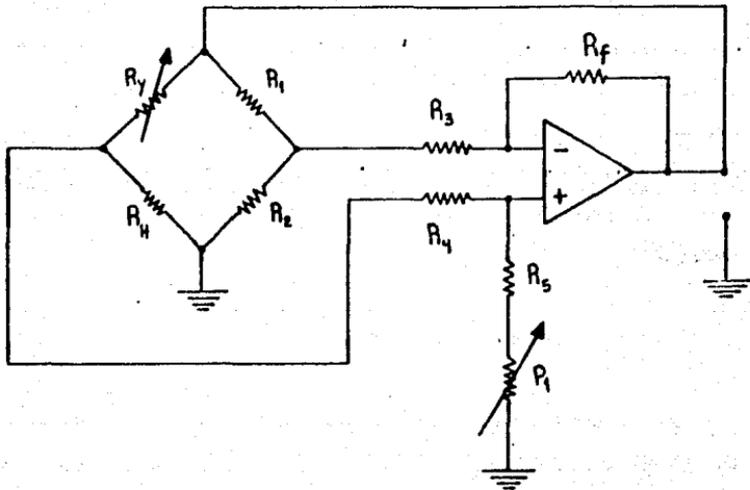


Figura 1.50.- Diagrama eléctrico de un sistema a temperatura constante.

Si el amplificador tiene alta ganancia, tenderá a mantener el puente muy cercano a sus condiciones de balance. Es por ello, que cualquier cambio en la resistencia del transductor será inmediatamente compensada por un aumento o decremento en la corriente eléctrica a través de él. Por esta razón, este circuito se emplea para cambios rápidos de velocidad.

## If.- MEDIDOR DE ACUSTICA

Aquí explicaremos la terminología básica y definiciones técnicas asociadas con acústica y la medición de la acústica.

El sonido es un fenómeno común de la vida diaria que raramente apreciamos. Este provee agradables experiencias tales como escuchar música o el cantar de los pájaros. También nos permite comunicarnos con familiares y amigos.

El sonido puede alertarnos o avisarnos de por ejemplo el timbre del teléfono o de la sirena de una ambulancia, también nos permite hacer evaluaciones y diagnóstico de calidad de por ejemplo el cascabeleo de las válvulas de un coche, el chillido de una polea, o un latido de corazón. Sin embargo muy frecuentemente en nuestra sociedad moderna, el sonido nos molesta ya que algunos sonidos son desagradables o no deseados los cuales acostumbramos llamarles ruido. Este nivel de molestia depende no solo de la calidad del sonido, sino también de nuestra actitud hacia éste, ya que la mayoría de sonidos que producimos no nos molesta, pero estos irritan a nuestros vecinos, por ejemplo el sonido que produce un nuevo jet al despegar es como música a los oídos del ingeniero diseñador pero es como una explosión en los oídos de la gente viviendo cerca del lugar.

Lo peor de todo, es que el sonido puede destruir. Una bomba sónica puede destruir ventanas y cuartear el yeso de las paredes. Pero el más desafortunado caso es cuando el sonido daña el delicado mecanismo diseñado para recibirlo el oído humano.

Las mediciones nos permiten definir las cantidades las cuales describen y clasifican sonidos. Estas medidas pueden proveernos beneficios tales como improvisar edificios acústicos y bocinas, así como incrementar nuestro placer de escuchar la música ya sea en una sala de conciertos o en nuestra casa.

Las mediciones de sonido también permiten precisar, un análisis científico de sonidos molestos. Sin embargo, debemos recordar que debido a las diferencias fisiológicas y psicológicas entre individuos, el grado de molestia no puede ser científicamente medido para una persona dada. Pero las medidas nos dan un medio objetivo de comparación de sonidos molestos bajo diferentes condiciones.

La medición del sonido también da una clara indicación de cuando un sonido puede causar daño al oído y permite corregir las medidas a ser tomadas. El grado del daño al oído puede ser determinado por Audiometría, la cual mide la sensibilidad audíble de las personas.

El sonido puede ser definido como cualquier variación de presión (en aire, agua o cualquier otro medio) que el oído humano

puede detectar.

Nosotros podemos oír sonidos los cuales causan desviación en el tambor del oído menores al diámetro de una molécula de Hidrógeno. Por lo tanto para medir la magnitud del sonido, debemos primero medir la magnitud de variación de presión.

El instrumento más familiar para medir variación de presión en el aire es el barómetro. Sin embargo, las variaciones de presión que ocurren con el cambio de condiciones ambientales son muy bajas para ser detectadas por el oído humano y entonces no estar de acuerdo con nuestra definición de sonido. Pero si las variaciones en la presión atmosférica ocurren muy rápidamente (en al menos 20 veces por minuto) ellas pueden ser oídas y entonces serán llamadas sonidos. El barómetro no puede responder rápidamente y por lo tanto no puede ser utilizado para medir sonido.

El número de variaciones de presión por segundo es llamado la frecuencia del sonido y es medida en cps (ciclos por segundo) o Hertz (Hz). La frecuencia de un sonido produce su tono distintivo. Así, el ruido de un trueno distante tiene una baja frecuencia, mientras que un silbido tiene una frecuencia alta. El rango normal de audición para una persona sana se extiende desde aproximadamente 20 cps a 20,000 cps mientras que por ejemplo el rango más bajo a más alto de una nota de piano es 27.5 cps a 4,186 cps respectivamente.

Al intervalo de 20 cps a 20 kcps se le llama el intervalo audible. Se dice que cuando tenemos variaciones de presión cuya frecuencia sea menor que la del límite inferior del intervalo audible es una onda infrasónica y si su frecuencia es mayor a la del límite superior del intervalo audible se conoce como una onda ultrasónica.

Estas variaciones de presión viajan a través de algún medio elástico desde la fuente del sonido al oído receptor. Para acústica y propósitos de medición de sonido, la velocidad del sonido a presión y temperatura promedio es de 344 m/seg.

Sabiendo la velocidad y frecuencia de un sonido, podemos calcular la longitud de onda  $\lambda$  que es la distancia desde un pico de la onda de presión al siguiente. (Figura 1.51).

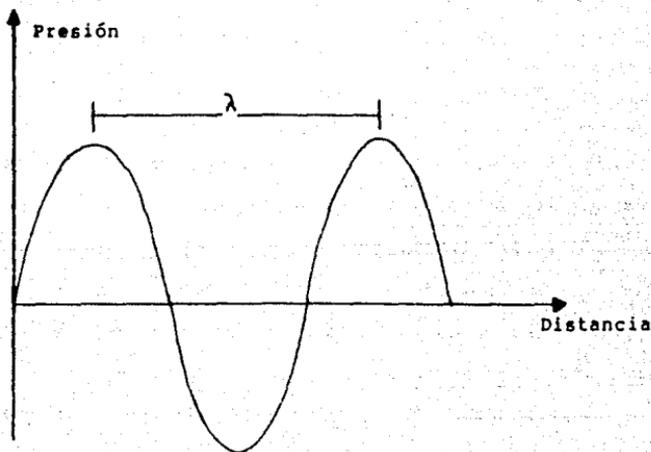


Figura 1.51.- Forma de onda

$$\text{Longitud de onda } (\lambda) = \frac{\text{Velocidad del sonido}}{\text{Frecuencia}} \quad 1.49$$

De esta ecuación podemos obtener la longitud de onda a diferentes frecuencias.

Un sonido el cual tiene solo una frecuencia es conocido como un tono puro. En la práctica los tonos puros son raramente encontrados y la mayoría de los sonidos son formados con diferentes frecuencias. Frecuentemente una sola nota de piano tiene una forma de onda compleja. La mayoría del ruido industrial consiste de una gran mezcla de frecuencias las cuales son conocidas como ruido de banda ancha. Si la frecuencia del ruido es uniformemente distribuida a través del rango audible éste es conocido como ruido blanco y normalmente suena como si escucháramos agua corriendo.

La segunda cantidad usada para describir un sonido es el tamaño o amplitud de las fluctuaciones de presión. El sonido más débil que un oído humano sano puede detectar tiene una amplitud de 20 millonésimas de un Pascal ( $20 \mu\text{Pa}$ ) lo cual es algo así como 5'000,000,000 veces menos que la presión atmosférica normal. Asombrosamente el oído puede tolerar presiones de sonido de un millón de veces más altas. Así, si medimos el sonido en Pa, terminaríamos con cantidades bastante grandes. Para evitar esto, se usa otra unidad la cual se llama decibel (dB).

El decibel no es una unidad absoluta de medida. Es una relación entre una cantidad medida y un nivel de referencia convenido. La escala de dB es logarítmica y usa el umbral audible de  $20 \mu\text{Pa}$  como el nivel de referencia a la frecuencia de 1,000 cps. Lo cual es definido como 0 dB.

$$\text{SPL} = 20 \log \frac{P}{P_0} \text{ [dB]} \quad 1.50$$

donde:

SPL = Nivel de Presión Sonora (Sound Pressure Level)

P = Raíz de la media de los cuadrados (RMS)  
de la presión del sonido en Pa.

$P_0$  = Sonido audible más leve a la frecuencia de  
1,000 cps ( $20 \mu\text{Pa}$ ).

El valor de la raíz cuadrada de la media de los cuadrados de la componente fluctuante de presión se emplea debido a que la mayor parte de los sonidos son señales aleatorias en vez de señales sinusoidales puras. El valor de  $20 \mu\text{Pa}$ , es aceptado para el patrón de referencia. Nótese que cuando P es igual a  $20 \mu\text{Pa}$ , la intensidad de la presión del sonido es 0dB. Este valor se escogió en forma algo arbitraria, pero como se mencionó anteriormente representa el promedio del umbral de audición de los seres humanos, si se usa un tono a 1,000 cps. Es decir se eligió la intensidad de 0 dB. El promedio del umbral de dolor humano es de 144 dB. Una atmósfera es 194 dB. La variación de la

menor a la mayor presión que interesa es por tanto, del orden de 10 a 1, una variación bastante grande.

La figura 1.52 ilustra los niveles de presión de sonido (SPL) y Pa de varios sonidos familiares a nosotros.

	Db		Pa	
	140		200	
Despegue de un jet		Ensofdecador	20	
Fuego de artillería	130			65
Martillo neumático	120			6
Jet en vuelo		Muy ruidoso	0.6	
Ruido de una construcción	110			6
Conjunto de Rock	100			6
Camiones de carga		Ruidoso	0.2	
Tráfico denso	90			0.6
Sirena de policía	80			0.2
Oficina ruidosa		Moderado	6x10 <sup>-3</sup>	
Tráfico promedio	70			0.06
Radio promedio	60			0.02
Hogar ruidoso		Débil	2x10 <sup>-3</sup>	
Conversación promedio	50			6x10 <sup>-4</sup>
Tráfico ligero	40			2x10 <sup>-3</sup>
Oficina privada		Muy débil	6x10 <sup>-4</sup>	
Hogar promedio	30			2x10 <sup>-4</sup>
Conversación tranquila	20			6x10 <sup>-5</sup>
Crujir de hojas			2x10 <sup>-5</sup>	
Susurro	10			6x10 <sup>-5</sup>
Respiración humana	0			2x10 <sup>-5</sup>

Figura 1.52.- Niveles de presión de sonidos familiares.

Un medidor de nivel de sonido es un instrumento diseñado para responder al sonido en aproximadamente la misma manera que

el oído humano para dar objetivamente, medidas reproducibles de nivel de presión de sonido. Hay muchos diferentes medidores de sonido disponibles. Aunque diferentes en detalle, cada sistema consiste de un micrófono como transductor para las medidas de sonido, una sección de procesamiento y una unidad de salida.

Desde el punto de vista de las medidas, el criterio básico, es que los micrófonos deben proporcionar una respuesta eléctrica que sea fiel reproducción de la señal sonora, en un margen de frecuencia amplio y también en una amplia gama dinámica.

Aunque el proyecto de micrófonos es una rama especializada y compleja con abundante literatura técnica, señalaremos algunas de sus principales características:

- a.- Sensibilidad
- b.- Respuesta en frecuencia
- c.- Directividad
- d.- Otros factores físicos

a.- Se define la sensibilidad del transductor como el valor de la salida eléctrica por unidad de la magnitud mecánica de excitación (en general presión de aire). Normalmente se utilizan las unidades de  $mV/Pa$ . Otra forma acostumbrada de expresar la sensibilidad es en dB respecto de  $1 V/Pa$ . En general, para un tipo de micrófono dado, la sensibilidad es proporcional a la superficie de diafragma sensor.

b.- La respuesta a la frecuencia es muy importante ya que muestra el comportamiento del transductor para las diferentes frecuencias de utilización. Los efectos en la respuesta a la frecuencia de la longitud de onda del sonido y la dirección de propagación, son aspectos del comportamiento dinámico.

Cuando la respuesta del elemento transductor se mide mediante un campo de presión uniforme por ejemplo actuando sobre la membrana de una pequeña cavidad cerrada, se denomina a aquella respuesta en presión del micrófono.

Si se realiza la medición de la respuesta en frecuencia de un micrófono en un campo libre, cuando la longitud de onda de las señales incidentes sobre el diafragma del micrófono sean del mismo orden que las dimensiones físicas del transductor, aparecen los fenómenos de formación de ondas estacionarias, con lo que el nivel sonoro en el diafragma aumenta ostensiblemente, dando lugar a incrementos del orden de 10 a 15 dB.

En un micrófono cilíndrico con su membrana en una de las bases, estos fenómenos tienen lugar para longitudes de onda algo menores que el diámetro.

c.- La representación del nivel de percepción de un transductor en función del ángulo de incidencia de la señal sonora para cada frecuencia proporciona las características de directividad del elemento.

En general, los fenómenos de difracción dependen del ángulo de incidencia de la onda sonora, por lo que normalmente no cabe esperar buena respuesta de directividad (omnidireccionalmente) a las frecuencias para las que se producen estos fenómenos. En baja frecuencia los micrófonos tienen tendencia a ser omnidireccionales (suponiendo que no pretendan otras características explícitamente).

Lógicamente los captadores acústicos de menor tamaño tienen un comportamiento más puntual y, por consiguiente, menos direccional. En aquellos casos en que interese respuestas direccionales (caso poco frecuente en instrumentación de medida acústica), pueden obtenerse estos resultados por medio de desfasadores acústicos colocados convenientemente.

d.- La baja distorsión en el captador de señal, al que se puede considerar incluido en el preamplificador, así como la elevada relación señal ruido, la inmunidad del transductor a vibraciones exteriores y la estabilidad de la sensibilidad del transductor a lo largo del tiempo, pese a cambios térmicos y de humedad, son datos muy importantes y determinantes.

En general, el micrófono debe calibrarse con el objeto de garantizar la eficiencia de este. Aún cuando se efectúe una calibración cuidadosa, en las mediciones de nivel sonoro no es de esperarse que se obtenga exactitudes mejores que 1 dB.

Existen dos formas generales de llevar a cabo esta operación:

a).- Los métodos de campo:

a.1.- Método de sustitución.

Una medición de la respuesta relativa de un micrófono para ser calibrado dará una corrección para ser aplicada a la respuesta del estándar para obtener la respuesta del desconocido.

Esta respuesta relativa es obtenida usualmente en una cámara anecóica (condiciones de campo libre) de la siguiente forma: un tono puro es producido por un altavoz en la cámara, uno de los micrófonos es colocado a alguna distancia de la fuente, su salida es medida. Ese micrófono es reemplazado por el segundo micrófono, con gran cuidado tomando como similares todas las condiciones, su salida es medida. La relación de las dos salidas corregidas para condiciones de circuito abierto es la respuesta relativa deseada.

En este tipo de medición también muchas precauciones deben ser tomadas para garantizar que se obtiene una medición exacta a altas frecuencias. Un altavoz muy bueno debe ser usado para evitar distorsiones peculiares del campo sonoro.

A los instrumentos de calibración se les suele denominar Pistófonos o calibradores.

#### a.2.- Técnicas de inserción de voltaje.

En ningún método de calibración de micrófonos es conveniente expresar el voltaje desarrollado en términos del voltaje de circuito abierto del micrófono. El valor equivalente del circuito es ordinariamente obtenido por este método de sustitución. Esta técnica es usada también para obtener la respuesta eléctrica de un sistema conectado a un micrófono con el micrófono como la impedancia para la fuente.

La técnica consiste de insertar un voltaje conocido en serie con el micrófono. Este voltaje es ordinariamente pequeño y es aplicado a través de una resistencia de precisión teniendo una impedancia pequeña comparado con las otras impedancias del circuito. El voltaje conocido es obtenido de un oscilador, voltmetro, y un sistema atenuador calibrado, y el procedimiento es como sigue: el oscilador está apagado, y una onda acústica es aplicada al micrófono. La indicación del medidor es anotada. La onda acústica es apagada, y el oscilador es prendido y puesto a la misma frecuencia y misma onda (usualmente onda senoidal) como la onda acústica. El atenuador supliendo la resistencia de inserción es ajustado hasta que la anotación del medidor es obtenida de nuevo. El voltaje que aparece a través de la resistencia de insertación es entonces el equivalente deseado de

voltaje de circuito abierto.

b).- Los métodos de laboratorio:

b.1.- Calibración por reciprocidad.

Este método, tal como su nombre indica, está basado en el principio de reciprocidad. Para llevar a cabo el procedimiento deben disponerse dos micrófonos. Un micrófono se utiliza tanto como emisor como receptor (micrófono reversible) y el otro actúa sólo como receptor. La calibración es entonces obtenida en términos de las características del espacio en el cual las mediciones son hechas.

El primer paso es obtener la respuesta relativa de los dos micrófonos a y b, este paso es ejecutado colocando primero un micrófono en un campo sonoro y midiendo su voltaje de salida, entonces sustituyendo ese micrófono, por el segundo se mide la salida de voltaje. La respuesta relativa  $M_a/M_b$  está dada entonces por los voltajes de salida, en donde  $M_a$  y  $M_b$  son las respuestas de los dos micrófonos según la relación de los voltajes de circuito abierto producidos por los micrófonos a las presiones de sonido en los diafragmas.

El micrófono reversible es usado en tal caso como una fuente sonora, manejada por una corriente eléctrica  $I_a$  con el otro micrófono estando en el campo sonoro, y su voltaje de

salida  $e_b$  es medido. El producto de las dos sensibilidades de los micrófonos es proporcional a la relación  $e_b/I_a$ , con el factor de proporcionalidad, siendo una función de las características del espacio en el cual la medición es hecha. Con la relación  $M_a/M_b$  y  $M_a$   $M_b$  ambas conocidas, las respuestas absolutas de cada uno de los micrófonos pueden ser encontradas.

Este procedimiento se suele llevar a cabo en una cavidad cerrada y de volumen reducido, si bien es factible su uso en un campo libre. Este método de calibración es absoluto no comparativo.

#### b.2.- Calibración por actuadores electrostáticos (solo para micrófonos del tipo condensador).

El diafragma del micrófono puede hacerse influir por fuerzas de carácter electrostático del mismo modo que si estuviera sometido a la acción de ondas de presión. Esta acción puede realizarse colocando frente al diafragma, y próximo a él, una rejilla metálica rígida y aplicar entre ésta y aquél una tensión alterna.

#### If.1.- Campos sonoros

Se denomina campo libre a aquél en que las reflexiones debidas a los objetos situados en él, o son muy débiles o no tienen lugar. Las condiciones de campo libre se obtienen,

obviamente, en espacios abiertos amplios o en recintos cerrados provistos de materiales sonoros fuertemente absorbentes, con objeto de empobrecer las reflexiones de los límites de la sala. Este tipo de sala se denomina anecoica.

Cuando el transductor receptor acústico se halla en un campo tal que existe un acoplamiento fuerte con la fuente sonora, por ejemplo, una cavidad reducida, se dice que el micrófono está situado en un campo de presión.

La utilización de micrófonos en campos de presión es muy usual en oídos artificiales para la calibración de audífonos y audiómetros, así como para medidas en el campo próximo de fuentes sonoras.

Si el campo sonoro es tal que la distribución energética es uniforme debido a las reflexiones establecidas en el local, se dice que estamos en un campo reverberante o difuso.

Las salas reverberantes formadas por paredes duras, no paralelas, utilizan aspas giratorias y/o difusores para conseguir esta distribución energética. Las salas anecoicas suelen utilizarse para la medida de características de los transductores electroacústicos, de ruido de productos fabricados, y en general para aquellos usos en que se requiera un ambiente desprovisto de reflexiones. Las cámaras reverberantes se suelen usar en las medidas de potencia acústica

radiada (rendimiento de altavoces, ruido de máquinas, etc.). Es muy útil la medición en campo difuso en aplicaciones tales como medida de ruido en instalaciones de grifería y de aire acondicionado, entre otras.

#### If.2.- Micrófonos de presión y de campo libre

Cuando un micrófono está especialmente diseñado para trabajar en un campo de presión, no se presentan en su utilización los problemas de difracción en las inmediaciones del diafragma de éste. Sin embargo, cuando se lleva a este transductor a un campo libre, la perturbación que el micrófono presenta al campo da lugar a niveles excesivos inaceptables. Por esto en tales condiciones deben aplicarse correcciones a las medidas. El micrófono de campo libre soluciona este inconveniente a base de sobreamortiguar mecano-acústicamente el diafragma. En estas condiciones puede obtenerse una curva de respuesta, en un campo libre de ondas, muy uniforme.

Los micrófonos de campo libre están, pues, autocorregidos y captan el nivel de presión sonora que había en el medio antes de introducir el elemento sensor. Si se van a realizar medidas en un cuerpo libre y la dirección de propagación de la onda sonora no es única, debe tomarse la precaución de dotar al micrófono de un corrector de incidencia, de modo que por medio de este dispositivo consigamos mejorar la respuesta directiva del micrófono cuando la incidencia sonora es aleatoria.

Si la medida se hiciera en un campo libre pero con un micrófono de presión, la forma en que éste perturbaría en menor grado el campo sonoro sería en incidencia rasante y la utilización del corrector de incidencia no sería precisa en estas condiciones.

APLICACION TIPICA	CONDICIONES DE MEDIDA	CLASE DE MICROFONO
Ruido de producto fabricado. Respuesta de altavoces, micrófonos, etc. en espacios exteriores o cámara anecóica.	Incidencia normal	De campo libre
Ruido industrial (Higiene industrial)	Incidencia aleatoria.	De presión (tamaño pequeño), o bien de campo libre con corrector de incidencia
Calibración de audímetros y audifonos	Medidas en oídos artificiales	De presión
Medida de un móvil circulando	Incidencia a 90 (rasante)	De presión
Potencia acústica total (rendimiento de altavoces, ruido de máquinas, etc.)	Incidencia aleatoria	De presión

Tabla 1.

La tabla 1 resume varias posibilidades prácticas de medida.

A modo de ejemplo, supongamos que a efectos del cumplimiento de ordenanzas sobre ruido emitido por vehículos de motor, se

trata de realizar la medición en espacio abierto de ruido radiado por un automóvil durante su marcha. En este caso la utilización de un micrófono de presión (pese a que se trata de un espacio abierto) sería particularmente útil. Se colocaría el micrófono en incidencia rasante obteniéndose buena respuesta y perpendicularidad para toda la trayectoria del automóvil; por otra parte las señales de reflexión del suelo quedarían prácticamente inhibidas.

### If.3.- Efecto del viento, humedad, lluvia, etc.

Cuando se requieren medidas acústicas durante largos periodos de tiempo y en espacios exteriores, por ejemplo para el control de ruido en aeropuertos, las condiciones climatológicas pueden influir enormemente si no se prevé convenientemente.

El viento al chocar contra el micrófono provoca turbulencias que generan ruido acústico que será captado por el micrófono. Este inconveniente se puede subsanar con la ayuda de pantallas antiviento. Estas suelen ser de forma esférica, constituidas por materiales transparentes al sonido (nylon o poliuretano poroso) y dotadas de un canal para el paso del micrófono.

Una vez instalada la pantalla antiviento, el aire incidirá sobre ella evitando la turbulencia en la cara del transductor.

En algunos micrófonos la humedad y la lluvia pueden tener un efecto totalmente destructivos de la medida o ensayo a menos que se solucionen estos problemas en la instalación del captador. La humedad no es en sí misma muy desfavorable sino lo es más bien la condensación. En este sentido se han diseñado métodos para deshumidificar el micrófono insitu, así como cubiertas protectoras para lluvia. Los micrófonos de condensador pueden disponerse de modo que queden insensibles a la influencia de estos agentes en instalaciones exteriores.

Cuando la situación climatológica es especialmente inconveniente (lluvia continua, nieve, bajas temperaturas, etc.), puede ser de gran utilidad el uso de un hidrófono (micrófono subacuático) como captador. En este caso es muy conveniente realizar previamente una calibración en un campo acústico conocido.

#### If.4.- Tipos de transductores (Micrófonos)

##### Micrófonos de condensador

El micrófono de condensador está formado por una placa delgada o membrana llamada diafragma tal que es susceptible de moverse por acción de las variaciones de presión sonora; y por otra placa posterior fija y paralela al diafragma. Los movimientos de éste respecto de la placa posterior determinan variaciones de la capacidad eléctrica del condensador así

formado. Las dos armaduras del condensador están eléctricamente aisladas. El aire confinado en la parte posterior del diafragma, formando el dieléctrico, está a nivel de presión atmosférica por medio de un tubo capilar equalizador de presiones.

Con objeto de disponer de una carga eléctrica en el condensador, se realiza la polarización del mismo a un nivel fijo de corriente continua y a través de un circuito de alta constante de tiempo (comparado con el período de las variaciones de presión). Al producirse variaciones de presión se provocan variaciones de capacidad eléctrica y estas últimas se traducen en variaciones de tensión. De este modo se pueden obtener fluctuaciones de tensión en una amplia gama de niveles y de frecuencias.

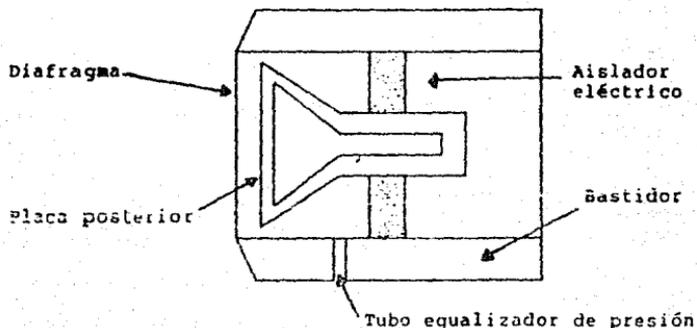


Figura 1.53.- Esquema básico de un micrófono de condensador.

La figura 1.53 muestra la constitución esquemática de un

micrófono de condensador. Dado que la capacitancia de salida del elemento es muy baja (por ejemplo, 18 pF en un micrófono de media pulgada), no es viable la utilización de cables largos hasta el equipo de medida. Para ello se dispone de preamplificadores situados muy próximos al micrófono de modo que no supongan (debido a su alta impedancia de entrada) ninguna carga real para el transductor.

El ruido electrónico que se produce en el preamplificador va a condicionar el nivel umbral a medir (relación señal ruido). La baja impedancia de salida de los preamplificadores permitirá cables largos entre el micrófono y el equipo de medida. En la figura 1.54 se indican los elementos constituyentes de un conjunto micrófono de condensador preamplificador.

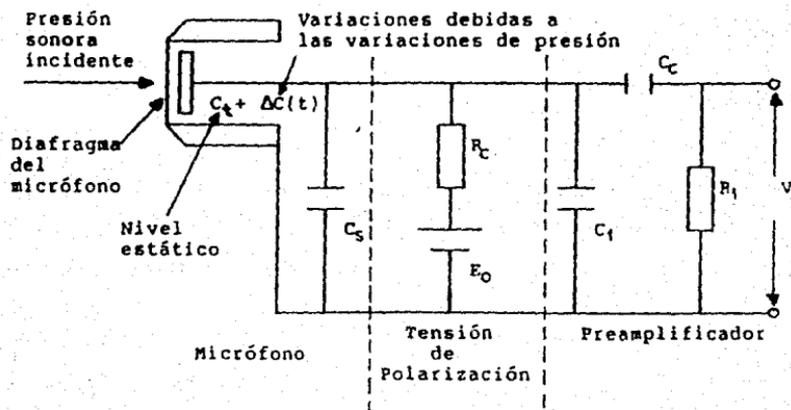


Figura 1.54.- Circuito equivalente de un micrófono de condensador y su preamplificador.

En el circuito equivalente reducido, puede verse que, para frecuencias altas la sensibilidad vale:

$$S = \frac{V_o}{\Delta p(t)} = \frac{E_o}{C} \quad 1.51$$

Siendo  $E_o$  la tensión de polarización y  $C$  la capacitancia equivalente del conjunto.

En bajas frecuencias la sensibilidad toma la forma:

$$S = \frac{E_o}{C} j\omega RC \quad 1.52$$

Siendo  $R$  la resistencia equivalente del conjunto. En esta expresión  $S$  es función de la frecuencia.

La frecuencia de corte viene dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad 1.53$$

Los preamplificadores equipados con transistores de efecto de campo fácilmente agarran frecuencias típicas de corte del orden de 2 cps.

Como ventajas características de este tipo de micrófonos se pueden citar:

- a).- Respuesta de frecuencia muy uniforme

- b).- Sensibilidad acústica muy adecuada
- c).- Bajo nivel de ruido
- d).- Bajo nivel de sensibilidad frente a vibraciones globales de la cápsula.

Las desventajas más importantes son su susceptibilidad para la humedad y la pequeña capacitancia de salida del elemento sensor.

#### **Microfonos Electret**

El microfono electret pertenece a la familia de los microfonos de condensador. Su desarrollo es muy reciente, las primeras investigaciones arrancan en 1963 y fueron realizadas por Sessler y West.

Ciertos compuestos dieléctricos de gran permitividad si se les somete a la acción de un campo eléctrico tienen la propiedad de generar en su proximidad un campo eléctrico después de la supresión del campo exterior; se dice entonces que estos cuerpos se han convertido en electrets.

El proceso de formación de películas de electret es aproximadamente el siguiente: Una hoja de 4 a 12 micrones de espesor y de material apropiado se coloca entre dos electrodos planos y paralelos separados unos dos milímetros y en el interior de un horno donde la temperatura sea del orden de 130 a

150 grados Centígrados para un poliéster, ó 230 grados Centígrados para fluoruro de carbonato a la vez que se aplica entre los electrodos una tensión del orden de 4,000 Volts. Manteniendo el campo eléctrico se baja lentamente la temperatura del horno; de este modo la hoja se convierte en electret.

Puesto que la película de electret que formará el dieléctrico del condensador se haya polarizada, no precisa para este propósito la tensión exterior que utilizaba el micrófono de condensador. Se dice, pues, que los micrófonos electret están autopolarizados; por otra parte su capacidad eléctrica es mayor que la correspondiente a los micrófonos de condensador.

La construcción de un micrófono electret es muy sencilla; como se ve en la figura 1.55.

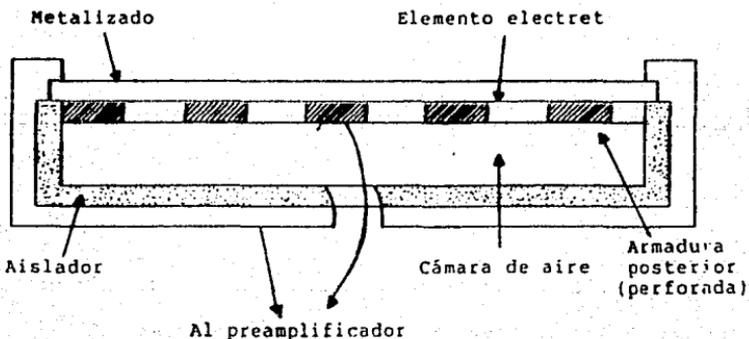


Figura 1.55.- Micrófono Electret.

Una cara de la hoja electret se metaliza (membrana de micrófono) y el dieléctrico se apoya por su lado no metalizado sobre una placa perforada (que será la placa posterior del condensador). La perforación en la placa posterior permite el movimiento del diafragma. Esta perforación es clave en cuanto a la respuesta en frecuencia del micrófono.

El sonido incidente en el micrófono pone al diafragma en movimiento; la variación de la posición de éste respecto de la armadura posterior da lugar a modificaciones de la distribución de cargas en el electret, y de este modo se obtiene una tensión de salida.

Las variaciones de temperatura afectan, en general, al comportamiento del electret, de modo que si su proceso de fabricación no fuese cuidadoso se podrían presentar pérdidas importantes de sensibilidad a lo largo de la vida del elemento. Debido a la utilización del aire como dieléctrico en los micrófonos de condensador del apartado anterior, su coeficiente de variación de sensibilidad respecto de la temperatura es menor que el correspondiente de los micrófonos electret; este hecho se debe lógicamente, a las variaciones de la constante dieléctrica con la temperatura.

Una propiedad destacada de este tipo de micrófonos es su baja sensibilidad a las vibraciones globales aplicadas sobre él. Consideremos por ejemplo, los micrófonos de los audífonos.

Cuando la persona que utiliza estos dispositivos anda aligeradamente o corre por ejemplo, fácilmente puede provocar, a la frecuencia de resonancia del sistema cabeza-cuello (20 cps), un nivel de vibración de hasta 1 g ( $g = 9.81 \text{ m/seg}^2$ ) y esta aceleración puede dar lugar a señales de salida mayores de 95 dB de presión sonora en algunos micrófonos (sobre todo dinámicos y piezoeléctricos). En algunos tipos de electret 1 g de vibración da salidas menores de 70 dB. El micrófono electret debe estar provisto de un preamplificador que, análogamente al tipo de condensador, presente una elevada impedancia de entrada. De este modo el comportamiento del micrófono queda condicionado al preamplificador utilizado, que normalmente va encapsulado junto a la parte sonora formando una unidad.

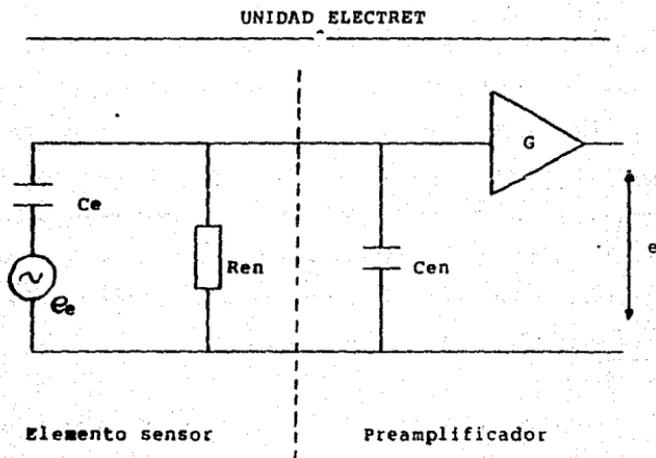


Figura 1.56.- Circuito equivalente de un micrófono electret.

El preamplificador normalmente constituido por un transistor de efecto de campo y otro dispositivo de estado sólido debe ser un elemento de ganancia  $G$  y resistencia de entrada infinita así como de capacidad de entrada nula. La figura 1.56 nos indica el circuito equivalente del conjunto sensor-preamplificador; en ella podemos observar el efecto de carga que la entrada del preamplificador tiene sobre el electret.

La frecuencia de corte inferior viene condicionada por los valores de la resistencia de entrada junto con la combinación en paralelo de los capacitores, análogamente a lo que ocurría con los micrófonos de condensador, por debajo de esta frecuencia la sensibilidad acústica del micrófono caerá 6 dB por octava.

### Micrófonos piezoeléctricos

Este tipo de micrófonos utilizan la fuerza producida por la presión de aire para deformar un material piezoeléctrico, que a su vez genera carga eléctrica. Los materiales utilizados pueden ser tanto como cristales naturales (cuarzo, turmalina, etc.) como los creados añadiendo impurezas a una estructura cristalina natural (titanatos de bario y titano-ziconatos de plomo).

En la figura 1.57 se indica la constitución de un micrófono de este tipo. El diafragma se utiliza como colector de fuerza para aplicarla sobre el cristal (en la figura el esfuerzo

aplicado es de flexión). Los tipos de esfuerzos que se suelen emplear son los de compresión y el cortante, pero para micrófonos los más usuales son de flexión.

La utilización de cristales trabajando en modo de flexión da origen a dos tipos normales de montaje: cristal simplemente apoyado y cristal en voladizo. En general el sistema apoyado presenta mejores características: menor flexibilidad del elemento, menor desplazamiento angular y por consiguiente menor riesgo de transmitir estas deformaciones al diafragma. Esta transmisión sería muy crítica desde el punto de vista de amortiguar la frecuencia de resonancia del sistema.

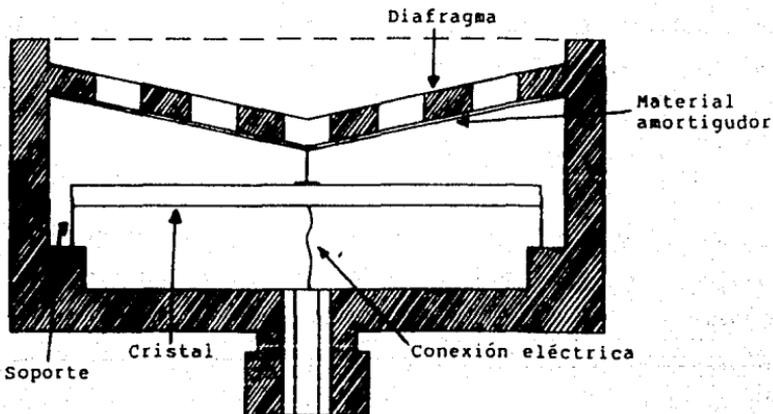


Figura 1.57.- Micrófono piezoeléctrico.

No obstante, la sensibilidad de las dos configuraciones sería

equivalente. El factor más favorable para la colocación de la barra en voladizo es la masa equivalente que resulta ser el 25% del correspondiente al tipo simplemente apoyado. Este hecho es particularmente interesante para obtener una buena respuesta en frecuencia del transductor, bien entendido que habrá que amortiguar la frecuencia de resonancia.

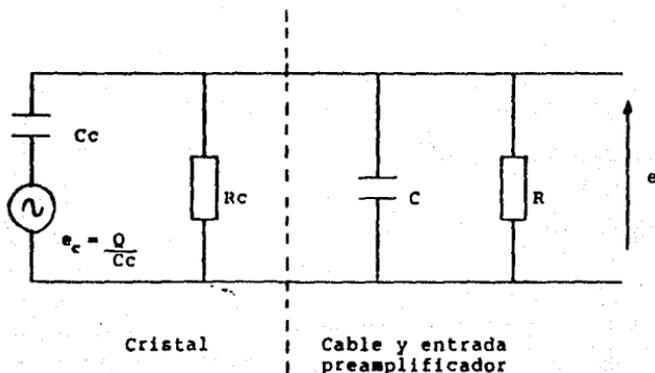


Figura 1.58.- Circuito equivalente de un micrófono Piezoeléctrico.

Como ventajas de utilización de este tipo de micrófono se puede citar: su elevada capacitancia, robustez mecánica y ausencia de fuentes de polarización. Como inconvenientes principales: su baja sensibilidad acústica y su alta sensibilidad a las vibraciones. En la figura 1.58 se presenta el circuito correspondiente. La tensión creada por el transductor es:

$$e = \frac{Q}{C_c + C} \quad 1.54$$

de modo que la capacitancia del cable afecta a la salida eléctrica disponible, pero en mucho menor grado que en los anteriores sensores porque  $C$  es mucho mayor en estos elementos (puede ser del orden de 1.000 pF). La disponibilidad de cable largo hasta el equipo de medida y registro, hace muy útil, en ciertas aplicaciones, al micrófono piezoeléctrico. No obstante, si se trata de cables muy largos habrá que tener en cuenta el ruido que este cable puede introducir en la cadena de medida.

#### Micrófonos Dinámicos

A esta clase de micrófonos se les denomina también de bobina móvil. Utiliza la velocidad comunicada al diafragma por la presión sonora para inducir una fuerza electromotriz en la bobina móvil que se halla en el interior de un campo magnético. Su constitución es pues muy semejante a la de un altavoz electrodinámico, y sus particularidades, habida cuenta del carácter reversible y de la diferencia de tamaño, son totalmente semejantes.

La baja impedancia de estos micrófonos permite la utilización de cables largos y su ruido interno es muy bajo. Por otra parte adolece de los siguientes inconvenientes: es sensible a los campos magnéticos exteriores, es así mismo sensible a las

vibraciones debido a la masa de la membrana y bobina móvil y su respuesta en frecuencia no es tan plana como la de otros transductores.

La resonancia mecánica de este tipo de micrófono se presenta en la zona de frecuencias medias donde actúa como un componente mecánico resistivo puro. Como se sabe por el estudio del movimiento vibratorio armónico, para una determinada velocidad, a medida que disminuye la frecuencia aumenta el desplazamiento. Esto es una limitación importante ya que no se puede permitir gran desplazamiento para la reproducción de señales de baja frecuencia.

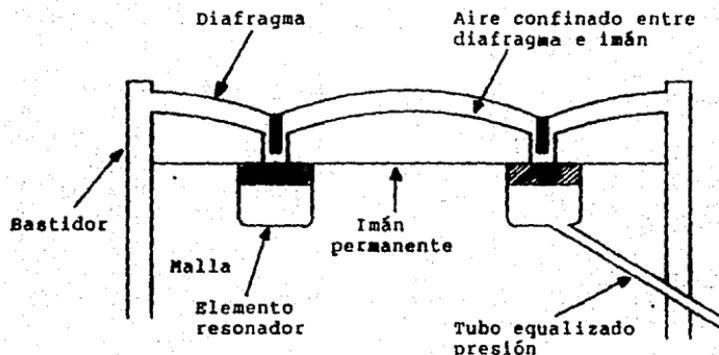


Figura 1.59.- Micrófono dinámico.

Se enmienda la situación de su respuesta en frecuencia limitada, a base de establecer dos resonadores típicos. En baja frecuencia se utiliza el acoplamiento de la masa de aire en el

tubo equalizador de presión, con la elasticidad existente en cavidades de aire diseñadas al respecto. En alta frecuencia se utilizan resonadores acústicos a base de emplear la masa de aire contenida en pequeños alvéolos de modo que acople con el aire confinado detrás del diafragma del micrófono. De este modo se produce una apertura de la banda pasante del micrófono dinámico. En la figura 1.59 se indica una forma de micrófono de este tipo.

En la tabla 2 se muestran las ventajas y desventajas de cada tipo de micrófono.

TIPO DE MICROFONO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Micrófono de condensador	Respuesta de frecuencia uniforme. Sensibilidad acústica. Bajo nivel de ruido. Baja sensibilidad a vibraciones.	Suceptibilidad a humedad. Poca capacitancia de salida.
Micrófono Electret	Mismas de micrófono de condensador. Gran capacidad de salida.	Suceptibilidad a humedad y temperatura.
Micrófono Piezoeléctrico	Elevada capacitancia. Robustez mecánica. No necesita fuente de polarización.	Baja sensibilidad acústica. Alta sensibilidad a vibraciones.
Micrófono Dinámico	Baja impedancia interna. Ruido interno bajo Actúa como un componente mecánico resistivo puro a frecuencias medias.	Sensible a campos magnéticos externos. Sensible a vibraciones Respuesta en frecuencia no tan plana.

Tabla 2.

**Ig.- Sensor de humo****Ig.1.- Clasificación.**

Para establecer unos criterios de la detección de gases consideramos una serie de propiedades físicas o químicas relevantes de los mismos que nos servirán para detectar su presencia, y que se podrían clasificar así:

- 1.- Propiedades generales: masa y volumen.
- 2.- Propiedades mecánicas: tensión superficial, viscosidad y densidad.
- 3.- Propiedades basadas en emisión o absorción de radiación.
- 4.- Propiedades eléctricas (métodos electroquímicos).
- 5.- Propiedades magnéticas (susceptibilidades, paramagnetismo).
- 6.- Propiedades térmicas (conductividad térmica)
- 7.- Separaciones, destilaciones, etc.

**Ig.2.- Detectores de conductividad térmica (CT).**

Se han estado utilizando con buenos resultados, los detectores basados en conductividad térmica (CT). Estos aparatos son muy prácticos en la detección de gases puros, pero cuando se trata de mezclas de gases, hay que tener en cuenta la superposición de los efectos de CT de unos componentes sobre otros, lo cual debe dar lugar a deducciones erróneas del estado

y la composición de las misma; además es muy importante el criterio de selección del gas de referencia para que pueda ser bien detectado el gas problema.

A continuación se hará una somera descripción del principio de funcionamiento de estos detectores para que se pueda comprender lo dicho en el párrafo anterior.

Teniendo en cuenta que la conductividad térmica nos describe el transporte de energía térmica resultante de los gradientes térmicos de un gas y aplicando esta propiedad en función de la teoría cinética simplificada, podemos obtener expresiones de dependencia de este fenómeno con la temperatura, presión, masa y tamaño de las partículas.

Basados en esta teoría simplificada, se llega a unas ecuaciones cuya aplicación a los casos reales nos dá unos resultados altamente satisfactorios, de forma que podemos establecer:

$$k = \frac{C_v \eta}{\sqrt{T}} \quad \text{ó} \quad k = \frac{\sqrt{T}}{C_v} \quad 1.55$$

donde:

k = conductividad térmica

$\eta$  = viscosidad

$C_v$  = calor específico a volumen constante

T = temperatura absoluta

Mientras que la conductividad térmica para mezclas de gases obedece a expresiones más complejas, existen varios modelos que relacionan los valores calculados con los experimentales, siendo las expresiones más simplificadas las siguientes:

a) Reglas de mezclas ponderadas

$$K_{\text{mez}} = \sum K_i x_i \quad 1.56$$

b) Regla inversa

$$\frac{1}{K_{\text{mez}}} = \sum \frac{x_i}{K_i} \quad 1.57$$

Y por último el método debido a Lindsay (más elaborado)

$$K_{\text{mez}} = \frac{\sum_{i=1}^n K_i x_i}{\sum_{j=1}^n \phi_{ij} x_j} \quad 1.58$$

siendo  $x_i$  la fracción molar de cada componente del gas y los coeficientes Shuterland, relacionados con las masas moleculares, viscosidades y temperaturas de los componentes de la mezcla de gases. Podemos decir que dentro de las necesidades de precisión que presenta un problema de ingeniería práctica es suficiente la expresión a) de mezclas ponderadas.

Explicando el fenómeno de la conductividad térmica,

estudie el detector asociado o catarómetro. Su funcionamiento se basa en el fenómeno de que cuando circula una corriente eléctrica constante por un hilo rodeado de un gas en el interior de una cámara, la temperatura del hilo va a depender de la CT exterior del gas.

Como, por otra parte, la resistencia eléctrica del hilo es proporcional a su temperatura, el conocimiento de la corriente del filamento nos dará su resistencia.

En el catarómetro, 4 hilos de platino u otro metal de características eléctricas y térmicas idénticas y de la misma resistencia están encerrados en celdas separadas en el interior de un bloque metálico común.

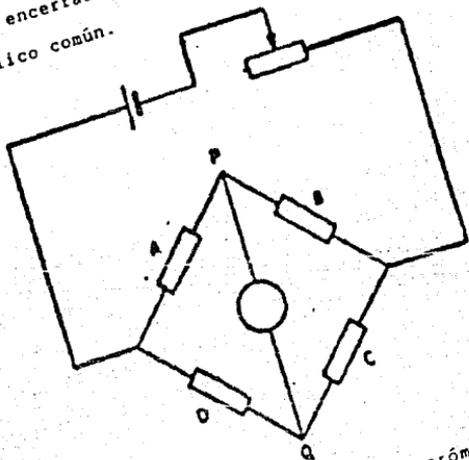


Figura 1.60. Esquema simplificado de un catarómetro.

estudiemos el detector asociado o catarómetro. Su funcionamiento se basa en el fenómeno de que cuando circula una corriente eléctrica constante por un hilo rodeado de un gas en el interior de una cámara, la temperatura del hilo va a depender de la CT exterior del gas.

Como, por otra parte, la resistencia eléctrica del hilo es proporcional a su temperatura, el conocimiento de la corriente del filamento nos dará su resistencia.

En el catarómetro, 4 hilos de platino u otro metal de características eléctricas y térmicas idénticas y de la misma resistencia están encerrados en celdas separadas en el interior de un bloque metálico común.

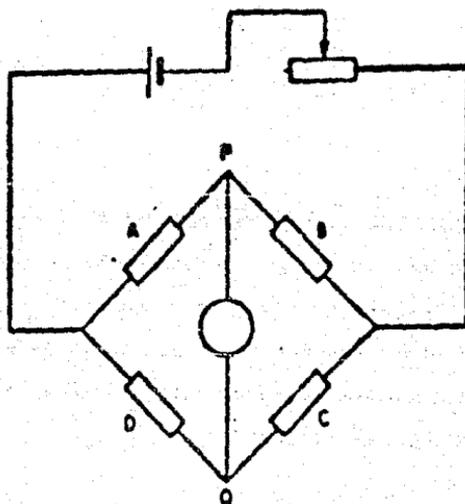


Figura 1.60. Esquema simplificado de un catarómetro.

Cada hilo forma un brazo de un puente de Wheatstone con una corriente constante y estando las cuatro celdas recorridas por el mismo gas, cada celda alcanzará la misma temperatura y resistencia; por lo tanto, la diferencia de potencial en los vértices del puente opuestos a los de alimentación será nula.

En la figura 1.60 presentamos un sistema simplificado.

Si en el puente de la figura 1.58 introducimos dos mezclas de gases de CT diferentes, siendo por ejemplo aire por D y B (celdas de referencia) y por A y C el gas de fugas o el gas problema (mezcla de  $\text{CO}_2$  y aire), los hilos B y C perderán más calor evacuando por las paredes de sus celdas que los A y C puesto que la CT del aire es mayor que la del  $\text{CO}_2$ .

La diferencia de temperatura resultante, así como la diferencia de resistencia eléctrica de los hilos, desequilibrará el puente y aparecerá una tensión entre los puntos P-Q, esta diferencia de potencial puede estar calibrada para poder leerla, y posteriormente esta señal amplificada y tratada puede excitarnos un relé que conecte a una señal de alarma y que nos denuncie la fuga del gas.

Como se ha podido probar, para las mezclas binarias y tratándose de gases de CT, bien diferenciados, este sistema es muy adecuado y de gran robustez; pero surgen problemas al aparecer mezclas multicomponentes de gases. En estos casos, la

CT de la mezcla es afectada por todos los componentes y aunque cualquier fracción de éstas sea pequeña, si se trata de uno de conductividad térmica elevada, puede desconfigurarnos el valor total de la CT de la mezcla.

Para sistemas de análisis, esto supone una seria objeción pues no sabemos debido a qué componente achacar la influencia en el valor de la CT total de la mezcla, y por lo tanto desconocemos su concentración.

Para los casos de detección, indudablemente funcionará la alarma pero no sabemos debido a qué componentes, o cual de ellos ha superado el umbral de seguridad.

Otras objeciones de este tipo de detectores son las variaciones de la corriente de trabajo del puente (que afectan a su sensibilidad y estabilidad de cero) y las variaciones de presión del gas, humedad, etc.

Además hay que señalar la necesidad de cambiar el gas de referencia, dependiendo del gas que queramos detectar.

Por otra parte, el sistema es de una cierta complejidad; aparte del catarómetro, precisa de un equipo dosificador del gas y equipos electrónicos, haciendo su costo relativamente alto.

### Ig.3.- Detectores de infrarrojos (IR)

Son muy útiles otros tipos de detectores, tales como los de IR, cuando se requiere detectar gases determinados, dado que cada gas tiene una longitud de onda característica de absorción. Si disponemos de un equipo adaptado a una onda dada, podemos tener un buen detector específico.

En la figura 1.61 se ha representado esquemáticamente un equipo de detección de gases usando las técnicas de absorción de IR.

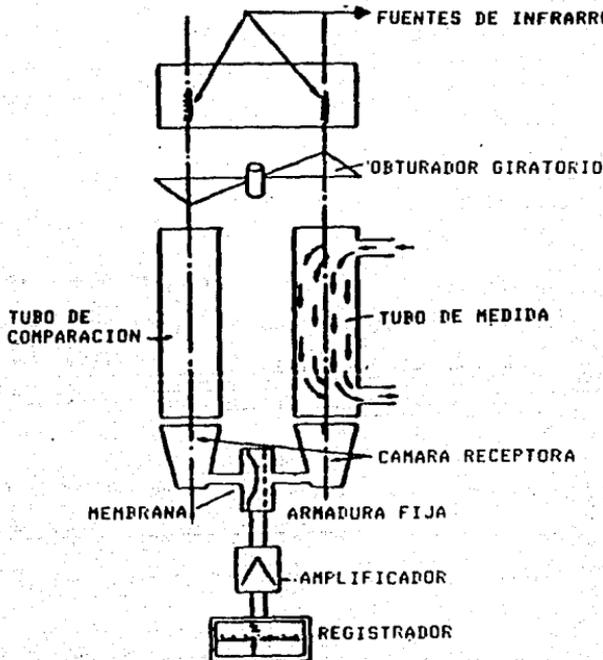


Figura 1.61 Esquema básico de un analizador infrarrojo.

Puesto que los rayos IR producen calor, se podrá medir la variación de su intensidad de radiación debido a la absorción, mediante dispositivos sensibles a la temperatura.

Ciertos termopares o fotoceldas sensibles al infrarrojo podrán ser buenos sensores, pero surge el problema de no poder ser muy selectivos y perder fiabilidad la medida.

Si utilizamos como receptor de radiación un gas de la misma naturaleza que la del que queremos medir su contenido en una mezcla, este receptor sólo responderá a unas determinadas longitudes de onda, y de esta forma habremos conseguido un receptor selectivo.

#### Ig.4.- Electrodo de ion selectivo

La ampliación del campo de utilización de las técnicas electroquímicas ha experimentado gran expansión en este último decenio, mediante el desarrollo de unos tipos de electrodos sensibles a las distintas sustancias.

Dichos sensores son útiles para la medida en directo cuando se trata de mezclas de iones de una amplia gama de sustancias químicas tanto orgánicas como inorgánicas.

El problema básico es el electrodo selectivo, es el hallazgo de una membrana semipermeable (líquida, sólida, vítrea)

que sea, en el caso ideal, sólo permeable a la especie de interés o también que sea permeable sólo a un producto de reacción de la sustancia de interés y que se produce en la zona externa adyacente a la membrana semipermeable. Dicha membrana se utiliza para separar la interfaz-metal-electrolito, donde se produce la transferencia electrónica desde la solución que contiene la especie de interés, evitando la entrada de otras sustancias que interferirían el proceso de transferencia electrónica.

Debemos subrayar varios aspectos del comportamiento de los electrodos sensibles a iones:

- a) Los electrodos responden a la actividad, no a la concentración.
- b) Los electrodos responden a los iones libres, por tanto no responden a los iones que forman complejo.
- c) Los electrodos no selectivos a iones pueden funcionar con cierta selectividad.

Las imperfecciones en selectividad aparecen debido a que más de una especie es susceptible de transferirse al utilizar el mismo mecanismo de transporte. Así, los iones con la misma carga que el ion en cuestión y que posean un tamaño similar, son firmes candidatos como posibles interferentes. En cualquier caso es posible conocer los iones interferentes, por lo que se pueden poner en un test de selectividad para deducir los valores

correctos.

Las medidas de media y alta precisión requieren de un electrómetro de alta precisión o un voltmetro digital con una muy alta impedancia de entrada.

Un error de 1mV en el voltaje supone un 2% en el pH.

### Ig.5.- Electrólitos sólidos

Las celdas potenciométricas que operan con conductores iónicos sólidos (electrólitos sólidos) son objeto en la actualidad de un estudio y desarrollo preferencial; dichas celdas proporcionan directamente una señal de medida como un potencial. De ellas destacamos la más clásica que utiliza circona estabilizada y sirve para hacer medidas de oxígeno.

Los gases actualmente susceptibles de ser analizados con estas sondas son los halogenuros (F, Cl, Br) al azufre y la serie de anhídridos  $\text{CO}_2$ ,  $\text{SO}_2$ ,  $\text{SO}_2$ ,  $\text{NO}_2$ . la ventaja de estos detectores las podemos citar en:

- a) Amplia zona de medida
- b) Alta sensibilidad y precisión en la zona de medida.
- c) Posibilidad de medidas para gran amplitud de temperaturas.
- d) Tiempo de respuesta del orden de segundos.
- e) Posibilidad de miniaturización.
- f) Posibilidad de bajo costo.

A pesar de estas ventajas, presentan el inconveniente de operar a temperatura muy elevada.

#### Ig.6.- Detectores de estado sólido.

Los sensores de estado sólido están basados en películas muy delgadas cuyas propiedades eléctricas pueden variar según se encuentran en una atmósfera u otra, siendo además su sensibilidad selectiva, en el caso de encontrarse ante mezclas de gases. Es concretamente en esta dirección hacia donde apunta la investigación en el campo de análisis de gases, y que entre otras presenta las ventajas de:

- a) Mayor sensibilidad.
- b) Niveles más elevados de señal eléctrica.
- c) Mayor fiabilidad.
- d) Mantenimiento económico.
- e) Muy industriabilizables.
- f) Posibilidades de integración.
- g) Bajo costo de fabricación a gran escala.

Describiremos dos tipos de sensores de gases, el primero de ellos está basado en la diferencia de potencial electroquímico entre los electrodos colocados a cada lado de una pared sólida, y que sólo permite un transporte selectivo. Estos electrodos están colocados en contacto con dos medios que contienen una concentración conocida de la especie a analizar y una

concentración desconocida de la misma especie, respectivamente.

La condición que se impone al electrólito sólido utilizado como sensor es que el número de transporte iónico  $\langle t \rangle$ , relación entre la conductividad iónica y la eléctrica total, de la especie a considerar sea igual a 1. De acuerdo con esta hipótesis y despreciando los efectos parásitos, la f.e.m. desarrollada entre dos bordes del sistema, se puede expresar en régimen estacionario por la ecuación de Wagner:

$$V = \frac{1}{4F} \int_{\mu}^{\mu'} t_{ion} d\mu \quad 1.59$$

donde:

R = constante gases perfecta

F = constante Faraday

T = temperatura absoluta

$\mu$  = potencial electroquímico

De esta ecuación deducimos:

$$V = \frac{RT}{4F} \ln \frac{P(O_2)}{P(O_2)} \quad 1.60$$

que es la ley de Nernst, que nos dá un potencial independiente del espesor del electrólito sólido.

El segundo tipo serian sensores que presentan conductividad

electrónica variable, por exceso o defecto de electrones, según están expuestos a una presión parcial de oxígeno elevado o débil. Podemos citar ciertos materiales que presenten este mecanismo:  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{HfO}_2$ ,  $\text{ZrO}_2$ ,  $\text{ThO}_2$ ,  $\text{MgO}$ ,  $\text{CaO}$ .

Por otro lado existen sensores que presentan para un dominio bien definido de concentración de  $\text{O}_2$  una conductividad exclusivamente iónica. Fuera de este dominio, aparece una conductividad tipo P o tipo N, según la presión parcial del oxígeno. La extensión del dominio de conductividad iónica es función de la composición y aumenta cuando disminuye la temperatura. Los sensores más comunes de este tipo son:  $\text{CaO}$  con  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ,  $\text{MgO}$  con  $\text{ZrO}_2$  y  $\text{La}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Y}_2\text{O}_3$  con  $\text{ThO}_2$ .

Las láminas de este tipo son de espesor de 1mm y la temperatura de funcionamiento alrededor o superior a los 500 °C.

#### Ig.7.- Sensores de óxido circonio ( $\text{ZrO}_2$ )

Este es uno de los sensores más conocidos y funciona de acuerdo con el primer grupo que hemos establecido en nuestra clasificación. Ver figura 1.62.

El sensor consiste en una cerámica donde se ha depositado óxido de zirconio y como hemos visto, a alta temperatura presenta una ionización de enlaces permitiendo la movilidad del oxígeno iónico, ocasionando una corriente eléctrica que

dependerá de las diferencias de las presiones parciales de  $O_2$  en los lados del bloque sensor, los cuales se han recubierto de una placa de platino poroso que permite la difusión del oxígeno.

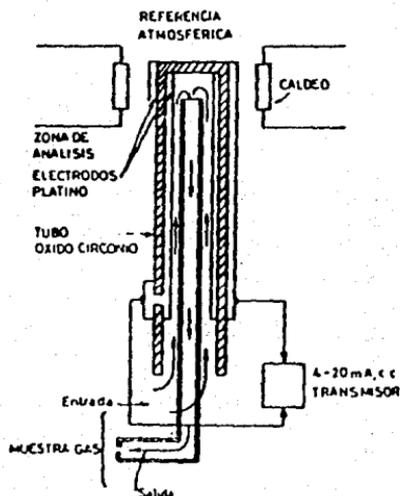


Figura 1.62.- Detector de  $O_2$  de óxido de circonio.

De acuerdo con lo antes mencionado, la tensión entre las láminas de platino será:

$$V = KTL \frac{P(O_2)}{P(O_2)} \quad 1.61$$

Si una de las caras es la atmósfera, la expresión anterior resultará:

$$V = KTL \frac{21}{C} \quad 1.62$$

siendo  $C$  la concentración de  $O_2$  a analizar; si mantenemos la temperatura constante, podemos poner:

$$V = AL \frac{21}{C} \quad 1.63$$

De aquí se puede deducir que la respuesta del sensor (figura 1.63) que es tanto mayor cuanto menor sea la concentración de oxígeno, y a partir de un cierto nivel cambia de signo.

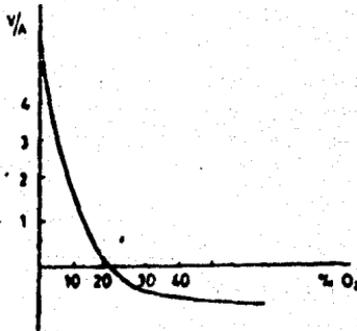


Figura 1.63.- Respuesta del sensor de  $O_2$ .

#### Ig.8.- Sensores basados en la adsorción y desorción de gases.

Estos detectores están basados en la adsorción y desorción de gases; estos fenómenos provocan un cambio en la conductividad eléctrica del semiconductor que actúa como sensor.

Hay una serie de relaciones experimentales obtenidas con láminas delgadas de óxidos metálicos expuestas a la adsorción de gases. La preparación de estas láminas se puede hacer sobre un sustrato de sílice de unos 5 x 30 x 1 mm: se solda en sus extremos dos hilos de Pt y se depositan al vacío los óxidos metálicos; el grosor adecuado de la película metálica se determina entre 1.000 - 10.000 Å y la resistencia obtenida es de unos pocos MΩ.

El circuito de medida de la conductividad eléctrica consiste en una resistencia variable  $R_s$  conectada en serie con el sensor y la corriente eléctrica que circula a través de la película se mide por la caída de tensión en  $R_s$  con un registrador potenciométrico; así mismo, se precisa de una fuente de alimentación estabilizada (figura 1.64).

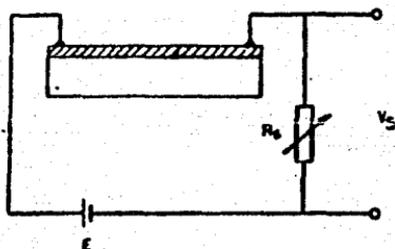


Figura 1.64.- Circuito de medida de conductividad de un sensor.

Es importante conocer la relación de dependencia de la conductividad del sensor con la temperatura.

Un estudio de la respuesta de la película metálica en un régimen de flujo continuo de gases dará una información complementaria de su comportamiento. El aumento y disminución de conductividad se puede considerar directamente proporcional a los efectos de adsorción y desorción del gas respectivamente.

#### Ig.9.- Transistores ionosensibles (ISFET)

Hay otro tipo de sensores, en los cuales el principio de funcionamiento se basa en la variación del trabajo de salida en un metal; los trabajos de Lundström en 1975 han dado como resultado un transistor MOS de rejilla de paladio sensible a concentraciones de hidrógeno gaseosas; aquí la idea ha sido asociar la capacidad de adsorción de  $H_2$  por parte del paladio con la solubilidad de este gas en el metal. El funcionamiento del dispositivo es el siguiente: El hidrógeno adsorbido en la superficie externa del paladio, se difunde a través de la capa metálica y crea en el interfaz paladio-óxígeno, en función de las diferencias de electronegatividad de los átomos del metal, una capa dipolar que modifica la altura de la barrera metal-semiconductor. Asimilando esta capa dipolar a un condensador plano, resulta una diferencia de potencial

$$V = \frac{N\mu}{\xi_0} \quad 1.64$$

siendo el momento dipolar del átomo adsorbido,  $N$  la concentración de dipolos y  $\epsilon_0$  la constante dieléctrica del vacío; esta diferencia de potencial modifica el nivel de la barrera de potencial metal-semiconductor.

Estas modificaciones de nivel provocan variaciones de la característica  $C(V)$  del transistor y de la tensión umbral  $V_T$  del mismo, los cuales no permitirán una evaluación de la cantidad de gas adsorbido.

La figura 1.65 representa la configuración del dispositivo.

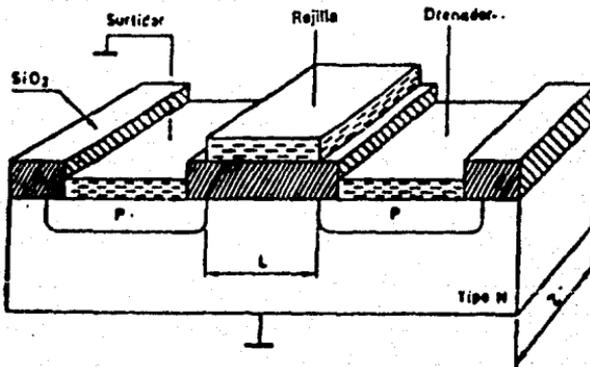


Figura 1.65.- Sensor MOST con gradador de PdO.

Podemos pensar como prolongación de estas técnicas la

posibilidad de detección de otros gases, mediante la elección apropiada del metal de la rejilla.

No sólo los dispositivos de efecto de campo tienen una aplicación inmediata en esta problemática de sensores; así a partir del principio de funcionamiento de sensores polarográficos, utilizados en electroquímica, que determinan la concentración de una sustancia en solución mediante la medida de su corriente de reducción catódica, se ha elaborado un multicátodo de oro con una densidad de 450 cátodos/mm, estando cada uno de estos cátodos aislado entre sí por  $\text{SiO}_2$  obtenido por crecimiento térmico. El comportamiento de estos sensores es de gran sensibilidad, respuesta rápida y muy independiente del flujo a analizar.

#### I<sub>h</sub>.-- Medidor de vibraciones.

Las vibraciones se pueden considerar como movimientos oscilatorios de una partícula o de un cuerpo alrededor de una posición de referencia.

Las relaciones básicas entre los valores de desplazamiento, velocidad y aceleración dadas a continuación se obtienen a partir del movimiento vibratorio armónico:

$$x = A \sin \omega t$$

1.65

$$v = \frac{dx}{dt} = \dot{x} = A\omega \cos \omega t \quad 1.66$$

$$a = \frac{dv}{dt} = \ddot{x} = -A\omega^2 \sin \omega t \quad 1.67$$

donde:

x: valor instantáneo del desplazamiento.

v: valor instantáneo de la velocidad.

a: valor instantáneo de la aceleración.

$\omega$ : velocidad angular ( $\omega = 2\pi f$ ).

f: frecuencia de oscilación.

Las vibraciones mecánicas se originan en los acoplamientos que hay entre la energía cinética de las masas y la energía potencial almacenada en la rigidez de los elementos.

Por otro lado, considerando el factor de amortiguamiento, el cual determina la disminución de las oscilaciones naturales y además el comportamiento de las frecuencias de resonancia.

La velocidad angular de la oscilación libre de un sistema de un solo grado de libertad sin amortiguamiento, se obtiene de la solución de la ecuación:

$$m\ddot{x} + kx = 0 \quad 1.68$$

la cual es:

$$w_n = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

1.69

donde:

**m:** masa en vibración.

**k:** rigidez acoplada a ésta.

Si el sistema se encuentra amortiguado, la ecuación (1.68) se convierte en:

$$m\ddot{x} + k\dot{x} + Cx = 0$$

1.70

Al coeficiente de amortiguamiento (C) se le denomina amortiguamiento crítico (C = C<sub>cr</sub>), el cual define la separación entre los movimientos de distinta naturaleza. El amortiguamiento crítico se puede determinar por medio de la siguiente expresión:

$$C_{cr} = 2\sqrt{km} = 2mw_n$$

1.71

a la relación:

$$C/C_{cr} = b$$

1.72

donde:

**b:** relación entre el amortiguamiento crítico y el coeficiente de amortiguamiento, se le denomina factor de amortiguamiento y es

adimensional.

El valor de la velocidad angular amortiguada para un sistema con un grado de libertad está dada por:

$$\omega_a = \omega_n \sqrt{1 - b^2} \quad 1.73$$

Desde el punto de vista de la forma de onda implicada, las vibraciones mecánicas que se presentan en la práctica se pueden dividir en grupos como es indicado en la siguiente tabla 3:

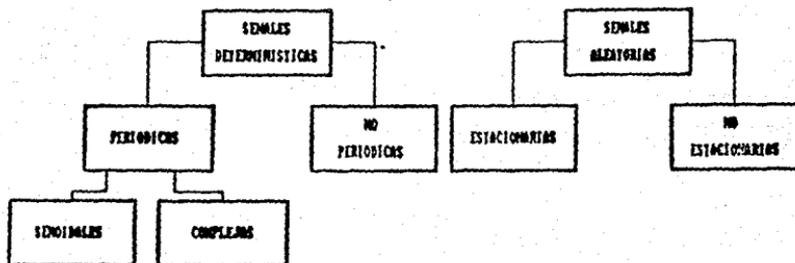


TABLA 3.- Clasificación de las señales de vibración

El tratamiento más complejo de los problemas vibratorios se presenta para las señales impulsivas, las cuales se clasifican en: determinísticas no periódicas o aleatorias no estacionarias, así como para las señales aleatorias en general.

Actualmente las medidas de vibración son de mucha utilidad; tal es el caso del estudio dinámico de estructuras estáticas (obras públicas, edificios, etc.), así como estudios de fatiga y estabilidad en materiales sometidos a éste tipo de esfuerzos (aeronaves, automóviles, etc.). La vigilancia del estado de maquinaria de proceso, motores, etc., se pueden abordar con notable éxito, por medio del nivel de vibración existente en estas máquinas (normalmente en los cojinetes).

#### I<sub>h</sub>.1. Piezoelectricidad.

Los elementos piezoeléctricos, en su estructura microscópica están formados por dominios eléctricos tales que a temperaturas bajas están orientados al azar, tienen comportamiento isotrópico y el momento total del dipolo eléctrico es nulo.

A la temperatura de Curie (temperatura por encima de la cual las sustancias ferromagnéticas se convierten en paramagnéticas, por ejemplo el hierro a los 768 °C), se modifica la estructura cristalina de tal modo que se pierde el carácter isotrópico del cristal y se produce un elemento con marcado momento del dipolo eléctrico. A este tipo de materiales se les denomina ferromagnéticos, esto se debe a la gran similitud con los fenómenos del ferromagnetismo y la teoría de los dominios magnéticos.

Prácticamente si se quiere polarizar un cristal piezoeléctrico, de forma que se puedan orientar sus dominios, se haría lo siguiente: Se lleva al cristal a una temperatura próxima al punto de Curie y al mismo tiempo se le aplica un campo eléctrico fuerte. En estas condiciones se produce la orientación de los dominios eléctricos en la dirección del campo exterior. Una vez enfriado el elemento y anulado el campo, el cristal quedará con su polarización permanente. Figura 1.66.

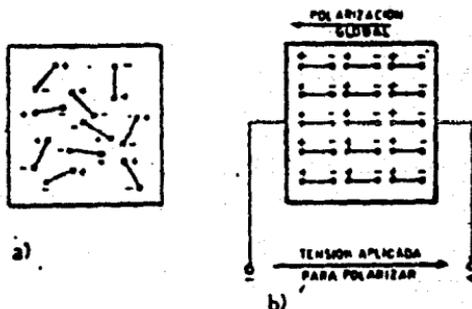


Figura 1.66.- Polarización de cristales. a) Dipolos eléctricos en disposición aleatoria; b) Dipolos eléctricos orientados.

En estas condiciones, al aplicar esfuerzos de deformación en el elemento se producen variaciones de la distribución de cargas de tal modo que esto da lugar a una aparición de tensión eléctrica en las caras de este. Este tipo de fenómeno es reversible, de modo que la aplicación de tensión eléctrica entre caras de un cristal dá lugar a la deformación de éste.

Los materiales piezoeléctricos son cristales asimétricos

tales como la cerámica, el cuarzo, la sal de Rochelle y el titanio de bario, estos cristales producen una fem cuando se colocan bajo condiciones de presión o deformación mecánica.

Los modos más usuales de trabajo de los materiales piezoeléctricos (cerámicos) son por esfuerzos cortantes, de compresión y de flexión. El modo de flexión es muy útil en los casos de fabricación de micrófonos, generadores de señal sonora, sensores de nivel de líquidos, etc. En acelerómetros se suele utilizar la configuración de compresión y de esfuerzo cortante.

#### Despolarización.

Los materiales cerámicos pueden perder su sensibilidad piezoeléctrica al destruir el momento del dipolo formado. Los factores que pueden contribuir a esta despolarización son:

a.- **DESPOLARIZACION TERMICA:** No mantener la temperatura del cristal por debajo de la temperatura de Curie. Si se llega a temperaturas próximas al punto de Curie, los dipolos eléctricos pueden volver a su estado primitivo no alineado; a la temperatura de Curie se pierden totalmente las propiedades piezoeléctricas. Por esta razón es necesario trabajar a temperaturas no próximas a este punto. Una temperatura de seguridad debe ser intermedia entre  $0^{\circ}\text{C}$  y la de despolarización (punto de Curie). El valor del punto de Curie es específico del material que forma el cristal.

b.- **DESPOLARIZACION ELECTRICA:** Someter al material cerámico a la acción de campos eléctricos muy fuertes, ya sea alternos o continuos pero en sentido despolarizador. Un campo eléctrico fuerte aplicado a un cristal en sentido opuesto al que originó su polarización causaría un efecto contrario al que se obtuvo con el primero. Los campos alternos durante el hemiciclo contrario al campo interno, realizarán la despolarización del material. En la gama de 500 a 1000 volts/mm generalmente se produce la despolarización.

c.- **DESPOLARIZACION MECANICA:** Aplicar tensiones mecánicas excesivas, por ejemplo el máximo choque al que se puede someter a un captador piezoeléctrico es una especificación que normalmente da el fabricante. Esta despolarización se produce por exceso de esfuerzos mecánicos desarrollados sobre el cristal, se destruye totalmente la respuesta electromecánica del elemento si se aplican cargas excesivas. En casos intermedios se puede tener una pérdida de sensibilidad considerable.

**Estabilidad.**

Los materiales cerámicos piezoeléctricos tienen un comportamiento dependiente de la temperatura de trabajo, así como del tiempo. Es particularmente importante el estudio de las variaciones en el tiempo de la permitividad del material, factor de acoplamiento, frecuencia de resonancia, etc.

Las pérdidas de polarización en función del tiempo decaen en forma logarítmica. El envejecimiento de los cristales es particularmente importante en los factores de permitividad, factor de calidad mecánico y factor de pérdidas dieléctricas.

## Ih.2. Transductores de desplazamiento.

El concepto de convertir una fuerza en desplazamiento es básico para muchos tipos de transductores. Los elementos que se utilizan para tal conversión se llaman dispositivos sumadores de fuerza. Dentro de los transductores de desplazamiento podemos encontrar varias aplicaciones, tales como: Acelerómetros, transductores de vibración y de presión, etc. El desplazamiento creado por un dispositivo sumador de fuerzas se convierte en un cambio de algún parámetro eléctrico. Los principios más comúnmente usados en las mediciones de desplazamiento son:

- |                               |                    |
|-------------------------------|--------------------|
| a) Capacitancia.              | f) Fotoeléctrico.  |
| b) Inductancia.               | g) Piezoeléctrico. |
| c) Oscilación.                | h) Potenciómetro.  |
| d) Ionización.                | i) Velocidad.      |
| e) Transformador diferencial. |                    |

De los cuales enunciaremos solo aquellos que pueden ser utilizados como transductores de vibración, ya que este tema se basa solo en ellos. Dentro de estos principios eléctricos, los más usados para medir vibración o movimiento son:

- a) Transductores piezoeléctricos (acelerómetros).
- b) Transductores capacitivos.
- c) Transductores inductivos.
- d) Transformador diferencial.
- e) Transductor de velocidad.

Los principios de operación de cada uno de estos transductores se ilustran a continuación.

#### **Transductores piezoeléctricos (Acelerómetros).**

La fuerza aplicada por una masa sísmica sobre un cristal se utiliza para deformarlo. La configuración más conocida consiste en colocar la masa en una parte del cristal y la otra cara se fija en la base del acelerómetro. Si unimos firmemente la base del acelerómetro al punto donde se desea medir las vibraciones, el movimiento de la base del captador piezoeléctrico (transductor) dá origen a fuerzas de inercia en la masa sísmica, esta a su vez deformará el cristal originando variaciones de tensión eléctrica. Para una masa constante por la ley de Newton, podemos observar que las variaciones de fuerza son proporcionales a las variaciones de aceleración.

La base del acelerómetro es gruesa con objeto de evitar deformaciones que pudieran transmitirse al cristal y provocar salidas eléctricas no representativas de la vibración. En la configuración típica, un resorte en la parte superior, sujeta la

masa sísmica contra el cristal o cristales, y éste a su vez, contra la base del acelerómetro, como lo muestra la figura 1.67.

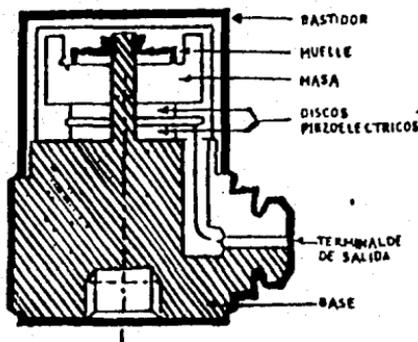


Figura 1.67. Vista en sección de un acelerómetro piezoeléctrico.

Dentro de los acelerómetros piezoeléctricos podemos tener de dos tipos: De esfuerzo cortante y de compresión, como se muestra en la figura 1.68a.

El transductor de compresión de la figura 1.68b presenta la salida eléctrica correspondiente a los transitorios de temperatura en las caras colectoras, esto hace que la señal eléctrica de salida sea variable. La aparición de estos efectos se debe fundamentalmente a que se obtienen señales eléctricas de salida en las caras del cristal perpendicularmente a la dirección de polarización. Este fenómeno, sin embargo, no ocurre con los transductores del tipo de esfuerzo cortante, ya que las señales de los transitorios térmicos aparecen en caras que no son de salida, debido a la disposición del transductor.

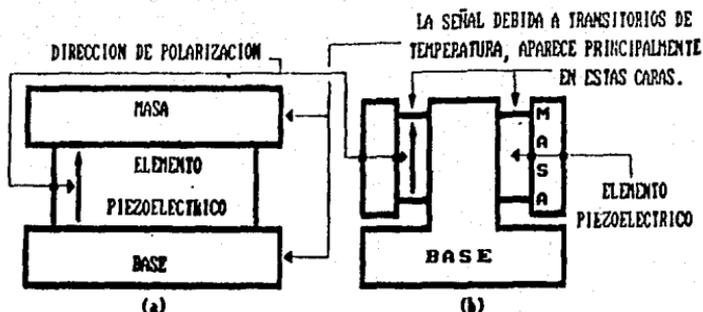


Figura 1.68.- Acelerómetros piezoeléctricos; (a) Tipo esfuerzo de compresión; (b) tipo esfuerzo cortante.

Los acelerómetros por esfuerzo cortante, presentan las siguientes ventajas sobre los de compresión:

- 1) Es menos sensible a las deformaciones de la base.
- 2) La linealidad es mayor.
- 3) La estabilidad es superior, su comportamiento es debido a la íntima unión de los elementos.
- 4) Soportan choques de gran aceleración.

Puesto que este tipo de transductor tiene una respuesta a alta frecuencia muy buena, su uso principal es en acelerómetros de alta frecuencia. En esta aplicación su voltaje de salida es típicamente del orden de 1 a 30 mV por aceleración de la gravedad ( $g = 9.81\text{m/s}^2$ ). El dispositivo no necesita una fuente de potencia externa y por consiguiente es del tipo de autogeneración. La principal desventaja de este transductor es

que no mide condiciones estáticas. El voltaje de salida también se afecta por las variaciones de la temperatura del cristal.

#### Transductores capacitivos.

Son sistemas sensores de desplazamiento. Se coloca el elemento a una distancia determinada del punto vibrante. La masa de vibración debe ser metálica o puede realizarse un dispositivo metálico, con objeto de establecer un condensador eléctrico. Se polariza dicho condensador (formado por el transductor y la superficie vibrante) por medio de una fuente de corriente continua procedente de un preamplificador. Se tiene una carga eléctrica prácticamente constante a base de utilizar una constante de tiempo alta en la fuente de alimentación. Así la tensión de salida es proporcional al inverso de la capacidad del condensador, es decir, al desplazamiento figura 1.69.

Este tipo de transductores es muy útil en lugares donde puede haber vibración, lugares que no tienen un medio de acceso por contacto directo, también es de gran utilidad en aquellos lugares donde la carga del sistema es crítica, toda vez que no supone ninguna masa adicional. Estos transductores suelen ser pequeños, de amplia gama de frecuencias de utilización y además de alta sensibilidad. Las desventajas que presenta son debido a su gran sensibilidad, ya que puede registrar variaciones de temperatura y la posibilidad de dar señales erróneas debido a terminales de gran longitud, son difíciles de calibrar y no

registran pequeños desplazamientos.

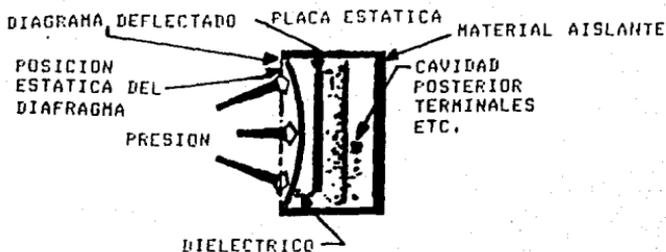


Figura 1.69.- Transductor capacitivo.

### Transductores inductivos.

En este tipo de transductor, la medición de fuerza se logra por medio del cambio en la relación de inductancia de un par de bobinas o por el cambio en la inductancia en una sola bobina.

En cada caso, la armadura ferromagnética se desplaza por la fuerza a medir, variando la reluctancia del circuito magnético.

La figura 1.70a muestra como se cambia el entrehierro al variar la posición de la armadura. El cambio resultante en la inductancia es una medida de la magnitud de la fuerza aplicada. La bobina se puede usar como un componente de un oscilador LC cuya frecuencia puede variar debido a la fuerza que se le aplique. Los errores de histéresis del transductor están casi limitados a los componentes mecánicos. Cuando se usa un diafragma como el miembro sumador de fuerzas, esto se puede observar en la figura 1.70b, puede formar parte del circuito

magnético. En este arreglo el comportamiento total del transductor es degradado en cierta forma debido a que las características mecánicas deseadas del diafragma comprometen el comportamiento magnético.

Este tipo de transductor responde a mediciones estáticas y dinámicas, tienen una resolución continua y una salida bastante alta. Sus desventajas son la respuesta en frecuencia (variación de la fuerza aplicada) que está limitada por la construcción de los miembros sumadores de fuerzas. Además los campos magnéticos externos pueden introducir errores en las mediciones.

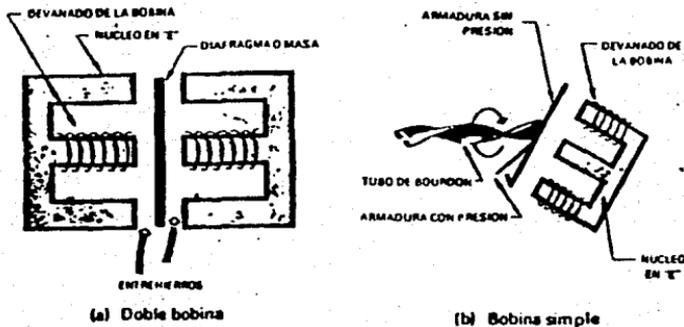


Figura 1.70.- Transductores inductivos. (a) doble bobina; (b) bobina simple.

#### Transformador diferencial.

El transformador diferencial es un transductor que mide fuerza en términos de desplazamiento del núcleo magnético de un transformador. La construcción del transformador diferencial

variable lineal (LVDT) se muestra en la figura 1.71a. El transformador consiste de un devanado primario simple y dos devanados secundarios los cuales están colocados a uno y otro lado del devanado primario. Los devanados secundarios tienen un número igual de vueltas pero están conectados en oposición y en serie, de tal forma que las fuerzas electromotrices inducidas ( $fem$ 's) en las bobinas se oponen entre sí. La posición del núcleo móvil determina el eslabonamiento de flujo entre el devanado primario excitado con corriente alterna y cada uno de los devanados secundarios.

Con el núcleo en el centro, que es la posición de referencia, las fuerzas electromotrices en los devanados secundarios son iguales y puesto que se oponen entre sí, el voltaje de salida es 0 volts. Cuando una fuerza aplicada externamente mueve el núcleo hacia la izquierda, se eslabona más flujo magnético en la bobina izquierda que en la derecha. La  $fem$  inducida en la bobina izquierda es por consiguiente mayor que la  $fem$  inducida en la bobina derecha. La magnitud del voltaje de salida es por tanto igual a la diferencia entre los dos voltajes de los devanados secundarios y está en fase con el voltaje de la bobina izquierda. Similarmente cuando el núcleo se fuerza para que se mueva a la derecha, se eslabona más flujo en este lado y el voltaje de salida resultante está en fase con la  $fem$  inducida en la bobina derecha mientras que su magnitud de nuevo es igual a la diferencia entre las dos  $fem$ 's. La figura 1.71b muestra el voltaje de salida del LVDT como una función de la posición del

núcleo.

El transformador diferencial suministra una resolución continua y muestra una histéresis baja. Se requieren desplazamientos relativamente grandes y además el instrumento es sensible a las vibraciones. El instrumento receptor se debe seleccionar para que opere con señales de corriente alterna o se debe usar una red demoduladora si se requiere una salida de corriente directa.

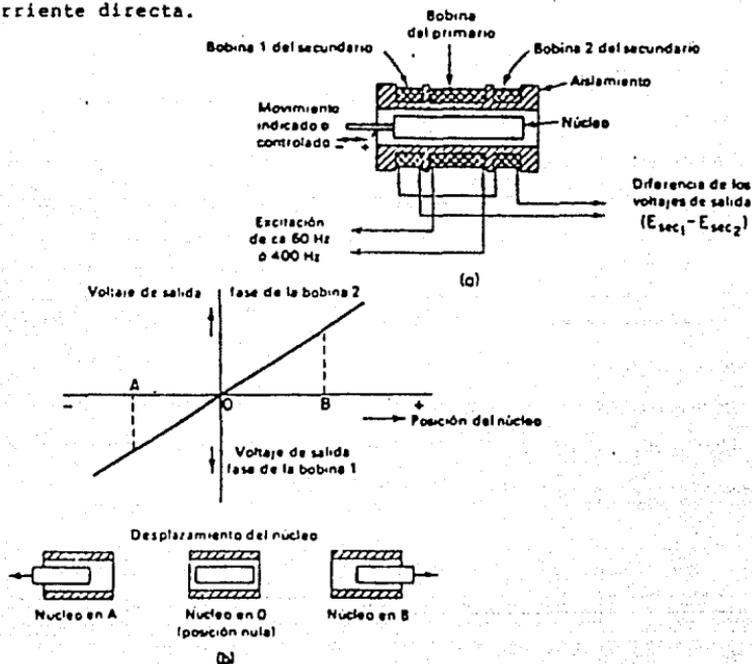


Figura 1.71.- Transformador diferencial variable lineal (LVDT); (a) Los componentes esenciales del LVDT; (b) Posiciones relativas del núcleo.

**Transductor de velocidad.**

Cuando una bobina se pone en movimiento en el interior de un campo magnético, se induce en ella una fuerza electromotriz proporcional a su velocidad. Por las leyes del electromagnetismo se tiene:

$$e = blv \qquad 1.74$$

donde:

e: tensión inducida en la bobina.

b: densidad de flujo magnético.

l: longitud del conductor de la bobina.

v: valor instantáneo de la velocidad del conductor.

Esencialmente el transductor de velocidad consiste de una bobina móvil suspendida en el campo magnético de un imán permanente como se muestra en la figura 1.72. Se genera un voltaje por el movimiento de la bobina en el campo. La salida es proporcional a la velocidad de la bobina.

Este tipo de transductor es útil en la medición de velocidades desarrolladas en una forma lineal, senoidal o al azar, el amortiguamiento se obtiene eléctricamente, asegurando una alta estabilidad bajo condiciones de temperatura variable.

La impedancia de salida es baja, es un transductor delicado

y sensible a los campos magnéticos exteriores.

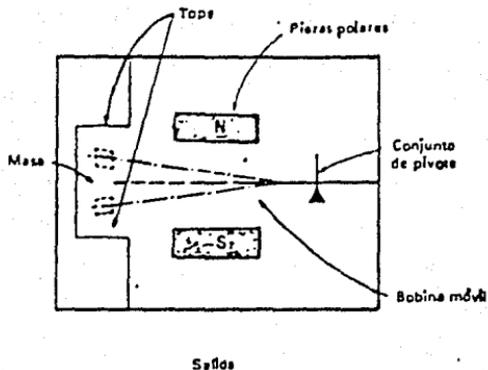


Figura 1.72.- Elementos de un transductor de velocidad.

### 1h.3.- Galgas Extensiométricas.

Robert Hooke estableció en 1678 la relación que existe entre tensiones y deformaciones en los cuerpos sometidos a esfuerzos mecánicos. Si el material es isótropo y homogéneo, además no sobrepasa su límite elástico, entonces existe una relación lineal. Basándose en este principio, la extensimetría es el método que tiene por objeto la medida de las deformaciones superficiales de los cuerpos.

#### Clasificación de las medidas extensiométricas.

Tomando como criterio la evolución en el tiempo de los esfuerzos a medir, se tiene:

a.- **MEDIDAS ESTATICAS:** Comprenden el estudio de los esfuerzos que varían lentamente en función del tiempo, como en el caso de la estructura de una presa cuando crecen las aguas.

b.- **MEDIDAS ESTATICAS/DINAMICAS:** Consisten en la medida simultánea de esfuerzos sujetos a variaciones rápidas, tal como choques, vibraciones y esfuerzos de desarrollo lento. Es el caso de un puente cuando soporta el paso de un vehículo.

c.- **MEDIDAS DINAMICAS:** Se limitan a los componentes de variación rápida. Un caso típico es la medida de vibración en el equilibrio de rotores.

#### Galga extensiométrica (Strain Gauge).

De entre los diferentes procedimientos que existen para convertir las deformaciones en señales eléctricas proporcionales, el más extendido es el que utiliza elementos cuya resistencia eléctrica varía en función de pequeños cambios de longitud. Estos elementos van adheridos a la superficie del material de prueba formando un conjunto solidario, y reciben el nombre de galgas extensiométricas (Strain Gauge).

#### Sensibilidad de una galga extensiométrica.

Se describe en términos de una característica llamada el factor de galga ( $k$ ), definido como la unidad de cambio de la

resistencia por unidad de cambio de la longitud. Este factor viene dado por el fabricante y depende del material con el cual esta construido el conductor de dicha galga.

$$\text{factor de galga } K = (\Delta R/R)/(\Delta l/l) \quad 1.75$$

donde:

k: factor de galga.

R: resistencia nominal de la galga.

$\Delta R$ : incremento en la resistencia de la galga.

l: longitud normal del conductor.

$\Delta l$ : cambio en la longitud del conductor.

#### Tipos de galgas extensiométricas.

##### Galgas metálicas.

a.- **GALGA DE FILAMENTO (wire strain gauge)**: El elemento sensible es un hilo conductor metálico hecho de una aleación de níquel o plomo, con una sección circular de 0.025 mm de diámetro aproximadamente y adherido sobre un soporte aislante de resina epóxica, poliéster o algún otro material análogo. Para ofrecer la máxima longitud variable dentro de una área reducida. La figura 1.73a, nos presenta una galga de hilo metálico.

b.- **GALGA DE TRAMA PELICULAR (foil strain gauge)**: El elemento sensible es una película de metal de pocas micras de espesor,

recortada mediante un método fotoquímico ú otra técnica adecuada. La longitud activa está bien determinada ya que los bucles y las pistas de conexión son prácticamente insensibles a causa de su anchura. La figura 1.73b, muestra este tipo de galga.

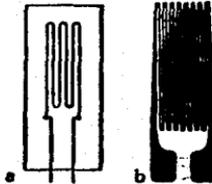


Figura 1.73.- Galgas metálicas. (a) Galga de filamento;  
(b)Galga de trama pelicular.

El principio de medida de las galgas metálicas se basa en tres premisas:

- 1.- El valor de la resistencia de un conductor está en función de sus características geométricas.
- 2.- A todo aumento de longitud corresponde una disminución de sección transversal.
- 3.- La variación de resistividad es proporcional a la variación relativa de volúmen.

Las galgas metálicas tienen un factor de galga próximo a 2.0 y una resistencia nominal de entre 120 y 1000 ohms con una tolerancia de 0.15%, se pueden utilizar en aplicaciones para

altas temperaturas, tienen fugas mínimas, tienen un esfuerzo de ruptura entre 20,000  $\mu\epsilon$  y 25,000  $\mu\epsilon$ , tiene una linealidad bastante buena (presición del 0.1% por encima de 4,000  $\mu\epsilon$  y del 1% a partir de 10,000  $\mu\epsilon$ ), 1  $\mu\epsilon$  equivale a  $1 \times 10^{-6}$  y corresponde a una deformación de una micra en una longitud de un metro y se les nombra unidades de microdeformación.

Las galgas de lámina o trama pelicular son más estables que los alambres de galgas, se pueden usar bajo condiciones extremas de temperatura y bajo condiciones prolongadas de carga, además pueden disipar fácilmente el calor autoinducido.

**Galgas semiconductoras.**

El elemento sensible es una banda de cristal semiconductor con un cierto grado de contaminación. La resistividad del cristal depende de la concentración específica de portadores y de la orientación de los cristales respecto al esfuerzo principal (efecto piezoeléctrico). Su sensibilidad a los cambios de longitud es muy alta, es 50 o 60 veces mayor que de una galga metálica. La figura 1.74 nos muestra una galga semiconductoras

Las galgas semiconductoras son muy sensibles a la temperatura y a menudo tienen comportamiento no lineal, el factor de galga varia entre 50 y 200, tienen una linealidad del 1% por encima de 1,000  $\mu\epsilon$ , su resistencia nominales aproximadamente de 120  $\Omega$ .

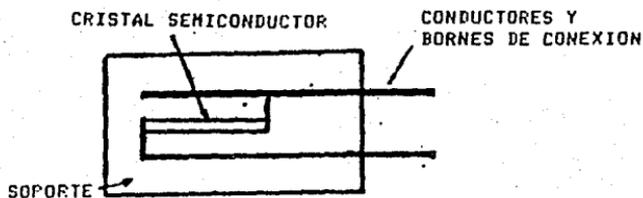


Figura 1.74.- Galga semiconductora.

Otros tipos de galgas.

Las medidas extensiométricas no son correctas si las isostáticas de la estructura bajo ensayo no pasan a través de la parte activa del extensiómetro, pero siempre se dispone de información suficiente para alinear la galga en la dirección precisa. Se recurre entonces a galgas de varios elementos, colocados entre sí a  $45^\circ$   $60^\circ$   $90^\circ$  ó  $120^\circ$ . Esto nos permite tener mediciones en el sentido y magnitud de los esfuerzos principales. La figura 1.75 nos muestra diferentes tipos de galgas de bandas biaxiales e uniaxiales.

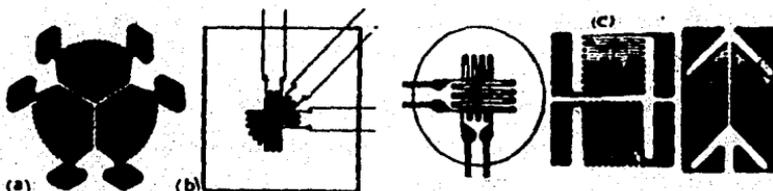


Figura 1.75.- Otros tipos de galgas; (a) Laminilla plana a  $60^\circ$  ; (b) galga de alambre apilado a  $45^\circ$  ; (c) diferentes tipos a  $90^\circ$ .

## Circuito puente de Wheatstone.

Las bandas extensiométricas varían de resistencia cuando sufren deformaciones. Para medir estas variaciones se utiliza el puente de Wheatstone con preferencia a cualquier otro circuito, este puente es un sistema pasivo formado por 4 impedancias montadas 2 a 2 en serie, tal como la figura 1.76 lo muestra. La tensión de alimentación  $E$  es aplicada a dos vértices opuestos y en los dos restantes se recoge el voltaje medido.

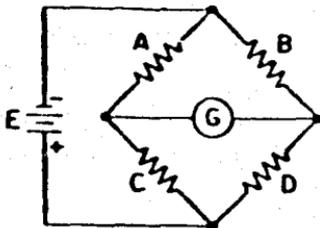


Figura 1.76.- Circuito puente de Wheatstone.

Condición de equilibrio del puente. Esta condición aparece cuando no hay diferencia de potencial en los vértices de la señal de salida, para ello es preciso que:

$$v_1 = v_2 \text{ y } v_3 = v_4 \quad 1.76$$

o lo que es igual:  $I_a R_1 = I_b R_2$  y  $I_a R_3 = I_b R_4$

entonces:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}$$

1.77

Si ocurre un cambio en la relación  $R_1/R_3$ , este puede ser equilibrado mediante un reajuste en la relación  $R_2/R_4$ , es decir, actuando sobre las resistencias de la rama opuesta.

# CAPITULO II

## TRANSDUCTORES

IIa.- Selección de cada uno de ellos.

IIa.1.- Selección del transductor de humedad relativa.

Para seleccionar el transductor de Humedad Relativa se tuvieron que tomar en cuenta de todos ellos varios aspectos y características que tuvieran en común. A continuación se mencionarán sus características y ventajas con respecto a los demás.

El bulbo Húmedo y seco, este método ya es muy antiguo y no lo incluimos.

Transductor de condensación, su rango de trabajo es de  $-70^{\circ}\text{C}$  a  $+40^{\circ}\text{C}$ , es de alta precisión, su uso queda limitado ya que trabaja con gases limpios.

Transductor de Sal Higroscópica, su costo es alto, trabaja a 24 VCA, su tiempo de respuesta es 5 minutos al tomar la temperatura de rocío.

Transductor PCRC-11. Este transductor es el seleccionado ya que tiene muchas ventajas respecto a los demás, tiene alta sensibilidad que los otros no tienen, es muy estable, tiene una respuesta rápida (es más rápido que el de sal higroscópica), tiene un rango de 0 a 100 % (el de condensación solo mide cuando

la humedad está en condensación), es más barato que el transductor de condensación, está garantizado en 6 meses.

#### IIa.2.-Selección del transductor de temperatura.

Los termistores tienen coeficiente de temperatura negativo, son no lineales, los intervalos de medida son en 1 grado.

Transductor termopar, la tensión es proporcional a la temperatura, requiere de materiales especiales para su funcionamiento.

Transductor pirómetros ópticos, para su función requiere de ciertos tipos de materiales, y es necesario un mantenimiento continuo.

Transductor LM35, este transductor es el seleccionado, aunque es parecido al LM34, éste último no se eligió ya que trabaja en grados Fahrenheit. Sus ventajas son, se calibra a grados centígrados, es lineal (los termistores son no lineales), su rango de trabajo es grande -55 a 150 °C, opera de 4 a 30 Volts, es de bajo costo, los termistores tienen menos precisión (su variación es de 1 grado), tiene amplias aplicaciones, etc.

## IIa.3.- Selección del transductor de cargas estáticas.

En un sistema de medición como es el caso que nos ocupa, el transductor es el elemento crítico, ya que su función es transformar de alguna variable física a una cantidad eléctrica proporcional.

Existen un sin número de preguntas que se pueden hacer para la selección del dispositivo, sin embargo podríamos considerar como un ejemplo las siguientes:

- ¿Cuál es la variable a medir?
- ¿Qué principio transductor es el que mejor se apega para medir esta cantidad?
- ¿Qué exactitud se requiere?

La primera pregunta se responde determinando el tipo y rango de la variable a medir.

La segunda demanda las características de entrada/salida del dispositivo.

La última pregunta sería contestada por los siguientes factores:

- Parámetros fundamentales de los transductores.

- Condiciones físicas.
- Condiciones ambientales.
- Compatibilidad con el equipo.

Entre otros parámetros fundamentales a considerar se encuentran: tipo de medición, rango, sensibilidad del transductor y excitación.

Para las condiciones físicas se toma en cuenta: la conectividad eléctrica, el tipo de montaje mecánico y la resistencia a la corrosión.

En cuanto a las condiciones ambientales es necesario valorar: los efectos de la temperatura, aceleración, choques y vibraciones.

Consideramos que el seguimiento de esta pequeña guía nos asegura tomar la mejor opción en el tipo de transductor a utilizar. Sin embargo, no quiere decir que ésta sea la totalidad de los parámetros, pero si al menos los mínimos a considerar.

#### IIa.3.1.- Selección del instrumento.

Dado que se requiere de automatizar en nuestro centro de cómputo la medición de la variable carga electrostática, es necesario analizar cual es la variable de salida que necesitamos producto de la medición.

En la variable que nos ocupa la variable de entrada es un voltaje por unidad de distancia y la variable de salida que se requiere es un voltaje.

Esto obedece a que en el proceso de automatización se requiere del manejo de señales eléctricas que son las que puede manejar un MCU.

Bajo el entorno propuesto comencemos a analizar las alternativas de medición propuestas:

#### Sonda electrostática.

Como fué señalado anteriormente la sonda electrostática es conectada a un voltmetro electrostático, el cual es un instrumento que nos convierte la variable eléctrica a variable de desplazamiento angular como señal de salida.

Dada la conversión de la variable que nos ofrece este instrumento, no puede ser utilizado, ya que, requeriríamos de un transductor adicional que nos convirtiese de desplazamiento angular a voltaje nuevamente con sus consecuentes desventajas.

#### Método de la capacitancia.

Este método es de los denominados indirectos para obtener la medición del campo eléctrico electrostático de nuestro centro

de cómputo.

Como fué indicado en su oportunidad, este método consiste en medir capacitancias; y empleando el algoritmo descrito obtenemos el voltaje en el punto de nuestro centro de cómputo.

Este método nos obliga a obtener la pendiente negativa de la gráfica voltaje vs distancia que corresponde al campo eléctrico.

Como podemos observar esta metodología involucra el manejo de diferentes algoritmos, además de que será necesario de proveer de un mecanismo a la sonda, para que ésta sea desplazada por los dos puntos de medición escogidos y de una manera cíclica.

Esta metodología nos involucraría en el desarrollo del mecanismo, así como de un procesamiento de los algoritmos descritos.

Por los motivos anteriormente expuestos consideramos que no es idónea su utilización.

#### Método de la semejanza.

Este método al igual que el anterior cae dentro del ámbito de las mediciones por métodos indirectos para el campo

electrostático.

Al igual que en el caso de la capacidad, este método nos lleva a medir resistencias en dos puntos de la cuba por lo que para obtener el valor del campo eléctrico tendríamos las mismas implicaciones que en el caso anterior.

Por tal motivo este método también queda eliminado de las alternativas.

**Medidor de campo eléctrico de estado sólido.**

Este método nos ofrece una variable de salida la cual es un voltaje que es proporcional a la variable de entrada que es intensidad de campo eléctrico.

La relación entre la variable de entrada y la variable de salida está dada por una ecuación de primer grado por lo que es lineal.

La variable de salida podrá ser manejada por nuestro MCU una vez que le desarrollemos la interfase adecuada.

Su costo es económico comparado con otros que involucran mecanismos eléctricos, puentes de medición y galvanómetros.

El medio ambiente al que va a estar sujeto no implica

ningún riesgo para el dispositivo.

El montaje del sensor en el centro de cómputo no representa mayor esfuerzo que el de su ubicación y fijación.

Los niveles de señal no son críticos pues como vimos la variable de salida anda en el rango de los volts y por ende la relación señal a ruido no juega un papel preponderante en este dispositivo.

Por los motivos expuestos, consideramos que dentro de las alternativas propuestas, ésta es la mejor por lo que en el capítulo de diseño de la interfase procederemos a efectuarla para este caso.

IIa.4.- Selección del transductor para medir el flujo de aire.

Antes que nada, debemos indicar que sólo vamos a sensar la variable flujo de aire y que el gasto de aire que es otra de las variables que se indican en el índice como variable a sensar se obtendrá a partir de la medición del flujo, ya que existe una relación directa entre estas dos variables, si consideramos que la densidad del aire proporcionado por el equipo de ventilación es constante. Si lo anterior es cierto, entonces la ecuación 1.25, dada en el capítulo I, nos permitirá determinar la

magnitud del gasto de aire.

Ahora vamos a proceder a seleccionar el transductor para la medición del flujo de aire de entre los mencionados en el capítulo I. Para llevar a cabo dicha selección, indicaremos aquí únicamente las características sobresalientes de estos, así como sus desventajas, ya que en base a esto determinaremos cual es el mejor para nuestra aplicación específica.

De entre los medidores térmicos de flujo, el de Thomas tiene una precisión media y presenta pérdida de carga, es decir, que la inclusión misma del transductor provoca un error en la medición, su costo es alto y se utiliza principalmente para medir bajos flujos.

Los medidores de momento angular, también tienen una precisión media y presentan pérdidas de carga, su costo es alto y se utilizan para medir bajos flujos con una precisión baja. El medidor de par giroscópico presenta el gran inconveniente de que es muy voluminoso, su costo es alto y sus posibilidades de medir flujos elevados es baja, su precisión también es baja y básicamente se utilizan para medir flujos de fluidos negros.

El transductor de hilo caliente es poco sensible para bajas velocidades, su precisión depende del balance del puente de Wheatstone en el cual va colocado y dicho balance depende de las tolerancias de los resistores que forman el puente, su costo no

es tan alto, comparado con los anteriores transductores, si se hace un diseño adecuado a los componentes que existen en el mercado, empezando desde la selección del hilo, hasta los circuitos adecuadores.

Con el hilo podemos medir grandes flujos y su interferencia con éste es mínima si se orienta adecuadamente al hilo.

Por lo mencionado anteriormente, nos inclinamos a usar como transductor para la medición del flujo de aire al hilo caliente.

#### IIa.5.- Selección del transductor acústico.

Cada diseño de transducción puede ser caracterizado por una relación de respuesta (función de transferencia) ideal o teórica. Esta relación es capaz de reproducir exactamente nuestra variable, por medio de una curva teórica conocida o prescrita en términos de una ecuación, tabla de valores o una representación gráfica.

Debido a una variedad de factores, el comportamiento de un transductor real es no-ideal. Estos factores incluyen variaciones de producción, así como el uso de materiales no-ideales, métodos de producción, condiciones ambientales durante su fabricación y métodos de prueba.

Una de las variables que requerimos muestrear en nuestro centro de cómputo es la intensidad de sonido. Como se dijo anteriormente, las mediciones de nivel acústico se efectúan con algún tipo de micrófono. La respuesta eléctrica del micrófono es proporcional al nivel de presión sonora. La presión del sonido  $p$  se convierte en voltaje por medio del micrófono. Los micrófonos generalmente emplean un diafragma delgado para convertir la presión en movimiento. Luego el movimiento se convierte en voltaje por medio del transductor adecuado.

Debido a que nuestro proceso de muestreo está basado en un MCU, el uso del micrófono nos es conveniente ya que su respuesta es una señal eléctrica, que éste puede manejar.

Tomando en cuenta las características físicas y de operación de los micrófonos (transductores acústicos) del capítulo anterior haremos una selección del transductor más apropiado a nuestras necesidades.

Los micrófonos dinámicos tienen una impedancia eléctrica baja que oscila entre 150 y 600 ohms lo cual permite la utilización de cables largos para su conexión, también estos son poco sensibles a las condiciones ambientales como el calor y la humedad. Pero, debido a que nuestro centro de cómputo tiene control de temperatura y humedad, ésta no es una razón de selección. Por otro lado tiene la desventaja de ser un micrófono robusto, así como su respuesta en frecuencia no es tan plana

como la de otros transductores.

Los micrófonos piezoeléctricos, tienen la ventaja de tener una gran capacitancia y por lo tanto usar un cable relativamente largo para conectarlo al equipo de medida, también, estos no requieren de ninguna polarización exterior. Sin embargo, estos presentan el inconveniente de tener una baja sensibilidad acústica. Por lo que no lo tomaremos en cuenta para nuestro caso.

De los micrófonos de condensador, podemos citar su buena sensibilidad, así como una respuesta plana muy uniforme entre 30 y 20,000 cps en  $\pm 1$  dB y su bajo nivel de ruido interno. Este tipo de micrófonos tiene la gran desventaja de requerir de una fuente de alimentación exterior relativamente voluminosa, debido a su reducido tamaño tiene una baja capacidad de salida y es sensible a la humedad y temperatura.

Los micrófonos electret por otro lado, tienen la característica de que la sensibilidad es independiente del diámetro de la membrana por lo tanto su capacidad eléctrica es mayor que la correspondiente a los micrófonos de condensador, además puesto que la película electret que forma el dieléctrico del condensador se halla polarizado, normalmente por una pila miniatura alojada al cuerpo del micrófono, no precisa para este propósito la tensión exterior que utilizaba el micrófono de condensador, por tanto, se dice que los micrófonos electret

están auto polarizados, también, este tipo de micrófonos tiene una respuesta en frecuencia muy uniforme, tamaño muy reducido y precio que lo hacen una magnífica elección. Este tipo de micrófonos son sensibles a la temperatura y humedad, pero debido a que en nuestro centro de cómputo tenemos control sobre estos, este inconveniente no es muy significativo.

#### IIa.6.- Selección del sensor de humo.

Tomando en cuenta que nuestra necesidad básica es la detección de humo, no sus componentes, ni mezclas de gases, se hará una selección del detector de humo a usar, basándonos en lo escrito en el capítulo anterior.

Los detectores de conductividad térmica (CT), trabajan con excelentes resultados en la detección de gases puros, no así cuando se trata de mezclas de gases, además, para que este tipo de sensor trabaje adecuadamente, se tiene que usar un gas de referencia adecuado al tipo de gas que queramos detectar. Este tipo de detector funcionará si algún componente del gas tiene una conductividad térmica elevada sin importar su concentración. Por lo tanto, este sensor es un buen detector pero puede ser influenciado por algún componente que varíe la CT del gas. Hay que destacar que este sistema es complejo, además de que su costo es relativamente alto.

Los detectores de infrarrojos, son buenos detectores de gas

cuando se requiere detectar un determinado gas, ya que debido a su funcionamiento estos sólo responden a unas determinadas longitudes de onda y por lo tanto resulta ser un detector muy selectivo. Pero también como se mencionó anteriormente, ciertas fotoceldas son sensibles al infrarrojo y éstas podrán ser buenos sensores aunque no son muy selectivos.

Los detectores de ión selectivo, por su parte, son detectores selectivos que además pueden ser interferidos por otro componente y requieren para su medida un electrómetro de alta precisión o un voltmetro digital de alta impedancia de entrada, lo que lo hace poco atractivo.

Los sensores de electrólitos sólidos tienen muchas ventajas de las cuales podemos citar; alta sensibilidad y precisión en la zona de medida, tiempo de respuesta del orden de segundos, amplia zona de medida, posibilidad de miniaturización y posibilidad de bajo costo. A pesar de esto, presenta el gran inconveniente de operar a temperaturas muy elevadas.

Los detectores de estado sólido, también, tienen muchas ventajas de las cuales citaremos; mayor sensibilidad, niveles de señales eléctricas más elevados, mejor fiabilidad, posibilidad de integración y costo de mantenimiento económico. Pero su principal desventaja es que opera a temperaturas muy elevadas.

Los detectores de óxido de circonio, como los dos

anteriormente mencionados, tienen la gran desventaja de trabajar a temperaturas elevadas.

Los sensores basados en la adsorción y desorción de los gases, están basados en la conductividad eléctrica del semiconductor que actúa como sensor, por lo tanto, es importante conocer la relación de dependencia de la conductividad del sensor con la temperatura y debido a su funcionamiento éste es un sistema complejo pero con muy buenos resultados.

Los transistores ionosensibles, basan su funcionamiento en la variación de trabajo de salida de un metal y como resultado de su desarrollo han dado un transistor MOS de rejilla de paladio, sensible a concentraciones de hidrógeno gaseosas, debido a la capacidad de adsorción de  $H_2$  por parte del paladio. El comportamiento de estos sensores es de gran sensibilidad, respuesta rápida y son muy independientes del flujo a analizar.

De acuerdo a lo anterior, usaremos como elemento transductor, el que funciona en base a detección de infrarrojos y que por lo anteriormente mencionado, es al más adecuado, además de ser muy económico.

Como elementos transductor, usaremos el Mled81 de Motorola como diodo emisor de luz infrarroja y el MRD821 de Motorola como foto diodo sensor de luz infrarroja.

## IIa.7.- Selección del transductor de vibración.

En un sistema de medición, el transductor es el elemento de entrada con la función crítica de transformar alguna cantidad física, en una cantidad eléctrica proporcional. La selección del transductor apropiado es por consiguiente el primero y tal vez el paso más importante en la obtención de resultados exactos. Un buen número de preguntas elementales se deben hacer antes de seleccionar un transductor. Algunas de ellas para el caso del transductor de vibración son las siguientes:

a) ¿Cuál es la cantidad física a sensar?

Esta pregunta nos ayuda para determinar el tipo o rango de la cantidad física a medir. Entonces, de acuerdo con esto la señal a medir son las vibraciones que pueden suscitarse dentro de una central de procesamiento de datos, este fenómeno físico puede introducir dentro de nuestro sistema, ruido o algún otro problema que pueda afectar la información que en un momento determinado se esté procesando. Las vibraciones son movimientos ondulatorios aleatorios, por tanto, se pueden medir por medio de su frecuencia de oscilación.

Las frecuencias de vibración que pueden ocurrir dentro de un centro de cómputo, se encuentran dentro del rango de 0 a 100 Hertz (ya en casos extremos). Las vibraciones normales conocidas no exceden estos límites de frecuencia, a excepción de casos

anormales debido a sismos, impactos directos u otros fenómenos.

En el caso de que se presente esta situación, como son perceptibles por el operador, entonces se sabrá como proceder para proteger la información y el sistema en sí.

b) ¿Cuál es el principio transductor óptimo en estos casos?. De acuerdo con esta pregunta y a la anterior, el transductor que realmente es óptimo para este tipo de problemas, no necesita medir altas frecuencias, pero debe ser muy sensible a cualquier movimiento (por pequeño que éste sea) que pueda afectar el sistema, no muy susceptible a variaciones de temperatura, campos magnéticos y campos eléctricos que puedan afectar las mediciones, debe tener una respuesta lineal muy confiable. Las vibraciones a medir son de carácter estático/dinámico.

De acuerdo a todo lo anterior, se puede hacer una selección adecuada del transductor a utilizar. En este caso, el transductor óptimo, sería una galga extensiométrica metálica de tipo película laminar (foil strain gauge). Este transductor es muy sensible a pequeños desplazamientos, cosa que no sucede con los acelerómetros piezoeléctricos, ni con el LVDT, ya que necesitan de movimientos relativamente grandes para poder sensar la señal a medir. Los foil strain gauge son muy fáciles de compensar o ya vienen compensados contra temperatura, en cambio los transductores piezoeléctricos y capacitivos pueden variar su señal debido a pequeños cambios en la temperatura y no son

fáciles de compensar, no presentan efecto de histéresis como el LVDT y los transductores inductivos. Los strain gauge no son tan sensibles a campos magnéticos, como lo son los transductores de velocidad, inductivos y el LVDT. Es un transductor de bajo costo en el mercado, o en su defecto fácil de construir, ya que es sólo un hilo de cierta aleación que actúa debido a cambios en su longitud, este cambio de longitud hace variar la resistencia eléctrica que ha de medirse, tiene una linealidad alta y confiable, debido a esta característica no se tomo en cuenta las galgas semiconductoras, ya que presentan comportamiento no lineal. Los foil strain gauge tienen una precisión del 0.1% hasta 10 000 micras de deformación por metro de longitud y del 1% por encima de este valor. Como sólo se medirán vibraciones de baja frecuencia (0 a 100 hz. relativamente). Los transductores que miden altas frecuencias quedarían fuera de rango para este caso, además que pueden no registrar pequeños movimientos. Los strain gauge se están utilizando en varios campos para medir movimientos de baja frecuencia. Pueden también captar vibraciones ocurridas a una distancia más o menos alejada del lugar donde se localiza el transductor. Son fáciles de colocar, pero la superficie donde se ha de instalar debe estar libre de contaminantes, grasas, etc., para evitar errores de medición.

c) ¿Que exactitud se requiere para medir la variable física?

En la mayoría de los casos, los transductores se seleccionan implicando simplemente una tolerancia en la

exactitud. Los requerimientos de exactitud del sistema total determinan el grado con el cual se deben considerar los factores que individualmente contribuyen a ésta. Algunos de estos factores son:

- 1.- Condiciones fundamentales de los transductores: Como son tipo y rango de la medición, sensibilidad, excitación, etc.
- 2.- Condiciones físicas: Conexiones eléctricas y mecánicas, condiciones de montaje, resistencia a la corrosión, etc.
- 3.- Condiciones ambientales: Efectos de no linealidad, efecto de histéresis, respuesta en frecuencia, efectos de temperatura, resolución, etc.

Debido a que un strain gauge es tan sólo una resistencia que varía su valor, provocado por las deformaciones que sufre y de acuerdo al material con el cual es fabricado, su tolerancia no va más allá de 0.15% de su valor nominal, el cual es dado por el fabricante, además por las características dadas anteriormente se puede tener una gran exactitud en la medición. De acuerdo con todo lo anterior y aunque posiblemente haya transductores que puedan tener algunas características mejores con respecto al tipo de variable a sensar (en este caso las vibraciones). El transductor óptimo y que cumple con los requerimientos necesarios para este problema, como ya se dijo al principio es la galga extensiométrica de película laminar. Por tanto es el transductor a utilizar para sensar las vibraciones del sistema a controlar.

**I Ib.- Localización óptima de cada uno de éstos.****I Ib.1.- Medidor de temperatura.**

Para el sensor de temperatura su lugar físico de localización dentro del cuarto de máquinas, puede ser en muchos lugares de éste, pero lo importante no es simplemente monitorear la temperatura así por que si. Para que funcione el equipo ya lo habíamos mencionado en el capítulo I, se requiere una temperatura óptima, y así tener una eficiente producción por parte del centro de cómputo.

El sensor de temperatura tiene que estar localizado principalmente en el cuarto donde este el CPU, con esto se logra muestrear variaciones de temperatura que pudieran afectarle. Y en cuanto a los demás dispositivos del equipo, también es necesario muestrear variaciones de temperatura por si fallara el aire acondicionado.

Generalmente de todos los sensores de temperatura que esten colocados en diferentes lugares del centro de cómputo, sólo uno de ellos tiene una medición más controlada.

**I Ib.2.- Medidor de Humedad Relativa.**

Respecto al sensor de humedad, también de estos se pueden

tener varios, uno de ellos en el cuarto donde se encuentra el CPU, cuya medición generalmente está relacionada con la temperatura muestreada. Además, según se requiera podemos instalar otros sensores de humedad, como por ejemplo en el cuarto donde están las impresoras.

Básicamente estos son los principales lugares, claro que esto no implica que sean los únicos sensores existentes en el centro de cómputo.

Primeramente habíamos hecho mención de un sensor de humedad en el cuarto donde se encuentra el CPU, generalmente donde esta el CPU están los drives (unidades de disco), por lo tanto se cuidan dos partes importantes del centro de cómputo.

Otro lugar que mencionamos para sensar la humedad relativa es el cuarto donde están las impresoras. Para impedir que el papel utilizado por las impresoras se humedezca y se deteriore. Generalmente se almacenan las cajas de papel en este lugar con lo que también se evita el deterioro de éstas.

En conjunto utilizando los dos sensores simultáneamente se logra controlar la alta humedad relativa que deteriora a los elementos del equipo y papelería, la baja humedad relativa ocasiona que rápidamente sea almacenada la estática y no haya manera que se descargue.

## IIB.3.- Medidor de cargas estáticas.

Como fué señalado en el capítulo de presentación del problema una de las variables que tiene que ser controlada en un centro de cómputo es la carga electrostática, la cual tiende a afectar primordialmente a las unidades de: discos, cintas, y unidades centrales de procesamiento cuando ésta sale fuera de su rango de operación.

Como es bien sabido, la carga electrostática en la actualidad no es una variable que se mida, sino más bien se toman las medidas adecuadas para que ésta no exista como son: llevar a tierra los chasis de las diferentes unidades, poner pisos antiestáticos, los cuales están hechos a base de materiales conductores y que son conectados a tierra física mediante una malla, filtros antiestáticos que se ponen a la salida de los ductos de aire acondicionado, regulación de la temperatura y humedad relativa en el medio ambiente del centro de cómputo, empleo de materiales conductores en los mobiliarios a fin de descargarse mediante el piso falso a través de sus bases que deben de ser metálicas, o en su defecto lubricadas con grasa de grafito la cual es conductora.

Sin embargo nunca esta por demás que una variable que pueda ser monitoreada, y controlada se mida para prevenir que sus desviaciones produzcan problemas.

Para tal efecto el comité eléctrico internacional ha dictaminado que para el buen funcionamiento de los equipos de un centro de cómputo, que mantienen su óptima operación en un rango de humedad relativa entre 40 y 60 % el campo eléctrico electrostático debe de estar entre 3 y 5 Kv/m.

Para garantizar lo anterior nuestro sensor tiene una escala de cero a  $\pm 10$  Kv/m, que representa un 50% del valor máximo que puede ser medido por nuestro dispositivo.

Así mismo a fin de efectuar las mejores mediciones debemos de elegir el peor lugar, es decir, el que es más favorable para la acumulación de carga electrostática.

Con fundamento en lo anterior en nuestro centro de cómputo el mejor lugar será aquél que tenga las siguientes características:

- 1.- sitio donde la temperatura sea más elevada.
- 2.- lugar en el que el aire tenga el menor movimiento posible.
- 3.- a una altura mayor a la del piso falso ya que éste teóricamente se encuentra a un potencial de cero volts.
- 4.- área con menor humedad relativa en el aire ya que la carga estática se adquiere con mayor facilidad cuando la humedad relativa es baja.

De conformidad con lo anterior consideramos que a una altura de 50 cm del nivel del piso y entre dos rejillas del aire acondicionado encontraremos las condiciones mencionadas en los párrafos anteriores y por ende el sitio idóneo para nuestro sensor.

El funcionamiento de nuestro sensor será el siguiente: dado que la escala de nuestro dispositivo es de cero a  $\pm 10 \text{ Kv/m}$ , cuando en el medio ambiente se encuentre que existe una intensidad de campo mayor de más  $5 \text{ Kv/m}$  o,  $-5 \text{ Kv/m}$  se enviará una señal de alarma que será procesada por nuestro MCU.

Lo anterior será efectuado mediante el diseño de la interfase adecuada y el programa que contenga el micro controlador. Mismos que se desarrollarán y analizarán en los próximos capítulos.

#### **I Ib.4.- Medidor de flujo de aire.**

El sitio óptimo donde colocaremos nuestro sensor para medir el flujo de aire es a la salida de las manejadores de aire.

#### **I Ib.5.- Medidor de acústica.**

Aunque generalmente los equipos de cómputo, vienen de fábrica con un aislante acústico, el cual impide que el ruido

generado por estos, sea transferido al medio ambiente, o en su defecto lo menos posible. Pero no siempre lo anterior es cierto.

Por otro lado, también mucho del ruido dentro del cuarto de cómputo, es emitido por las manejadores de aire acondicionado, así como por el personal y equipo adicional que se encuentre u opere dentro de éste.

Además, al diseñar un cuarto de cómputo, las paredes y techos generalmente son de un material que absorbe ruido (material acústico). Sin embargo, es recomendable tener una medida del ruido que exista dentro de dicho cuarto, ya que como se menciona anteriormente, el ruido afecta principalmente al personal de operación.

Si el ruido dentro del cuarto de cómputo es intenso y constante, este muchas veces provocará fallas en el personal de operación (por falta de concentración), y en el peor de los casos, puede causar problemas de salud en dicho personal.

Por lo dicho en párrafos anteriores, el sensor de ruido se recomienda este instalado en el área de operación.

#### **Iib.6.- Sensor de Humo.**

Pasaremos ahora a mencionar los lugares adecuados y óptimos

para la colocación de los sensores de humo, la cual es otra de las variables a controlar por nuestro sistema.

Sabemos que generalmente, tanto el piso, paredes y techos para cuartos de cómputo son contruidos con material de combustión lenta. Por lo que los sensores de humo dentro de nuestro cuarto de cómputo, nos sirven básicamente para protección del equipo de cómputo, principalmente las unidades de disco para evitar los comúnmente conocidos "atterrizajes de cabezas"; los cuales se dan al pasar partículas de humo, por el espacio que existe entre la cabeza de lectura/escritura y la superficie de lectura/escritura del disco.

También, no debemos olvidar que estos sensores, tienen la función de indicar la posibilidad que existe de un incendio.

Para la instalación de los sensores de humo, debemos considerar lo siguiente:

- a.- Lugares con material flamable.
- b.- Tableros de distribución de carga.
- c.- Equipo sensible a humo.

#### Lugares con material flamable.

Estos lugares son aquellos en los cuales existe material flamable como: papel, madera, tela, etc. Dentro del cuarto de

cómputo generalmente se trabaja con impresoras y/o terminales de impresión, las cuales trabajan con papel, y debido a esto se tiene una cantidad conveniente de papel para su uso.

#### **Tableros de distribución de carga.**

En los tableros de distribución de carga, debemos tomar en cuenta que por la naturaleza del funcionamiento de estos, se pueden producir y/o provocar arcos de corriente (chisporroteos de energía), los cuales pueden causar que los materiales que sean alcanzados por estos, pudieran encenderse en flama y provocar un incendio. Generalmente, para evitar los incendios debido a lo anteriormente mencionado, se procura en lo posible, no colocar materiales flamables cercanos a dichos tableros.

#### **Equipo sensible a humo.**

Esto normalmente se dá por las especificaciones de fabricación y/o funcionamiento del equipo.

Considerando lo dicho en los párrafos anteriores, es arriba de estos lugares donde debemos de colocar nuestros sensores de humo.

Estos sensores, generalmente se colocan sobre el techo, ya que por las propiedades físicas del humo, éste tiende a subir, debido a que su densidad es menor que la del aire del medio

ambiente.

#### I Ib.7.- Medidor de Vibraciones.

Dentro del análisis de selección de los transductores, se tiene en cuenta un aspecto muy importante para su correcto funcionamiento, esto es, la localización de cada uno de ellos, en el lugar más apropiado para cada variable a medir, con esto se asegura que los sensores tendrán menor posibilidad de error, cada uno de los transductores debe tener una localización óptima dentro del cuarto de cómputo. Como se explico anteriormente en otro tema, los desplazamientos o vibraciones pueden causar en cierto momento problemas al sistema ya sea, pérdida de información, errores de lecturas y escritura o algún otro problema.

En este tipo de sistema, hay muchos lugares importantes que son susceptibles a cualquier tipo de vibración, la cual puede ocasionar serios problemas dentro del sistema. En tal caso, y tomando en cuenta lo anterior, se eligio el sitio más adecuado para sensar la señal de vibración que ha de ser controlada.

La localización óptima, en nuestro caso será en las unidades lectoras de disco, tanto disco duro como flexibles, así como las lectoras de cinta magnéticas. Estas unidades pueden presentar grandes problemas dentro del sistema, debido a vibraciones o movimientos bruscos que se puedan presentar. Tanto

en discos duros como en discos flexibles, hay una pequeña separación entre las cabezas lectoras y la superficie de los discos, de tal manera que al haber un movimiento se puede presentar roces o choques entre ambas y esto puede dañar la superficie de los discos, y en consecuencia la información que contienen. En las cintas magnéticas, dicha cinta pasa sobre la cabeza lectora, y ésta tiene que ejercer una pequeña presión sobre la superficie de la cinta para tener un buen contacto y así lograr una buena transmisión de información. En el momento en que se presenta una vibración considerable, la cabeza puede presionar más de lo debido la cinta y dañarla o bien no tocarla lo suficiente, de tal forma que se puede perder información.

De acuerdo con esto, el lugar más indicado para colocar los sensores de vibración es en las unidades de lectura y escritura del sistema (Discos duros, discos flexibles y cintas magnéticas) o muy cerca de ellos, ya que los sensores pueden detectar fácilmente pequeños movimientos a una distancia más o menos alejada del lugar donde se presenta el fenómeno, entonces pueden ser medidos la mayoría de los desplazamientos que ocurran dentro del sistema y con mayor razón de vibraciones en estas unidades.

Para todo esto, también es necesario colocar de una manera correcta el transductor (strain gauge) de vibración. Para evitar que el sensor produzca errores en la medición de la señal, se lleva a cabo una técnica sencilla para su colocación o adhesión en la superficie donde se ha de instalar, a continuación se

explica brevemente la forma de colocación del transductor.

#### Montaje del transductor. (Preparación de la superficie).

Con el fin de que el adhesivo a utilizar en el montaje del sensor tenga un buen rendimiento, es necesario que la superficie sea debidamente acondicionada antes de colocar éste. De acuerdo con las especificaciones del fabricante se deben seguir las siguientes instrucciones para una superficie metálica:

1) Es necesario desengrasar o eliminar impurezas de la superficie donde ha de ser colocado el sensor, esto se soluciona mediante la aplicación de un solvente tal como: Cloroetileno, alcohol, freón o cualquier otro que nos ayude a limpiar la superficie, la cual debe tener el doble del tamaño del strain gauge. Sin dejar evaporar el solvente, se limpia el área de adhesión con una gasa o trapo limpio, este procedimiento se repite tantas veces sea necesario hasta que la superficie quede perfectamente limpia. El mejor solvente para este caso es el freón. La figura 2.1, nos muestra este procedimiento.

2) Para eliminar irregularidades y restos de óxido en la superficie, es necesario lijarla y pulirla con una lija suave, humedeciéndola en un ácido débil para evitar que queden partículas debido al lijado del material. Además de esto es necesario neutralizar el ácido con una solución alcalina, para que el pH de la superficie esté en óptimas condiciones para

recibir el adhesivo. Después de esto es necesario trazar unos ejes de referencia para la colocación adecuada del sensor en el área de adhesión; estos ejes son para colocar el sensor de acuerdo a la dirección de los desplazamientos. La figura 2.2 nos muestra este procedimiento.

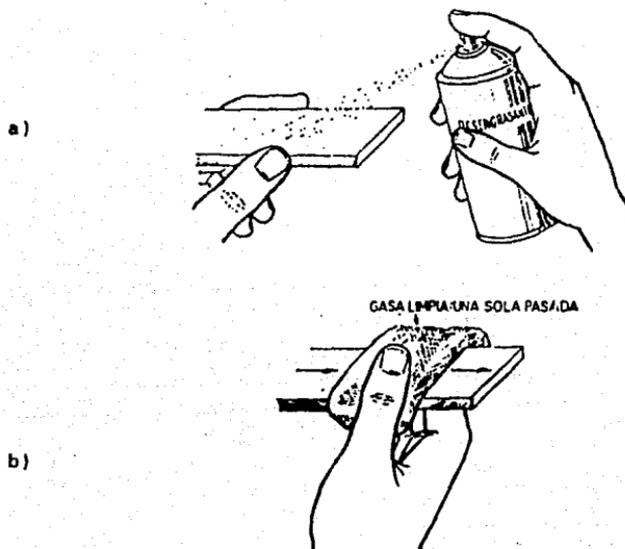


Figura 2.1.- (a) Desengrasado; (b) Limpieza.

3) Para llevar el strain gauge desde su estuche hasta la superficie donde se ha de colocar, es necesario colocarlo primero en un vidrio limpio con unas pinzas para evitar ensuciarlo, con una cinta adhesiva transparente se efectúa el

traslado hacia la superficie de instalación, colocándolo de acuerdo a los ejes de referencia trazados anticipadamente. La figura 2.3, nos muestra este procedimiento.

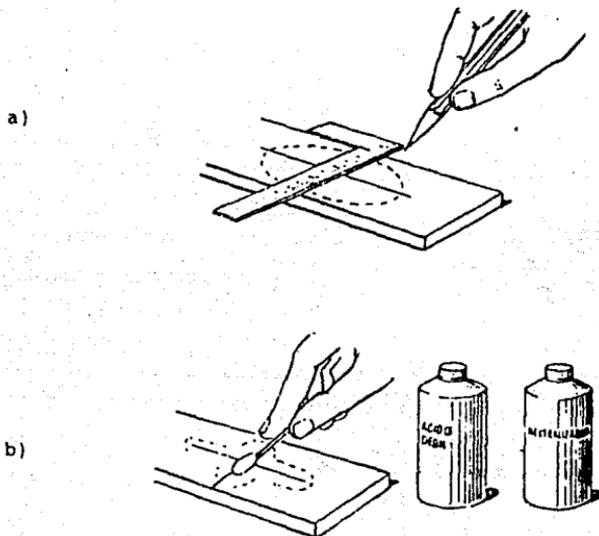


Fig. 2.2.- (a) Trazado de ejes de referencia; (b) Neutralización.

4) Se procede a colocar el transductor en la superficie, el adhesivo a utilizar puede variar de acuerdo a las especificaciones de colocación. Los adhesivos más utilizados para este caso son: Resina epóxica, polimida o cemento cerámico, puede haber otro tipo de adhesivos al igual que desengrasantes, pero estos son los más apropiados para este caso.

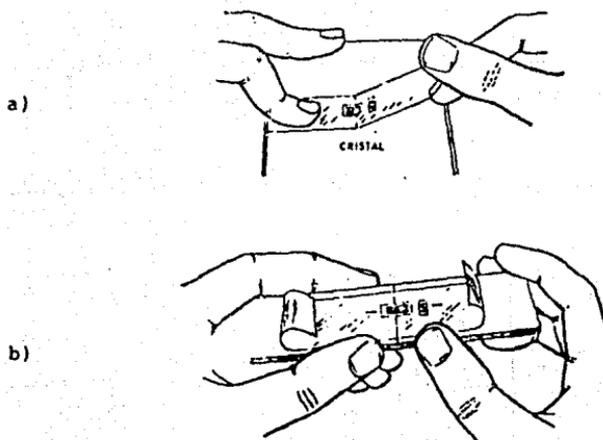


Figura 2.3.- (a) Traslado del cristal hacia la superficie de colocación; (b) Colocación del transductor.

Una vez montado el transductor y con los hilos de interconexión ya soldados, es necesario hacer algunas comprobaciones:

1) **INSPECCION OCULAR:** Con una lupa de gran aumento, se puede observar si no ha quedado alguna bolsa de aire o zona sin adherir bajo el soporte del sensor.

2) **COMPROBACION DE AISLAMIENTO:** Por medio de un ohmetro se mide la resistencia de aislamiento, si es menor a 100 megohms, puede

haber errores de medición.

3) **MEDICION DE LA RESISTENCIA:** Es necesario medir la resistencia del sensor con un ohmetro de alta sensibilidad.

La figura 2.4 nos muestra el aspecto de un strain gauge ya instalado.

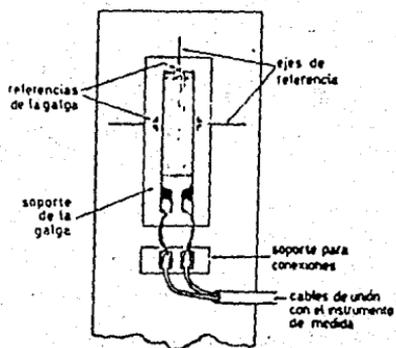


Figura 2.4.- Aspecto de un strain gauge ya montado.

**IIC.- Diseño de cada una de las interfases hacia el MCU.**

**IIC.1.- Transductor de temperatura.**

En el diagrama de bloques se puede observar la etapa sensora de temperatura, la cual sólo consta del transductor

LM35C, donde éste estará en contacto con el medio ambiente.

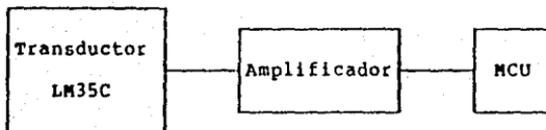


Figura 2.5.- Diagrama de bloques del medidor de temperatura.

La etapa siguiente es el amplificador, que consta de un arreglo de componentes, básicamente formado de un TL074. En esta etapa, se amplifican los voltajes obtenidos del transductor para asegurar una entrega de 0 a 5 volts al MCU y esta etapa se implementa en base a un circuito amplificador no inversor muy básico.

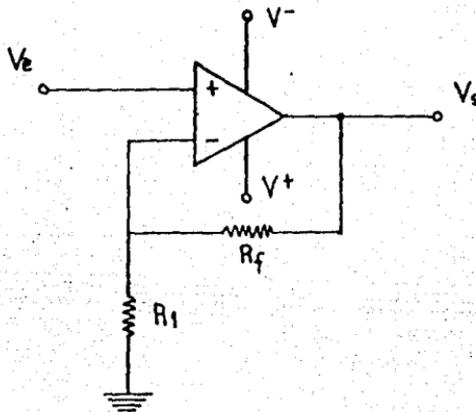


Figura 2.6.- Circuito amplificador (no inversor).

## Iic.2.- Transductor de humedad.

El transductor de humedad es de tipo resistivo, el PCRC-11 HD (sensor) de la PHYS-CHEM SCIENTIFIC CORP. El copolímero estireno es un recubrimiento químico del sensor, esta capa resistiva varía con la humedad relativa y su respuesta es razonablemente corta, del orden de segundos.

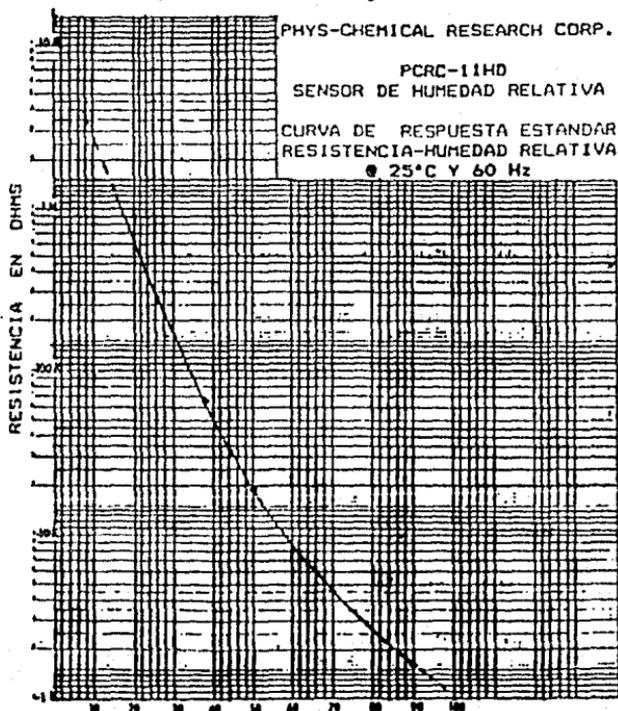


Figura 2.7.- Variación de la resistencia del transductor de humedad relativa, ante los cambios de esta variable.

Comparando el comportamiento del sensor (resistividad) contra la humedad relativa del medio ambiente (ver figura 2.7) se aprecian dos rangos diferentes de humedad, de 0 % a 28 % es una recta, y 28 % al 100 % es una curva, cubriendo cuatro décadas de valores de resistencia del transductor 1 K - 10 M .

De la gráfica se observa que el comportamiento del transductor varía en 1% de error de humedad relativa, que garantiza un rango de trabajo en 15 % a 90 % .

Para el diseño del circuito que realizará las lecturas de humedad a través del transductor, se debe evitar que pasen componentes significativas de corriente directa, esto implica que el sensor deba estar alimentado por una señal de AC sin componente de CD. para evitar migración electroquímica en detrimento de su funcionamiento.

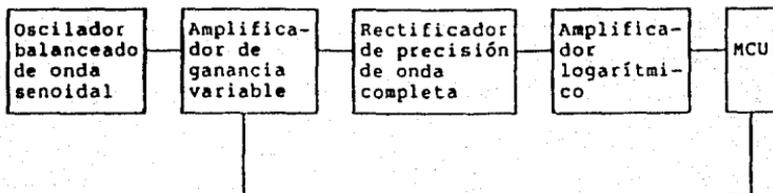


Figura 2.8.- Diagrama de bloques del circuito para la medición de humedad relativa.

## Oscilador balanceado de onda senoidal.

Cuando el voltaje de salida del oscilador aumenta arriba del voltaje zener, éste o el otro (dependiendo de la polaridad de  $V_o$ ) se interrumpe. Entonces el zener deriva al resistor de 10 K $\Omega$  para reducir la ganancia del amplificador y evitar que  $V_o$  se impulse hasta  $-V_{sat}$ . El resistor de 25 K $\Omega$  permite el ajuste de  $V_o$  desde valores pico de cerca de  $1.5 V_z = 8V$  a  $-V_{sat}$ . La salida de onda senoidal resultante tiene muy poca distorsión. Para mejores resultados, la salida del oscilador se conecta a un seguidor de voltaje para evitar sobrecarga indebida.

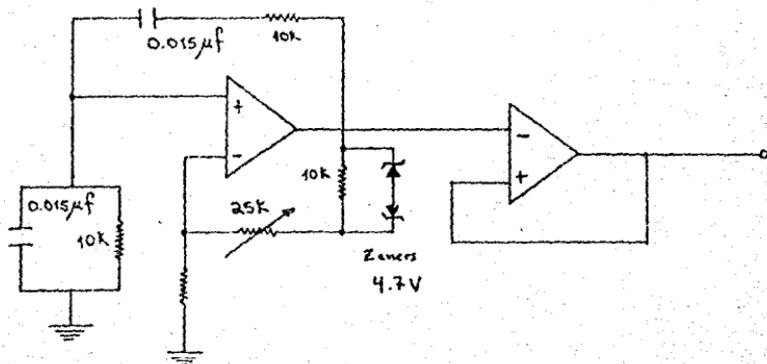


Figura 2.9.- Oscilador de onda senoidal.

## Amplificador de ganancia variable.

Se utiliza un amplificador operacional (TL074) en configuración de inversor. La función de transferencia es:

$$V_s = - \frac{R_f}{R_e} \times V_e \quad 2.1$$

Es importante resaltar el hecho de que la terminal de  $R_e$  esté conectada a la entrada inversora del amplificador operacional, se encuentre a tierra virtual y si su extremo opuesto recibe una señal balanceada en voltaje respecto a cero, dicha resistencia se encontrará bajo condiciones permanentes de funcionamiento sin componente de directa. Esto ha sido previsto, de manera que en este sitio sea colocado el transductor de humedad relativa, consiguiendo así hacerlo operar de acuerdo a las condiciones especificadas por el fabricante.

Posteriormente veremos que en el último bloque (amplificador logarítmico) es conveniente que los niveles de voltaje empleados como entradas a él, se encuentren dentro de un rango de 0 a 10 Volts. Pero antes de entrar a esta etapa tenemos un rango de voltaje positivo y negativo de 5 Volts. La ganancia de diseño máximo para esta etapa deberá ser 2.

El switcheo para tomar los valores de resistencia fija para cada rango se realiza por medio de un multiplexor (4053, U5) de una entrada a dos salidas, el cual es controlado por una señal proveniente del MCU.

Los rangos de humedad relativa, que corresponden a la resistencia eléctrica del transductor y que deben de tomarse en

cuenta al realizarse la realimentación del amplificador operacional, a fin de obtener la máxima ganancia igual a dos, para los valores mínimos de resistencia del transductor para cada uno de los rangos.

Rangos de HUMEDAD RELATIVA (%)		Rangos de resistencia del transductor ( $\Omega$ )		Resistencia de realimentación ( $\Omega$ )
mín	máx	mín	máx	
0	28	200	10,000	400
28	100	1	200	2

Figura 2.10.- Resistencia de realimentación de acuerdo a los rangos de humedad relativa y valores de resistencia del transductor.

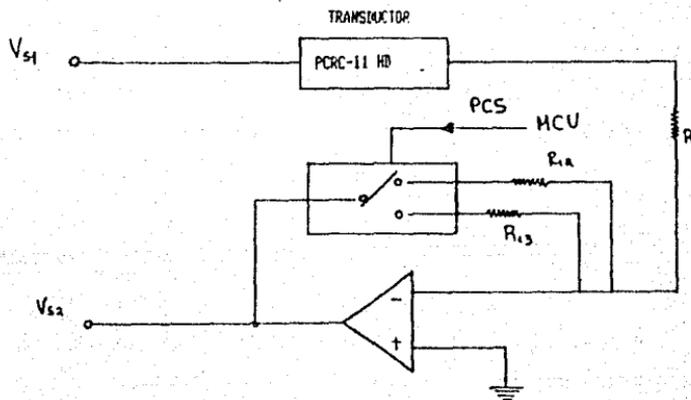


Figura 2.11.- Diagrama del amplificador de ganancia variable.

Observando los valores de la tabla (figura 2.10), la resistencia fija de realimentación deberá ser el doble del valor mínimo de resistencia del transductor en cada rango, por lo tanto a la salida de este bloque se obtendrá una forma de onda cuadrada, cuyos valores pico a pico, variarán entre  $\pm 10$  Volts como máximo y  $\pm 50$  mV como mínimo. Ver figura 2.11.

#### Rectificador de precisión de onda completa.

En esta etapa se pretende rectificar y filtrar la señal cuadrada que se obtiene a la salida del amplificador de ganancia variable, con el fin de obtener un nivel de voltaje constante cuyo valor sea proporcional, a la humedad relativa del medio ambiente (considerando también la forma logarítmica).

Debido a los bajos voltajes (50 mV) dicha rectificación tiene que ser de precisión y olvidarse del rectificador de diodos convencional. Por lo tanto el circuito que se utilizará es de dos amplificadores operacionales AO1 y AO2 (en TL074) y los diodos  $D_1$  y  $D_2$  (1N914) y resistencias  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ ,  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  y  $R_{18}$  todas con el mismo valor, los capacitores  $C_2$  y  $C_3$  como muestra la figura 2.12.

En la figura 2.13, se muestra el funcionamiento cuando el voltaje de entrada es positivo. El diodo  $D_1$  conduce, mientras que  $D_2$  se encuentra en corte, de manera que ambos amplificadores se comportan como inversores.

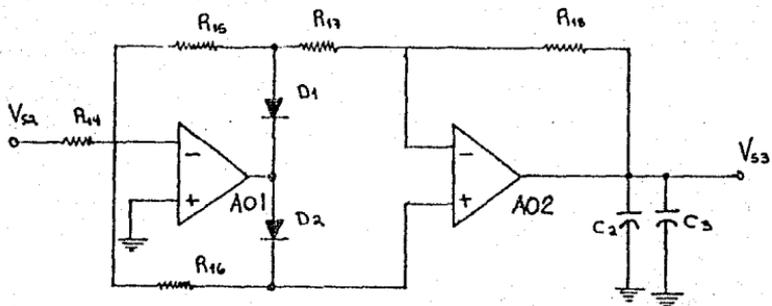


Figura 2.12.- Rectificador de precisión de onda completa.

Como la entrada inversora del amplificadores AO1 está a tierra virtual, se establece en  $R_{14}$  una corriente  $I_1 = V_e / R$ , que es la misma que circula a través de  $R_{15}$ , por lo que :

$$V_1 = - R \times I_1 = - V_e \quad 2.2$$

Al no circular corriente en  $R_{16}$  la entrada no inversora del amplificador AO2, se encuentra a tierra virtual, al igual que la inversora y  $V_2 = 0$ , por lo que la corriente a través de  $R_{17}$  es  $I_2 = V_e / R$  que es la misma corriente que circula a través de  $R_{18}$ , donde:

$$V_s = R \times I_2 \quad 2.3$$

$$V_s = V_e \quad \text{cuando } V_e > 0 \quad 2.4$$

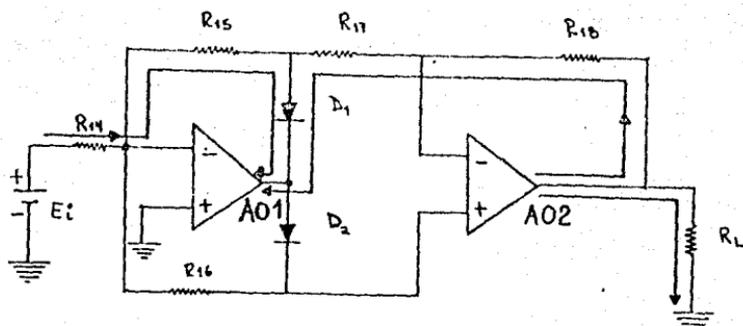


Figura 2.13. Flujo de la señal con entrada positiva.

Cuando el voltaje de entrada sea negativo (ver figura 2.14). En este caso el diodo  $D_2$  conduce, mientras que  $D_1$  se encuentra en corte. Como la entrada inversora del amplificador AO1, está a tierra virtual, la corriente a través de  $R_{14}$  es:

$$I = \frac{V_e}{R_{14}} \quad 2.5$$

pudiendo además establecerse que:

$$I = I_1 + I_2. \quad 2.6$$

Ambas entradas al amplificador operacional AO2, se encuentran al mismo potencial y debido a que  $R_{15} = R_{17} = R_{18}$ , se obtiene  $I_2 = 2I_1$  por lo tanto  $I = 3I_1$ ,  $I_1 = (1/3)I$ ,  $I_2 = (2/3)I$

con esto se obtiene:

$$V_1 = R_{15} \times I_1 = \frac{1}{3} R \times I = \frac{1}{3} V_e \quad 2.7$$

$$V_2 = V_1 + R_{17} \times I_1 = \frac{1}{3} V_e + \frac{1}{3} R \times I = \frac{2}{3} V_e \quad 2.8$$

y de manera similar, el potencial a través de  $R_{18}$ , es  $(1/3)V_e$ , por lo que  $V_e = V_e$  cuando  $V_e < 0$ .

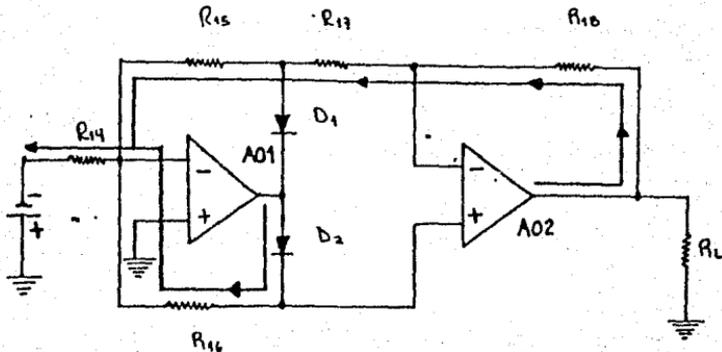


Figura 2.14.- Flujo de la señal con entrada negativa.

El valor de las resistencias, se elige, de manera que la corriente que circule sea pequeña, para mantener bajo el consumo de potencia y lograr que estos componentes sean de dimensiones reducidas.

Seleccionando resistencias con capacidad de disipación de potencia de 1/4 de watt y conociendo que el máximo valor de voltaje a obtener será de 10 Volts, se puede establecer la siguiente desigualdad:

$$VI \leq 250 \text{ mW}$$

$$I \leq 250/10$$

$$I \leq 25 \text{ mA}$$

Los diodos seleccionados soportan una corriente promedio de 200 mA y el peor de los casos es que circule 2I a través de  $D_1$ , por lo que no existe problema en cuanto a estos dispositivos.

Para obtener un bajo consumo de potencia, se elige  $I = 1 \text{ mA}$  y se obtiene que  $R = 10 \text{ K}\Omega$ .

Por último los capacitores entre la salida del AO2 y tierra,  $C_2$  y  $C_3$ , sirven para filtrar las señales de alta y baja frecuencia a la salida del circuito. Se eligieron los valores de  $0.1 \mu\text{f}$  para el filtrado de alta frecuencia y  $10 \mu\text{f}$  para el de baja frecuencia.

#### Amplificador logarítmico.

Para esta etapa se utilizará un ICL8048, que es un

amplificador logarítmico monolítico, es capaz de manejar una variación de tres décadas de voltajes de entrada, está totalmente compensado por temperatura y ha sido diseñado para entregar un volt de salida por cada cambio de una década en el voltaje de entrada, considerando un factor de escala igual a uno, la corriente de referencia y los voltajes de offset, son ajustables desde fuera del circuito por medio de componentes externos.

Analizando el circuito del amplificador logarítmico, observamos que :

$$I_e = I_{CQa} \quad 2.9$$

$$V_{BEQa} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_e}{I_{SQa}} \quad 2.10$$

$$V_{BEQb} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_e}{I_{SQb}} \quad 2.11$$

$$V_a = \frac{R_{22}}{R_B + R_{22}} V_s \quad 2.12$$

Considerando un voltaje diferencial igual a cero entre las entradas inversora y no inversora del amplificador operacional A04 (al igual en el caso del A03), se puede establecer la ecuación :

$$V_a = V_{BEQa} - V_{BEQb} \quad 2.13$$

sustituyendo (2.13) en (2.12) y despejando  $V_s$ , tenemos

$$V_s = - \frac{R_B + R_{22}}{R_{22}} (V_{BEQb} - V_{BEQa}) \quad 2.14$$

sustituyendo (2.10) y (2.11) en (2.14) tenemos :

$$V_s = - \frac{KT}{q} \frac{R_B + R_{22}}{R_{22}} \left( \ln \frac{I_e}{I_{SQa}} - \ln \frac{I_r}{I_{SQb}} \right) \quad 2.15$$

$$V_s = - \frac{KT}{q} \frac{R_B + R_{22}}{R_{22}} \ln \frac{I_e I_{SQb}}{I_{SQa} I_r} \quad 2.16$$

Debido a que ambos transistores (Qa y Qb), están contruidos en el mismo sustrato de silicio, con la misma geometría y se encuentran en condiciones similares de temperatura y operación, sus corrientes inversas de saturación, pueden considerarse iguales, aún ante amplias variaciones en la temperatura ambiente, por lo cual se obtiene :

$$V_s = - \frac{KT}{q} \frac{R_B + R_{22}}{R_{22}} \ln \frac{I_e}{I_r} \quad 2.17$$

Transformando de logaritmos naturales a logaritmos decimales, obtenemos :

$$V_s = - \frac{KT}{q} \frac{R_B + R_{22}}{R_{22}} \text{Ln}10 \log_{10} \frac{I_e}{I_r} \quad 2.18$$

El circuito integrado ICL8048 presenta la particularidad de estar diseñado de manera que el término:

$$K = \text{Ln}10 \frac{KT}{q} \frac{R_B + R_{22}}{R_{22}} \quad 2.19$$

el factor de escala, sea igual a uno cuando  $R_{22} = 1 \text{ K}$ .

De hecho el fabricante especifica que el circuito puede operar para diversos valores de K, los que se obtienen al variar el valor de  $R_{22}$ . El valor que debiera tener  $R_{22}$  en función del deseado para K, puede obtenerse por medio de la fórmula:

$$R_{22} = \frac{941}{K - 0.059} \quad 2.20$$

Como en nuestro caso deseamos una variación de 2 Volts a la salida del circuito por cada década de variación de voltaje de entrada ver figura 2.15 (a fin de ocupar casi por completo el rango de valores de voltajes de operación 0 a 5 V del convertidor A/D del MCU), se obtiene a través de la ecuación

(2.20) el valor de  $R_{22} = 485 \Omega$ , con lo que se podrá expresar  $V_s$  como:

$$V_s = -2 \text{ (Volts) } \log \frac{I_e}{I_r} \quad 2.21$$

como:

$$I_e = \frac{V_e}{R_{19}} \quad 2.22$$

$$V_s = -2 \text{ (Volts) } \log \frac{V_e}{R_{19} I_r} \quad 2.23$$

En vista de que los valores de  $I_r$  y  $R_{19}$  son constantes, se obtiene el voltaje de salida en función del logaritmo decimal del voltaje de entrada.

La corriente de referencia máxima para el circuito, de acuerdo a especificaciones del fabricante, es de 2 mA (Ver apéndice), y con el fin de que opere el circuito en el valor medio, se elige que  $I_r = 1 \text{ mA}$ .

De acuerdo con la ecuación (2.23), el mayor voltaje de entrada provocará el menor voltaje de salida. Conociendo que el mayor voltaje de entrada será de 10 Volts y seleccionando como menor voltaje de salida 0 volts, de la misma ecuación (2.23), se obtiene que el producto  $R_{19} \times I_r$ , deberá ser igual a 10 volts y habiendo elegido  $I_r = 1 \text{ mA}$ , se obtiene que el valor de  $R_{19}$  deberá ser de 10 K .

Sustituyendo estos valores en la ecuación (2.23), obtenemos la función de transferencia para este bloque :

$$v_s = - 2 \log \frac{V_e}{10} \quad 2.24$$

Como la variación aproximada que tendremos en los voltajes de entrada será de 50 mV a 10 mV, se obtendrá como rango de voltajes de salida de 4.6 V a 0 V y el cambio en el voltaje de salida será de 2 Volts por cada década de variación en los voltajes de entrada, lo cual se expresa en forma gráfica por medio de la figura 2.15.

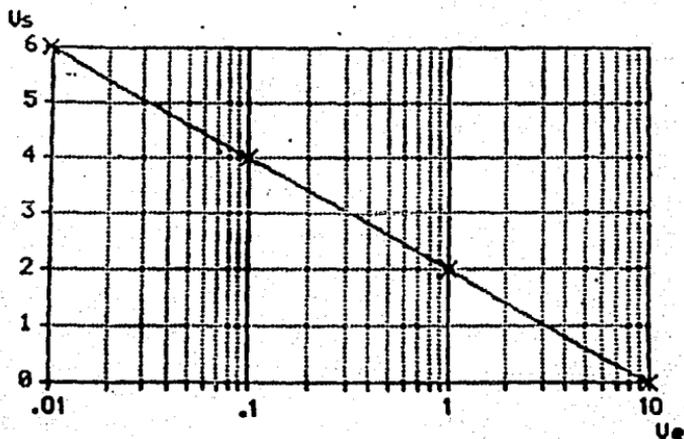


Figura 2.15.- Variación de voltaje de salida con respecto a los de entrada para el amplificador logarítmico.

Con el fin de que la respuesta del circuito sea la más cercana posible a la descrita por la ecuación (2.24), es necesario que sean independientes de la variación de la temperatura, el valor del factor de escala  $K$ , el valor de resistencia de entrada  $R_{19}$  y el valor de la corriente de referencia  $I_r$ .

El factor de escala  $K$ , se tiene que  $(KT/q) \ln 10$  tiene un valor aproximado de 59 mV a 25 °C, y con el fin de que se obtenga una variación de 2 volts de salida por cada década de variación en el voltaje de entrada, el término  $(R_B + R_{22})/R_{22}$ , deberá valer 33.9 de acuerdo a la ecuación 2.18. Como  $R_B$  es una resistencia interna, cuyo valor a 25 °C es de 15.95 K $\Omega$ , entonces el valor de la resistencia externa  $R_{22}$  deberá ser de aproximadamente 485 $\Omega$ . Con el objeto de que el factor de escala  $K$  se mantenga constante a pesar de las variaciones de temperatura, el término  $(R_B + R_{22})/R_{22}$ , debe tener una característica inversamente proporcional a la temperatura  $(1/T)$ , de manera que compense al término  $KT/q$ . En el ICL8048 esto se obtiene por medio de la resistencia interna  $R_B$ , que es del tipo de película metálica delgada, y durante el proceso de fabricación del circuito integrado, ha sido depositado en su interior. Como ya se dijo el valor nominal de esta resistencia a 25 °C es de 15.95K $\Omega$  y posee un coeficiente de temperatura cuidadosamente diseñado, para poner la compensación necesaria por variaciones de dicho parámetro ambiental.

De lo hasta ahora dicho respecto al bloque aquí tratado, puede notarse que algunas de las principales ventajas obtenidas de emplear en el circuito integrado ICL8048, son :

- Las características inherentes de acoplamiento entre los transistores  $Q_a$  y  $Q_b$ .
- La presencia de la resistencia interna de película metálica delgada  $R_B$ .

Ya que ambos hechos permiten y simplifican la compensación en temperatura necesaria en este bloque.

Las resistencias  $R_{22}$  y  $R_{19}$  (el segundo punto el valor de la resistencia de entrada  $R_{19}$ ), son externas y deberán ser del tipo de película metálica de bajo coeficiente de temperatura.

En cuanto al tercer punto (el valor de la corriente de referencia  $I_r$ ), se obtiene la no dependencia de las variaciones en temperatura para la corriente de referencia  $I_r$ , por medio del uso de una fuente de corriente constante, compensada en temperatura. Para este efecto, se emplea un circuito integrado LN234 (que es una fuente de corriente ajustable de tres terminales), configurado gracias a tres componentes externos, dos resistencias  $R_{20}$  y  $R_{21}$  con un diodo 1N457, como fuente de corriente constante con coeficiente de temperatura cero, (ver figura 2.16). Por medio de este circuito se obtendrá (sin

importar las variaciones de temperatura), una corriente constante de 1 mA, que se empleará como entrada a la terminal 16 del amplificador logarítmico ICL8048.

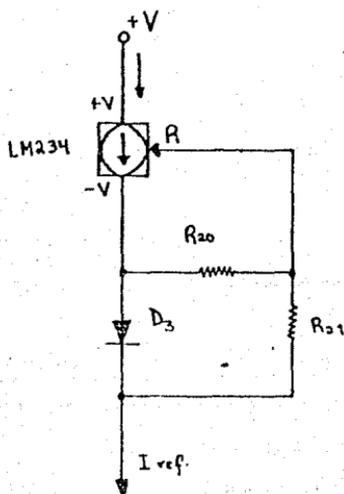


Figura 2.16.- Fuente de corriente constante con coeficiente de temperatura cero.

A continuación se obtienen los valores de las resistencias  $R_{20}$  y  $R_{21}$ , que se emplearán asociadas al LM234, de acuerdo a las recomendaciones del fabricante (ver apéndice).

$$R_{21} = 10 R_{20} \quad 2.25$$

$$I_r = 2IR_{20} \quad 2.26$$

y como deseamos que  $I_r = 1 \text{ mA}$ , tenemos que  $IR_{20} = 0.5 \text{ mA}$ .

De los datos técnicos para el LM234, tenemos que a  $25 \text{ }^\circ\text{C}$

$$VR_{20} = 64 \text{ mV} \quad 2.27$$

$$R_{20} = VR_{20}/IR_{20} = 0.64/5 \times 10^{-3} = 128 \quad 2.28$$

por lo tanto

$$R_{21} = 1.28 \text{ K}\Omega \quad 2.29$$

Esta configuración del circuito integrado LM234, actúa como fuente de corriente constante con el coeficiente de temperatura cero, gracias a las dependencias de la corriente que circula a través del diodo con respecto a la temperatura y que se observa en la ecuación de corriente del diodo.

$$I_D = I_s e^{qV_D/KT} \quad 2.30$$

De acuerdo a ello, dicha dependencia es inversamente proporcional a la temperatura, lo cual compensa la variación directamente proporcional a la temperatura en la corriente de salida del LM234.

Respecto a los efectos térmicos, es necesaria la cercanía física entre la fuente de corriente y el diodo de compensación,

a fin de que este proceso se efectue de una manera adecuada.

De igual forma, la resistencia de ajuste  $R_{20}$ , deberá encontrarse físicamente cercana a la fuente de corriente, evitando colocarla en sockets, debido a que los niveles de voltaje que determinan la corriente de operación, son menores a 100 mV, por lo que habrán de evitarse los efectos de aumento y/o variación de resistencia en las uniones de este componente.

Volviendo al circuito integrado ICL8048, es importante señalar que deberán ser ajustados los voltajes de offset de los amplificadores operacionales internos (AO3 y AO4), al igual que la resistencia  $R_{22}$  que determina el factor de escala a emplear.

Habrá que señalar al respecto, que un amplificador logarítmico, a diferencia de un amplificador operacional normal, no puede ser ajustado en su offset con sólo aterrizar sus entradas (ya que el logaritmo de cero tiende a menos infinito); al reducir la corriente de entrada a cero, se priva a  $Q_a$  de corriente de colector, abriéndose la malla de realimentación alrededor del AO3.

En vez de esto, es necesario ajustar el voltaje de offset en cero, para cada uno de los amplificadores operacionales (AO3 y AO4) por separado y después de ello ajustar el factor de escala.

En la figura 2.17, se observa el diagrama electrónico correspondiente al bloque aquí descrito, con todos los elementos que contendrá y a él se hace referencia en la siguiente descripción acerca de los ajustes de offset y factor de escala.

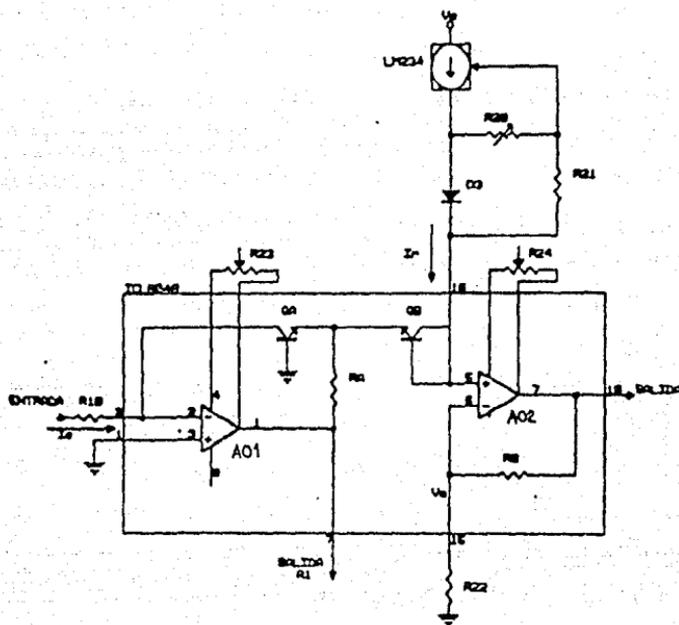


Figura 2.17.- Circuito definitivo para el amplificador logarítmico.

1.- Se deberá conectar durante el ajuste una resistencia de 10 K $\Omega$  entre las terminales 2 y 7 del ICL8048 (obteniendo un

amplificador inversor con ganancia uno). Sin voltaje de entrada alguno, se ajusta  $R_{23}$  hasta que la salida del AO3 (terminal 7), sea 0 V. Una vez hecho lo anterior, se retira la resistencia de 10  $\text{k}\Omega$  colocada temporalmente.

2.- Se hace que el voltaje de entrada sea igual a 10 V, a fin de obtener una corriente de entrada  $I_e = 1 \text{ mA}$ , igual a la de referencia  $I_r$  y se ajusta  $R_{24}$ , de manera que se obtenga 0 V como salida de AO4 (terminal 10).

3.- Se hace que el voltaje de entrada sea igual a 100  $\text{mV}$ , obteniendo una corriente de entrada de 10  $\mu\text{A}$ , mientras que la corriente de referencia continua siendo 1  $\text{mA}$  (2 décadas mayor). Se ajusta  $R_{22}$  para obtener un voltaje de salida de 4 V, consiguiendo así un factor de escala de 2 V/década.

Del análisis antes efectuado respecto al amplificador logarítmico, se tiene que el voltaje  $V_s$  a su salida, que es el de salida del circuito externo al MCU, puede expresarse como:

$$V_s = -2 \log \frac{V_e}{10} \quad 2.31$$

donde:

$$V_e = \frac{R_r}{R_t} 5 \quad 2.32$$

por lo tanto:

$$V_g = - 2 \log \frac{R_r}{2R_t} \quad 2.33$$

que es la función de transferencia para el circuito externo al MCU dedicado a la medición de la humedad relativa.

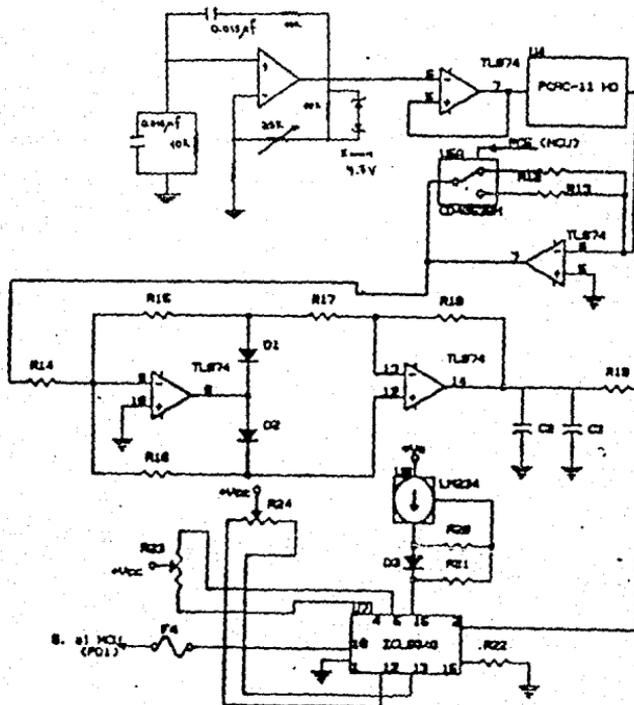


Figura 2.18.- Circuito electrónico total para el medidor de humedad.

Finalmente en la figura 2.18 se muestra el circuito electrónico completo para el medidor de humedad y en la figura 2.19 la respuesta del voltaje de salida de dicho circuito ante las variaciones de la humedad relativa del medio ambiente.

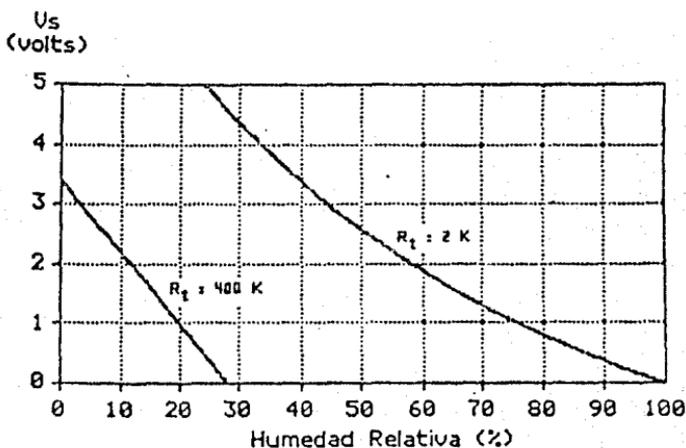


Figura 2.19.- Respuesta del circuito medidor de humedad ante los cambios de esta variable.

IIC.3.- Diseño de la interfase con el MCU del medidor de campo eléctrico de estado sólido.

Como fué señalado en el capítulo de medición de la variable de campo eléctrico, el sensor es alimentado por una señal alterna de 5 volts de pico, a una frecuencia de 60 hertz; y en

función de la intensidad del campo, el voltaje sentido máximo es de 3.495 volts pico para una intensidad de 10 Kv/m, en tanto que el mínimo es de 1.495 volts pico para una intensidad de campo de -10 Kv/m.

Los voltajes hasta ahora obtenidos corresponden a una señal de tipo senoidal cuyo valor promedio es cero como se muestra en la figura 2.20.

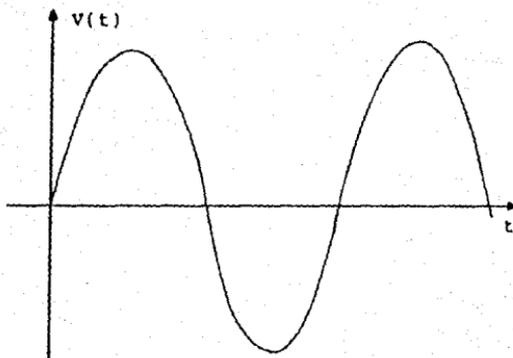


Figura 2.20.- Señal senoidal.

Por lo tanto para que logremos llevar a cabo la medición del voltaje es necesario rectificar la señal, para lo cual se propone llevar a cabo esta función mediante un circuito rectificador de media onda como el que se muestra en la figura 2.21.

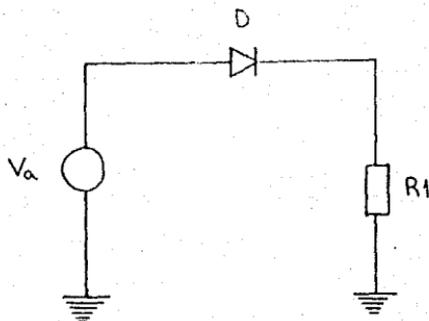


Figura 2.21.- Rectificador de media onda.

En la figura la fuente de alimentación es el voltaje que nos proporciona el sensor, el rectificador es un diodo de silicio cuyo valor típico de resistencia cuando está encendido es de 80 ohms, y tiene un voltaje de encendido de 0.6 volts.

Por lo tanto el circuito equivalente para calcular el voltaje de D.C. se muestra en la figura 2.22.

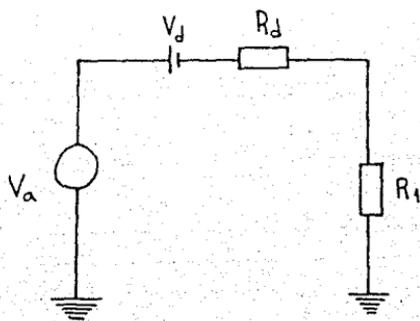


Figura 2.22.- Circuito equivalente.

Dado que el diodo es de silicio con un voltaje de encendido de 0.6 volts y una resistencia de encendido de 80 ohms, que se conecta en serie con la resistencia de carga de un megohm; y dado que la resistencia de carga es mucho mayor el voltaje de D.C. sería:

$$I_m = \frac{V_a - V_d}{R_1} \quad 2.34$$

$$I_m = \frac{3.495 - 0.6}{1 \times 10^6}$$

$$I_{dc} = \frac{I}{\pi} \quad 2.35$$

$$I_{dc} = \frac{2.9 \times 10^{-6}}{\pi}$$

$$I_{dc} = 0.923 \times 10^{-6} \text{ amps}$$

$$V_{dc} = 1 \times 10^6 \times 0.923 \times 10^{-6}$$

$$V_{dc} = 0.923 \text{ volts}$$

Donde a partir de este momento el voltaje obtenido de corriente directa equivale a la intensidad del campo eléctrico de 10 Kv/m.

Haciendo los mismos cálculos que los efectuados en los párrafos anteriores encontramos que para una intensidad de campo eléctrico de  $-10 \text{ Kv/m}$ , el voltaje de D.C. es de 0.285 volts.

El siguiente paso consiste en poner un capacitor de filtraje del tipo electrolítico que en nuestro caso será de 10 micros a 25 volts que es un valor comercial.

Hasta este momento tenemos un voltaje de corriente directa con las siguientes características:

TABLA RESUMEN

E Kv/m	$V_{dc}$	$V_{ac}$
- 10	0.285	1.495
0	0.603	2.495
10	0.923	3.495

Nuestro convertidor analógico digital maneja un rango de 0 a 5 volts, por lo que requerimos poner las etapas que se muestran en la figura 2.23.

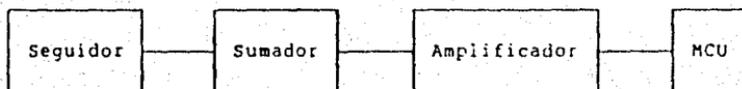


Figura 2.23.

De la figura se observa que se requiere de un acoplador de impedancias, el cual estará constituido por un seguidor de voltajes a base de un operacional, el cual nos ofrece las características: impedancia de entrada muy alta a fin de evitar caídas de potencial por el cableado, ganancia de voltaje unitaria. Ver figura 2.24 en la que se muestra el diagrama de la etapa de seguimiento de voltajes.

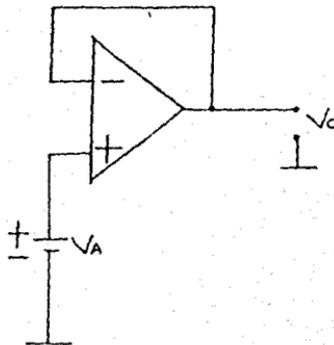


Figura 2.24.- Seguidor de voltaje.

La siguiente etapa la constituye un sumador ya que como es de nuestro conocimiento, actualmente nuestro sensor nos envía un voltaje de 0.285 volts cuando el campo eléctrico electrostático es de  $-10 \text{ Kv/m}$ , y como hemos definido que para nuestro convertidor requerimos que al tener este valor de campo el voltaje sea 0 volts se propone el circuito mostrado en la figura 2.25.

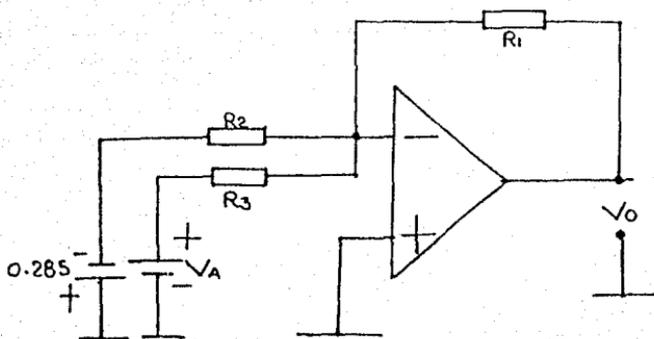


Figura 2.25.

De la figura se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_o = -\left( \frac{R_1}{R_2} v_a - \frac{R_1}{R_3} 0.285 \right) \quad 2.36$$

Dado que  $R_1 = R_2$  y  $R_1 = R_3$  nos queda:

$$V_o = - ( v_a - 0.285 ) \quad 2.37$$

El voltaje que vamos a aplicar de  $-0.285$  será proporcionado por un divisor de tensiones como el que se muestra en la figura 2.26.

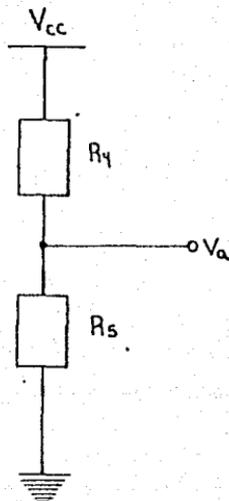


Figura 2.26.- Circuito divisor de voltaje.

A continuación se ofrece el cálculo de dicho divisor de tensiones:

$$V_a = -V_{cc} \frac{R_5}{R_4 + R_5} \quad 2.38$$

$$-0.285 = -6 \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

Dando el valor de  $10 \text{ K}\Omega$  a  $R_4$ , tenemos:

$$-0.285 \times 10^3 - 0.285 R_5 = -6R_4 \quad \therefore R_5 = 499 \Omega$$

Por lo tanto nos quedará  $R_5$  como dos resistencias en serie una fija y otra variable.

$$R_5 = 330 \ \Omega$$

$$R_5' = 330 \ \Omega$$

Finalmente la etapa de ganancia será dada por un amplificador cuya configuración se muestra en la figura 2.27.

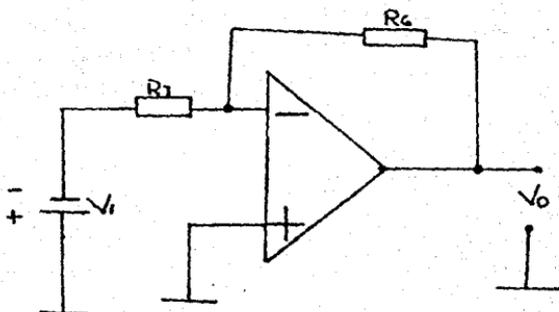


Figura 2.27.

Dado que hemos quitado 0.285 volts a la lectura de nuestro sensor y requerimos que para una presencia de campo eléctrico de +10 Kv/m se tenga un voltaje de salida de cinco volts nos queda

que necesitamos una ganancia dada por:

$$A = \frac{V_o}{V_i} \quad 2.39$$

$$A = \frac{5}{0.638}$$

$$A = 7.84$$

Del circuito mostrado en la figura 2.27 tenemos:

$$A = \frac{R_7}{R_6} \quad 2.40$$

$$7.84 = \frac{R_7}{R_6}$$

$$\text{Si } R_6 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = 784 \text{ K}\Omega$$

Por lo tanto nos quedará como una resistencia fija de 470 K $\Omega$  y una resistencia variable de 470 K $\Omega$ .

Finalmente el circuito completo de la interfase se muestra en la figura 2.28.

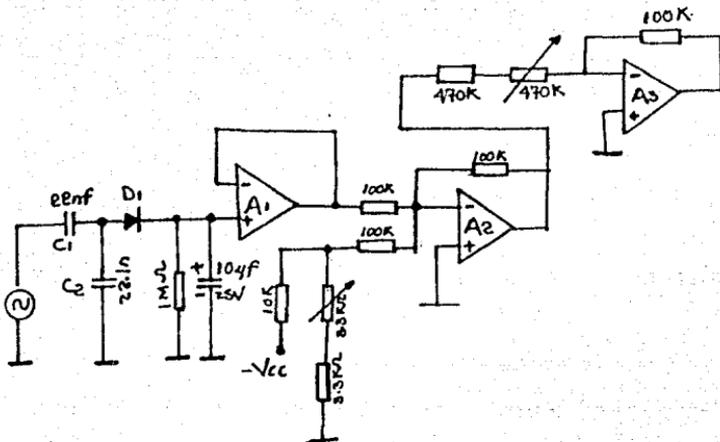


Figura 2.28.- Circuito final de la interfase.

Iic.4.- Diseño de la interfase para la medición del flujo de aire.

Como indicamos en la sección anterior, el transductor seleccionado para la medición del flujo de aire entregado por el sistema de aire acondicionado, es el llamado "hilo caliente", ahora, necesitamos de una circuitería que nos sirva de interfase entre el transductor y el MCU. Por otro lado, sabemos que la carga de calor generada en el centro de cómputo es de 225,933

BTU/hr., la cual se calculó tomando en cuenta el calor generado por el equipo, la carga por iluminación (considerando lámparas de 38 watts), carga por inducción y la carga debida a operadores y vigilantes.

A continuación, vamos a indicar la carga generada por cada componente del equipo, según las especificaciones del proveedor.

Cantidad	Descripción	Modelo	BTU/hr
1	Procesador	4381	13 652
1	Unidad de disco	3380-AA4	6 099
2	Unidad de disco	3380-B4	9 078
1	C. de disco	3380-3	5 498
5	Unidad de cinta	3420-8	34 266
1	C. de cinta	3803-1	5 634
1	C. de comunicaciones	3705-M83	6 400
5	Consolas	3178-2	666
2	C. de comunicaciones local	3274-A41	2 027
2	Impresoras	4245-1	22 200
2	Consolas maestras	3205-1	1 023

Para la carga de calor generado, se puede estimar que se necesita un equipo que proporcione 19 toneladas de refrigeración para soportar dicha carga. La relación que existe entre

toneladas de refrigeración y BTU/hr es:

Una tonelada de refrigeración - 12 000 BTU/hr

Debido a que el flujo de aire no es un valor fijo en función de la capacidad del equipo, se determino que el volumen mínimo de aire que debe proporcionar el sistema de aire acondicionado en función de los requerimientos de los componentes del centro de cómputo es de 10 380 CFM (pies cúbicos por minuto). De las especificaciones de los equipos de aire acondicionado, se obtuvo que para la carga generada, necesitamos dos equipos de 10 toneladas de refrigeración.

Como el equipo de aire acondicionado está diseñado para entregar una cierta cantidad de flujo de aire y su rango de variación no es muy grade, entonces decidimos que para el diseño de la interfase, así como también para el desarrollo del software para la medición de este parámetro, únicamente tomaremos en cuenta que el equipo o nos está entregando flujo (el especificado por el fabricante) o no nos entrega nada. De lo anterior, concluimos que al MCU lo haremos que nos encienda un LED rojo, cuando no exista flujo o un LED verde cuando el flujo sea el adecuado.

Vamos a adecuar nuestra interfase para: si el flujo entregado por el equipo de aire acondicionado es el adecuado, al MCU se le entreguen 0 volts, y si no hay flujo, se le manden 5

volts.

La figura 2.29, muestra el diagrama de la interfase:

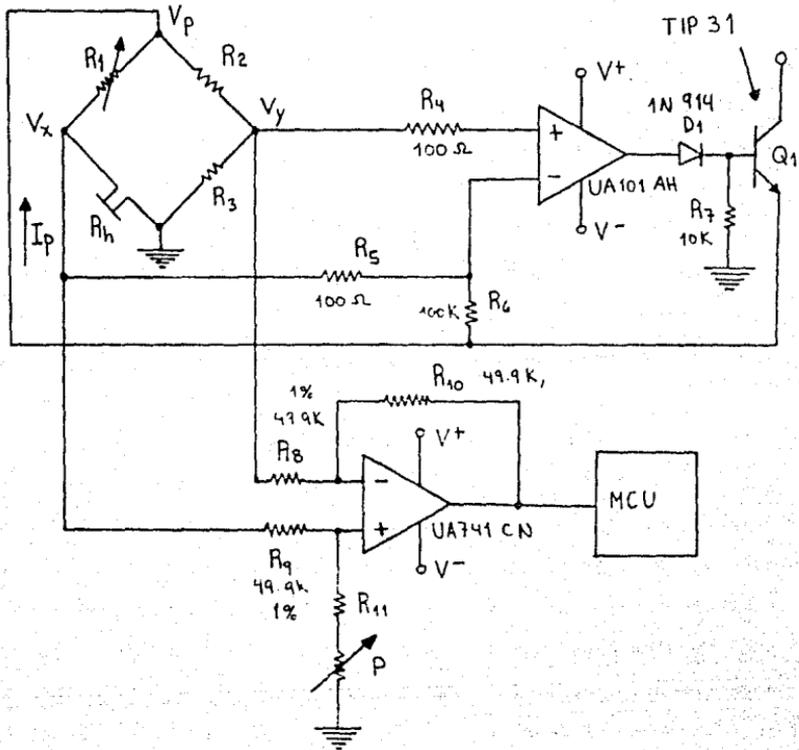


Figura 2.29. Diagrama eléctrico de la interfase.

Como se observa, esta interfase consiste de, un puente de Wheatstone, dos amplificadores operacionales, un diodo, un transistor y varios resistores.

El transistor entrega la corriente de operación que demanda el puente y el diodo sirve como protección.

Para calcular las componentes del puente, se partirá de la corriente máxima que puede soportar el transductor en operación.

Antes se hace un breve análisis del comportamiento del puente bajo condiciones de equilibrio.

Bajo condiciones de equilibrio, de la figura 2.29, se tiene que:

$$V_x = V_y \quad 2.41$$

de otra forma:

$$R_h I_h = R_3 I_3 \quad 2.42$$

también de la misma figura tenemos que:

$$I_h = \frac{V_p}{R_1 + R_h} \quad 2.43$$

$$I_3 = \frac{V_p}{R_2 + R_3} \quad 2.44$$

sustituyendo las ecuaciones 2.43 y 2.44, en la 2.42 y haciendo

simplificaciones se tiene:

$$\frac{R_h}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \quad 2.45$$

de esta última ecuación, el parámetro de interés es  $R_h$ , despejándolo se tiene:

$$R_h = \frac{R_3 R_1}{R_2} \quad 2.46$$

A fin de tener una relación directa de  $R_h$ , se hace el cociente  $R_3/R_2$  sea igual a la unidad y de esta forma se obtiene que  $R_h = R_1$ . Para garantizar la estabilidad del puente y la confiabilidad del valor de  $R_h$ , las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  deben tener muy poca variación con respecto a la temperatura, es decir, deberán tener un coeficiente de temperatura bajo. Además, se considera que la sensibilidad del puente se mejora cuando los valores de sus ramas son cercanos entre sí. Estas consideraciones serán de gran utilidad para obtener los valores de los elementos del puente.

La variación de la resistencia eléctrica de todo material con respecto a la temperatura depende de su coeficiente resistencia-temperatura, lo cual está representado en la ecuación 1.48, dada en el capítulo I, en donde para el caso de los hilos transductores, el fabricante proporciona los valores de  $\alpha$ ,  $R_{20}$  y  $T_h$  los valores de  $R_a$  y  $T_a$  se obtienen en forma

práctica.

La temperatura máxima que puede soportar el hilo transductor determina la corriente máxima que se puede hacer circular a través de él en operación o en condiciones de trabajo. Por tal motivo, el fabricante proporciona una  $T_{m\acute{a}x}$  para cada tipo de transductor. El hilo transductor típico tiene las siguientes características:

$$R_{20} = 3.22 \text{ ohms.}$$

$$R_h = 5.79 \text{ ohms (resistencia del transductor en operación).}$$

$$I_{m\acute{a}x} = 500 \text{ mA (valor máximo de la corriente que puede circular por el hilo transductor sin destruirse).}$$

De la figura 2.29, la corriente  $I_p$  debe tener la magnitud necesaria para que a través del hilo transductor circule la corriente de operación.

De las consideraciones hechas en párrafos anteriores, se puede establecer que el hilo transductor tiene una variación de resistencia máxima, cercana al valor de las ramas del brazo pasivo. En el presente diseño se eligió un hilo que pueda operar dentro un rango preestablecido de resistencias, ante la imposibilidad de cambiar continuamente los valores resistivos de los elementos del puente. Se eligió el rango siguiente:

$$5 \text{ ohms} \leq R \leq 10 \text{ ohms}$$

Dentro de las condiciones y necesidades del presente diseño, se encuentra que la mayor parte de la corriente  $I_p$  circula por el brazo activo del puente, a fin de calentar adecuadamente al transductor. Tomando en cuenta lo anterior y la condición para mejorar la sensibilidad del puente antes descrita, se escoge:

$$R_2 = R_3 = 12 \text{ ohms}$$

El valor de 12 ohms, es cercano al valor o límite superior del rango preestablecido de las resistencias de operación de algunos transductores, con lo cual se garantiza que la mayor parte de la  $I_p$  circulará por el transductor, además se asegura una buena sensibilidad del puente.

En el peor caso, la corriente máxima circulará a través del transductor, cuando éste tenga una resistencia igual al límite inferior del rango. Como una medida de protección para el transductor, se partirá de este hecho, ya que un transductor no opera con una resistencia menor a los 5 ohms.

Bajo estas condiciones:

si:

$$R_1 = R_4 = 5 \text{ ohms} \text{ y } R_2 = R_3 = 12 \text{ ohms}$$

de la ecuación 2.42, se tiene que:

$$I_h = \frac{R_3 I_3}{R_h} = 2.4 I_3 \quad 2.47$$

Considerando  $I_h = 500$  mA, implica que  $I_3 = 208.33$  mA, por lo que como  $I_p = I_h + I_3$ , entonces  $I_p = 708.33$  mA. Este valor es el que debe de proporcionar el transistor  $Q_1$ , en el peor de los casos.

Por otro lado:

si:

$$R_h = R_1 = 10 \text{ ohms}, \text{ se tendrá que}$$

$$I_h = 1.2 I_3 \quad 2.48$$

y se muestra que con los valores dados  $I_h > I_3$  en ambos casos.

De la figura 2.29, se tiene:

$$I_h = \frac{I_p (R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_1 + R_h} \quad 2.49$$

$$I_3 = \frac{I_p (R_1 + R_h)}{R_2 + R_3 + R_1 + R_h} \quad 2.50$$

la potencia de  $R_1$  se puede obtener considerando que  $I_h$  es máxima, por lo tanto:

$$I_h = 500 \text{ mA} ; \text{ cuando } R_1 = R_h = 5 \text{ ohms}$$

$$P = (0.5)^2(5) = 1.25 \text{ watts}$$

la potencia de  $R_2$  y  $R_3$  se obtiene de forma similar, pero considerando ahora que  $I_3$  es máxima, o sea que  $R_1 = R_h = 10$  ohms.

$$I_3 = \frac{708.33(20)}{44}$$

$$P = (0.322)^2(12) = 1.24 \text{ watts.}$$

Con lo anteriormente expuesto, quedan determinados los parámetros del puente, el amplificador operacional que alimenta a  $Q_1$ , tiene elementos a su alrededor que están determinados por las especificaciones técnicas del integrado empleadò, a fin de no afectar su respuesta en frecuencia y su capacidad de corriente de salida. El diodo  $D_1$ , se utiliza para proteger la base del transistor de salida  $Q_1$ .

De los cálculos efectuados anteriormente se obtuvo que:

$$I_p = 708.33 \text{ mA}$$

$$R_2 = R_3 = 12 \text{ ohms}$$

y se dieron algunos valores típicos del transductor tales como:

$$R_{20} = 3.22 \text{ ohms}$$

Y

$$R_h = 5.79 \text{ ohms}$$

Ya en operación, se calcula que trabajando a una temperatura cercana a 150 °C, se puede alcanzar una  $R_h = 5.79$  ohms. Ahora, considerando  $R_h = 3.22$  ohms,  $R_1 = 5.79$  ohms y  $R_2 = R_3 = 12$  ohms, la resistencia total equivalente del puente es de:

$$R_p = (5.79 + 3.22) (12 + 12)$$

$$R_p = 6.55 \text{ ohms}$$

Por otro lado la variación de tensión a la salida del amplificador operacional es de 0 a 14 volts. Por lo tanto el voltaje máximo aplicado a la base del transistor es de :

$$V_{BB} = 14 - V_D = 13.3 \text{ volts}$$

la corriente máxima de salida que puede entregar el amplificador es de:

$$I_B = 20 \text{ mA}$$

Bajo las condiciones de operación, el transistor seleccionado debe de entregar una  $I_p = 708.33$  mA. Por lo tanto se seleccionó un transistor de potencia como el TIP31, que tiene

una  $hFE = 35$  mínima y puede manejar corrientes de colector de 3 amperes con una potencia de disipación de 40 watts.

Volviendo al circuito de la figura 2.29,  $V_{BB} = V_{BE} + R_T I_P$ , donde  $R_T$  es la resistencia en el emisor del transistor hacia el puente:

$$R_T = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_P} \quad 2.51$$

$$R_T = \frac{13.3 - 0.7}{0.70833}$$

$$R_T = 17.78 \Omega$$

Como la resistencia equivalente del puente es de sólo  $R_p = 6.55$  ohms, es necesario otra resistencia  $R_2$  para completar la resistencia vista desde el emisor.

De la siguiente expresión:

$$R_T = R_4 + R_p \quad 2.52$$

$$R_4 = R_T - R_p$$

$$R_4 = 17.78 - 6.55 = 11.23 \Omega$$

seleccionando el valor de 11 ohms, se tendrá una potencia de:

$$PR_4 = (0.70833)^2 (11)$$

$$PR_4 = 5.5 \text{ watts}$$

Analizando la malla del colector del transistor, se tiene que:

$$V_{CC} = V_{CE} + I_P R_T \quad 2.53$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_P R_T$$

$$V_{CE} = 15 - (0.70833)(17.78)$$

$$V_{CE} = 2.4 \text{ volts}$$

En condiciones de operación el transistor tendrá:

$$I_C = 708.33 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 2.4 \text{ volts}$$

por lo que la disipación será de :

$$P_T = V_{CE} \times I_C \quad 2.54$$

$$P_T = 1.69 \text{ watts}$$

La siguiente etapa, la cual la forma un amplificador de diferencias, funciona de la siguiente forma. Cuando el puente está estable, la diferencia de voltaje aplicada al amplificador diferencial es nula, por lo tanto, a la salida de dicho amplificador tendremos cero volts. Para cuando el puente sufra un desbalance, debemos ajustar la ganancia del amplificador para que a su salida nos entregue 5 volts. Para lo anterior se requiere que calibremos nuestra interfase, colocando el hilo en un ducto en el cual circule un flujo de aire controlado, primero debemos hacer circular el flujo de aire normal que debe entregar el equipo de aire acondicionado y ajustar nuestro amplificador de diferencias para que a su salida se tengan cero volts, esto se logra con el potenciómetro  $P_1$ , cuando el flujo no es el adecuado, el puente se desbalancea y el voltaje diferencial aplicado al amplificador de diferencias se le debe de dar una ganancia tal que a su salida aparezcan 5 volts. La calibración antes mencionada se puede llevar a cabo en la Facultad de Ingeniería en el laboratorio de fluidos.

#### Iic.5.- Diseño de la interfase de medición de sonido.

Para la medición de intensidad de presión sonora, se usará un micrófono de tipo electret como elemento transductor.

En la figura 2.30, se muestra el diagrama de bloques del circuito externo al MCU.

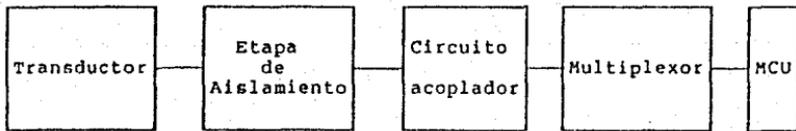


Figura 2.30.- Diagrama de bloques del medidor de sonido.

En la figura 2.31, mostramos el circuito electrónico de la etapa de aislamiento.

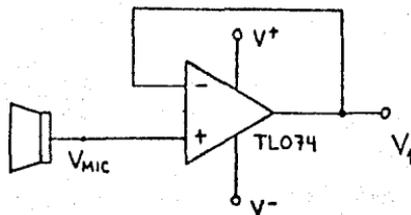


Figura 2.31.- Circuito electrónico de la etapa de aislamiento.

Donde:

$V_{MIC}$  es el voltaje de salida del micrófono.

$V_1$  es el voltaje de salida del amplificador.

Esta configuración es conocida como amplificador seguidor ó amplificador de aislamiento. Y se utiliza básicamente para no extraer corriente de la fuente de señal de entrada, debido a que su impedancia de entrada es muy alta (de varios megohms).

Por lo tanto:

$$V_{MIC} = V_1$$

2.55

En la figura 2.32, mostramos el circuito electrónico de la etapa del bloque circuito acoplador.

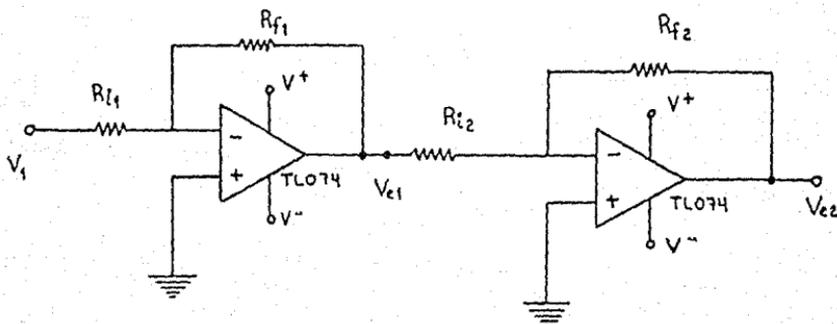


Figura 2.32.- Circuito electrónico del circuito acoplador.

El circuito de la figura 2.32, se encuentra formado por dos amplificadores operacionales y tienen la configuración de amplificador inversor, por lo que sus ganancias están dadas por:

$$A_1 = \frac{V_{e1}}{V_1} = - \frac{R_{f1}}{R_{i1}} \quad \text{y} \quad 2.56$$

$$A_2 = \frac{V_{e2}}{V_{e1}} = - \frac{R_{f2}}{R_{i2}} \quad 2.57$$

Nuestro micrófono nos entrega salidas de voltaje del orden

de 0.03 mV/dB, por lo que será necesario, que nuestro circuito acoplador, le de la ganancia necesaria para que éste pueda ser manejado por nuestro MCU. También, la señal de salida  $V_{e2}$ , es alimentada a un multiplexor (controlado por software desde el MCU).

Nuestro sistema, va a ha sensar un nivel de ruido de más de 60 dB, por lo nuestra ganancia total del circuito acoplador será de 1,000. En nuestro caso  $A_1 = 10$  y  $A_2 = 100$ :

$$A_t = A_1 A_2 = (10) (100) = 1,000 \quad 2.58$$

Si para la primer etapa de amplificación,  $R_{i1} = 100\Omega$ , y sustituyendo en la ecuación:

$$R_{f1} = A_1 R_{i1} \rightarrow R_{f1} = (10) (100)$$

$$\therefore R_{f1} = 1 \text{ K}\Omega$$

De igual manera, para la segunda etapa de amplificación, si  $R_{i2} = 100\Omega$ , sustituyendo en la ecuación 2.57:

$$R_{f2} = A_2 R_{i2} \rightarrow R_{f2} = (100) (100)$$

$$\therefore R_{f2} = 10 \text{ K}\Omega$$

También de la figura 2.33, se observa que del micrófono

Radio Shack Cat. No. 33-1052 seleccionado, su respuesta en frecuencia en el rango audible la podemos considerar como lineal.

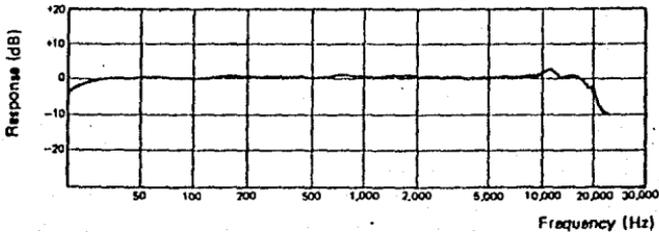


Figura 2.33.- Respuesta en frecuencia del micrófono.

Nuestro circuito electrónico final queda esquematizado en la figura 2.34.

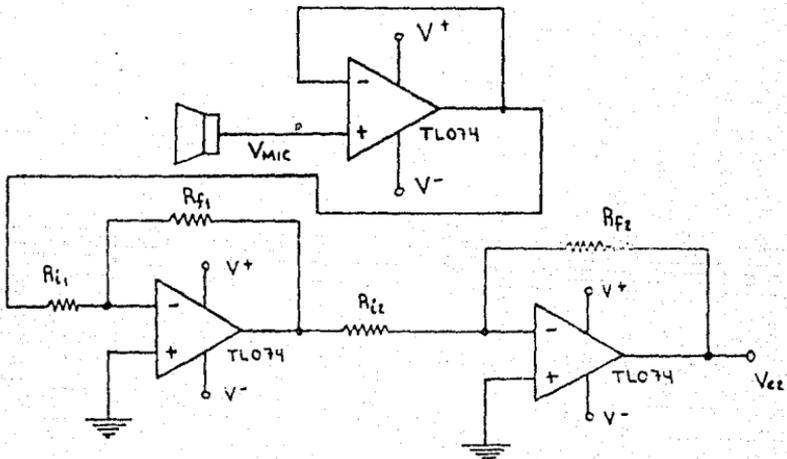


Figura 2.34.- Circuito electrónico del medidor de ruido.

Iic.6.- Diseño de la interfase de detección de humo.

Como se mencionó, usaremos como elemento transductor detectores de infrarojos.

En la figura 2.35, mostramos el diagrama de bloques del circuito externo al MCU.

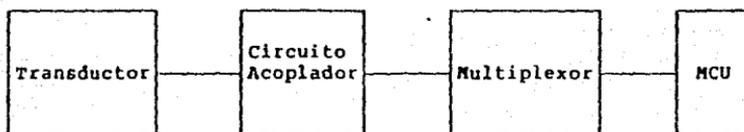


Figura 2.35.- Diagrama de bloques del sensor de humo.

El circuito electrónico correspondiente es mostrado en la figura 2.36.

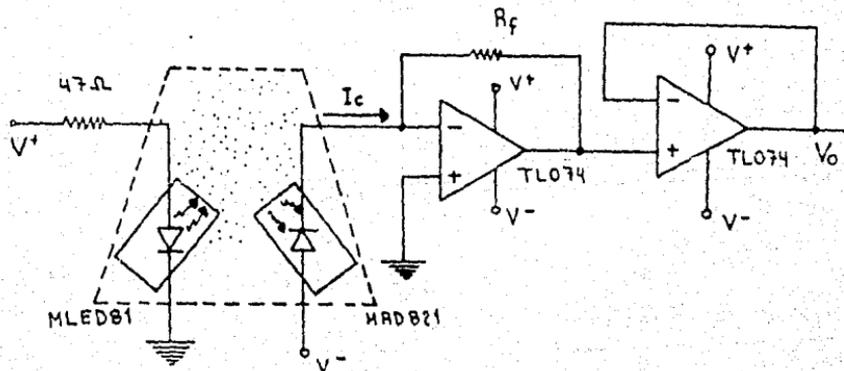


Figura 2.36.- Circuito electrónico del sensor de humo.

Como se muestra en la figura 2.36, el diodo emisor de luz (Mled81) y el fotodiodo (MRDB21) se montan en una cámara sellada que admite humo, pero no luz externa.

El fotodiodo tiene polarización inversa, como debe ser para operación normal. En ausencia de humo, muy poca luz incide en el fotodiodo, y este conduce una pequeña corriente de fuga del orden de nanoamperios (nA). Pero cuando entra humo en la cámara provoca que la luz del diodo emisor se refleje en las partículas de humo e incida en el fotodiodo, por lo que dependiendo de la energía radiante que incide en el fotodiodo, conducirá hasta 50  $\mu\text{A}$  ó más. Por tanto, la corriente  $I$  depende sólo de la energía que incide en el fotodiodo y no de  $V^-$ . Esta corriente se convierte en un voltaje por  $R_f$ .

En la figura 2.37, se puede observar que el fotodiodo (MRDB21) provee una corriente de cortocircuito contra intensidad de luz que incide en éste.

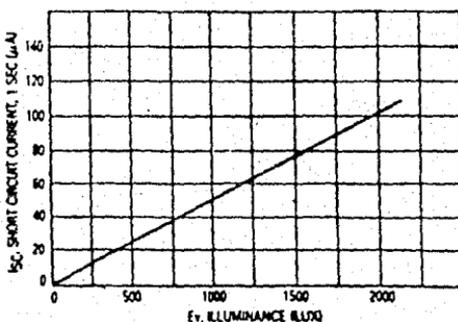


Figura 2.37.- Corriente de corto circuito Vs Luz detectada.

El amplificador actúa como un convertidor de corriente a voltaje. Por tanto la salida de éste depende sólo de  $R_f$ . Por lo tanto, si  $R_f = 100 \text{ K}\Omega$ , tenemos:

$$V_o = I_c R_f \quad 2.59$$

donde:

$I_c$  = Corriente de corto circuito del fotodiodo.

$R_f$  = Resistencia de realimentación.

De las hojas de información técnica del fotodiodo, tenemos que la  $I_c$  típica de éste es de  $50 \mu\text{A}$ , aunque como se observa en la figura 2.37, esta depende de la cantidad de luz detectada por éste.

Para el valor de  $I_c$  típico, tenemos:

$$V_o = 50 \mu\text{A} \times 100 \text{ K}\Omega$$

$$V_o = 5 \text{ Volts}$$

Este voltaje, tiene los niveles adecuados para ser manejado por el MCU. También, la señal de salida  $V_o$ , es alimentada a un multiplexor (controlado por software desde el MCU), esto se hará en caso de ser necesario.

## IIC.7.- Diseño de la interfase del medidor de vibración.

La figura 2.38, nos muestra el diagrama de bloques del sensor de vibración, el cual consta de una etapa transductora, etapa amplificadora de ganancia y la etapa final, que consiste en el procesamiento de la señal en el MCU.



Figura 2.38.- Diagrama de bloques del transductor de vibración.

## Etapa transductora.

El sensor de deformación se coloca en una rama de un puente Wheatstone de resistencias como se muestra en la figura 2.39.

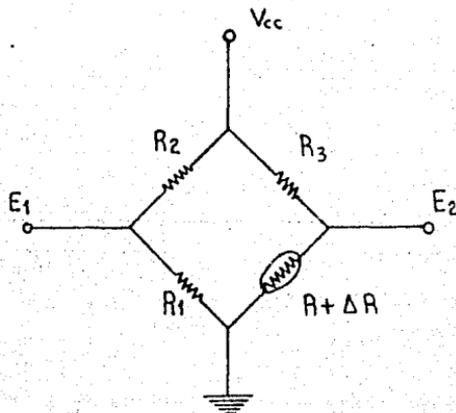


Figura 2.39.- Puente de Wheatstone básico.

Si en ese momento el sensor no está deformado, entonces su resistencia es  $R$  y se establecen las siguientes consideraciones:

$$R = R_1 = R_2 = R_3 \quad 2.60$$

$$E_1 = E_2 = \frac{V_{CC}}{2} \quad 2.61$$

Bajo estas condiciones se dice que el puente está balanceado, si el sensor se deforma  $R$  aumentará  $\Delta R$  y el voltaje diferencial  $E_1 - E_2$  estará dado por:

$$E_1 - E_2 = V_{CC} \frac{\Delta R}{4R} \quad 2.62$$

donde:

- $E_1 - E_2$  : Voltaje diferencial del puente.
- $V_{CC}$  : Voltaje de la fuente.
- $\Delta R$  : Incremento de resistencia en el sensor.
- $R$  : Resistencia nominal del sensor.

La ecuación anterior nos muestra que  $V_{CC}$  debe ser lo más grande posible, para poder tener un voltaje diferencial que se pueda registrar.

Circuito puente para la interfase.

El puente de Wheatstone puede no poder balancearse debido a

pequeños cambios de temperatura, la cual causa un cambio de resistencia en el strain gauge. Este problema se resuelve montando otro strain gauge idéntico al anterior (compensador de temperatura), de tal forma que ambos compartan el mismo ambiente térmico y sufran las mismas deformaciones por temperatura, esto hace que uno compense al otro automáticamente. La forma de conectar los strain gauges se muestra en la figura 2.40. El nuevo sensor se coloca en lugar de  $R_1$ , la resistencia de ambos sensores se siguen mutuamente para mantener el balance al puente. Cualquier desbalanceo, está provocado estrictamente por  $\Delta R$  del sensor de vibración (deformación). La figura 2.41 nos muestra el circuito puente con ambos sensores.

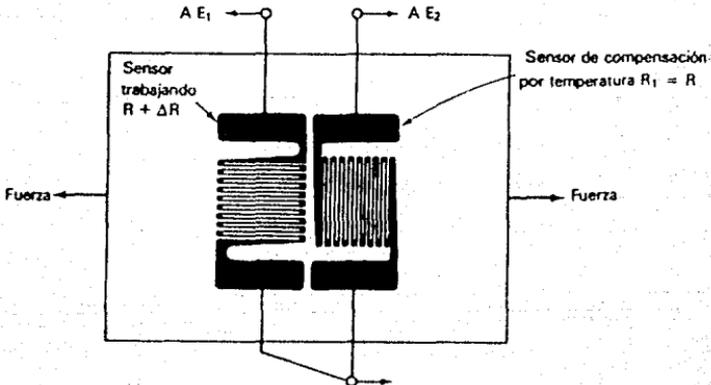


Figura 2.40.- Por la conexión en el circuito puente, los cambios de resistencia debidos a los cambios de temperatura se balancean automáticamente eliminándose.

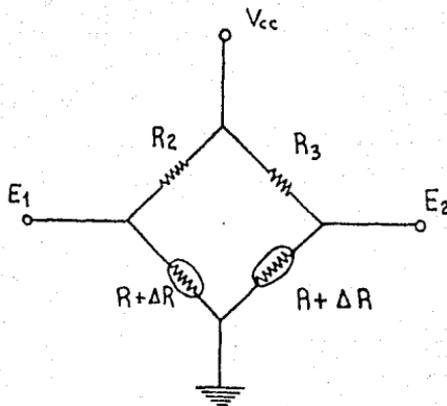


Figura 2.41.- Circuito puente de Wheatstone con compensador de temperatura.

#### Análisis de las etapas del circuito interfase.

##### Etapa transductora.

El circuito de la figura es el circuito que se utilizó para sensar la señal y es la primer etapa del circuito.

Como el transductor de vibración debe medir la frecuencia de vibración en términos de deformación del gauge, por lo tanto es necesario tener en cuenta una relación de frecuencia contra deformación, la cual está determinada por la ecuación:

$$f = \frac{1}{21} \frac{\sqrt{gF}}{\omega} \quad 2.63$$

Donde:

f: frecuencia de vibración del medio.

l: longitud del transductor.

g: Aceleración de gravedad.

Γ: Esfuerzo de tensión del transductor.

ω: Densidad del material de construcción del transductor.

La deformación unitaria del strain gauge la podemos obtener por medio de la relación:

$$c = \frac{\Gamma}{E} \quad 2.64$$

donde:

c: Deformación unitaria del transductor.

E: Módulo de elasticidad del transductor.

Sustituyendo la ecuación 2.64 en la ecuación 2.63 se tiene:

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{g \Gamma E}{\omega}} \quad 2.65$$

De acuerdo con todo lo anterior y a las características del strain gauge, se procede a hacer el análisis matemático de las etapas transductoras.

Gráfica de frecuencia contra deformación.

Características del transductor para este procedimiento.

De tabla de datos se obtiene lo siguiente:

- Longitud del gauge  $l = 2\text{mm}$
- Densidad del material con el cual esta construido el gauge (constantan)  $\omega = 8890 \text{ Kg/m}^3$ .
- Módulo de elasticidad del constantan  $E = 1.5466 \times 10^{10} \text{ Kg/m}^2$ .

Datos generales:

- Aceleración de la gravedad  $g = 9.81 \text{ m/s}^2$ .
- Límites de frecuencia permisibles de 0 a 100 Hz.

Despejando  $c$  de la ecuación

$$c = \frac{4\omega (lf)^2}{gE} \quad 2.66$$

sustituyendo valores:

$$c = \frac{4(8890)(2 \times 10^{-3})^2 f^2}{(9.81)(1.5466 \times 10^{10})}$$

haciendo calculos nos queda:

$$\epsilon = 0.9375 \times 10^{-6} f^2$$

Gráfica deformación contra variación de resistencia.

Con el valor de deformación unitaria se puede obtener una gráfica de deformación contra cambio de resistencia por medio de las ecuaciones:

$$\frac{\Delta R}{R} = K \frac{\Delta l}{l} \quad 2.67$$

$$\epsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad 2.68$$

sustituyendo la ecuación 2.68 en la ecuación 2.67:

$$\frac{\Delta R}{R} = K\epsilon \quad 2.69$$

despejando  $\Delta R$  de la ecuación anterior:

$$\Delta R = KR\epsilon \quad 2.70$$

donde:

K: Factor de galga  $K = 2.1$

R: Resistencia nominal del gauge  $R = 120\Omega$

Sustituyendo valores:

$$\Delta R = 2.1(120)c$$

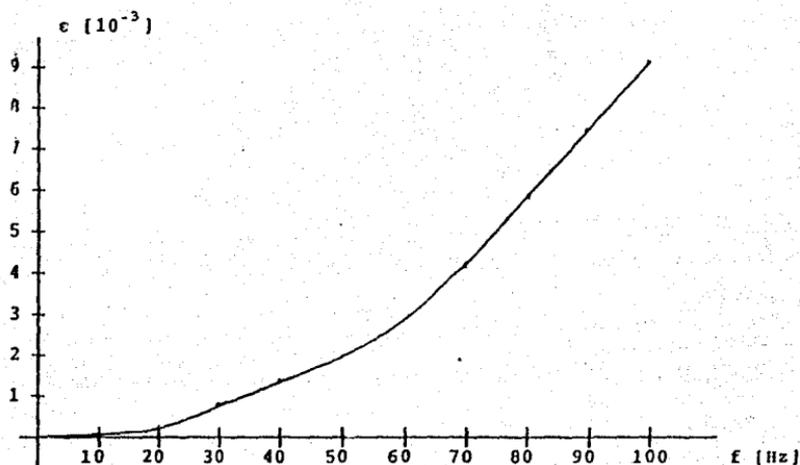
$$\Delta R = 252 \epsilon$$

$$2.71$$

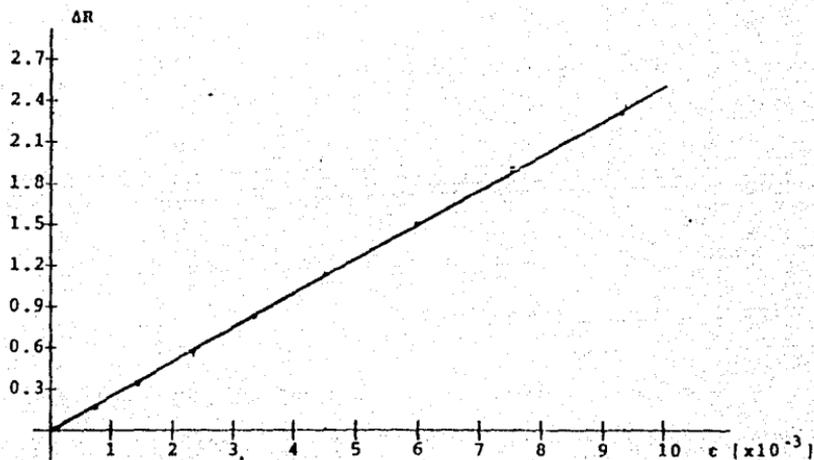
Analizando las ecuaciones se obtiene la siguiente tabla de resultados:

Frecuencia f	Deformación unitaria $\epsilon$	Cambio de resistencia $\Delta R$
Hz	$\mu m/m$	m $\Omega$
0	0	0
10	$0.0938 \times 10^{-3}$	0.006
20	$0.3750 \times 10^{-3}$	0.024
30	$0.8437 \times 10^{-3}$	0.217
40	$1.5000 \times 10^{-3}$	0.378
50	$2.3437 \times 10^{-3}$	0.591
60	$3.3750 \times 10^{-3}$	0.850
70	$4.5937 \times 10^{-3}$	1.158
80	$6.0000 \times 10^{-3}$	1.512
90	$7.5937 \times 10^{-3}$	1.914
100	$9.3750 \times 10^{-3}$	2.362

De la tabla anterior, se pueden obtener ambas gráficas (frecuencia vs. deformación y deformación vs. variación de resistencia); Observando la gráfica 2 vemos que nuestro transductor tiene un comportamiento completamente lineal.



Gráfica 1.- Frecuencia vs. deformación.



Gráfica 2.- Deformación vs. variación de resistencia.

Obteniendo los valores de voltaje diferencial ( $E_1 - E_2$ ) del puente de Wheatstone, con la ecuación 2.62:

$$E_1 - E_2 = V_{CC} \frac{\Delta R}{4R}$$

Donde:

$V_{CC}$ : Voltaje de alimentación;  $V_{CC} = 5$  Volts.

$R$ : Resistencia del gauge;  $R = 120\Omega$ .

Considerando valores extremos de frecuencia:

$$f = 0 \text{ Hz} \rightarrow \epsilon = 0 \therefore \Delta R = 0 \text{ y } E_1 - E_2 = 0$$

$$f = 100 \text{ Hz} \rightarrow \Delta R = 2.362\Omega$$

Sustituyendo en la ecuación 2.62:

$$E_1 - E_2 = 5 \left[ \frac{2.362}{4(120)} \right]$$

$$E_1 - E_2 = 24.6 \text{ mV}$$

Por tanto, teniendo este valor de voltaje diferencial de 24.6 mV a la entrada del amplificador operacional se puede considerar una ganancia de 100 para tener a la salida un voltaje máximo de 2.46 V. Ya que el MCU sólo maneja voltajes de 0 a 5 V.

## Etapa de ganancia.

El amplificador operacional es un TLO71 que viene compensado contra offset y tiene bajo consumo de potencia, alta impedancia de entrada, para no cargar al circuito transductor, compensador interno de frecuencia y un alto slew rate.

El circuito amplificador quedará como se muestra en la figura 2.42.

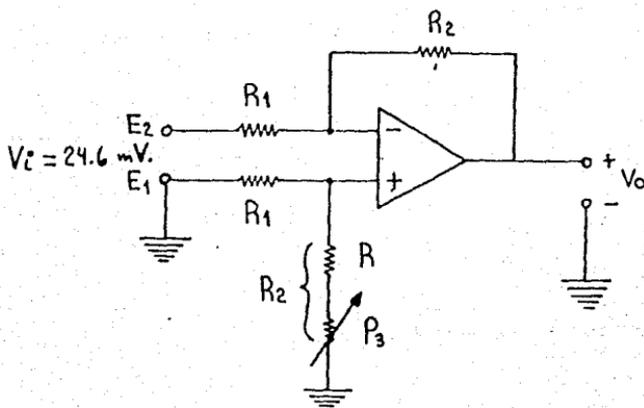


Figura 2.42.- Amplificador diferencial.

De la figura 2.42, tomando nuestro voltaje diferencial máximo (24.6mV),  $R_1 = 1K\Omega$ , y como se menciono anteriormente una ganancia de 100, se obtendrá lo siguiente:

Para este tipo de circuito, tenemos:

$$A = \frac{R_2}{R_1} \rightarrow R_2 = AR_1 \quad 2.72$$

$$\therefore R_2 = 100k\Omega$$

Y nuestro valor máximo de voltaje de salida será:

$$V_o = 100(24.6 \times 10^{-3})$$

$$\therefore V_o = 2.46 \text{ V}$$

La figura 2.43, muestra el circuito completo de la interfase del medidor de vibración.

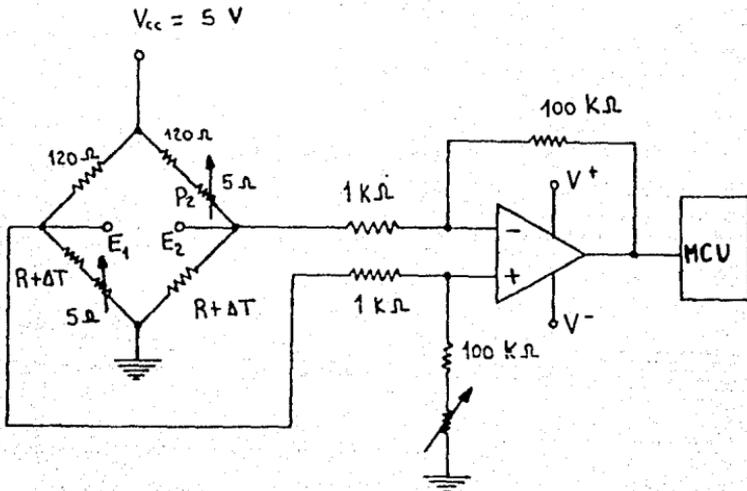


Figura 2.43.- Circuito de la interfase del medidor de vibración.

Los potenciómetros  $P_1$  y  $P_2$ , son multivoltas para tener el circuito puente balanceado lo mejor posible, al igual que  $P_3$  se tiene para evitar algún voltaje de offset de entrada.

#### IID.-Blindaje de señales hacia sus respectivas interfaces.

El extenso uso de los circuitos electrónicos y eléctricos empleados en las comunicaciones, distribución de potencia, automatización, computación y otros propósitos hace necesario que diversos circuitos operen a distancias cercanas. Cada circuito, afecta a otro en forma adversa. La interferencia electromagnética ha venido a ser el mayor problema para los diseñadores de circuitos y es probablemente el más severo en el futuro.

El gran número de dispositivos electrónicos de uso común es la parte responsable de este problema. Además, el uso extensivo de los circuitos integrados está reduciendo el tamaño de casi todos los equipos electrónicos. Como la circuitería es más pequeña y más sofisticada, más circuitos son colocados en un espacio más pequeño y así se incrementa la probabilidad de interferencia.

Los diseñadores de hoy en día necesitan hacer más que sólo hacer funcionar sus circuitos bajo condiciones ideales en el laboratorio. Además de esa tarea obvia, deben asegurar que el

equipo trabajará en el mundo real y con otro equipo cercano. Esto significa que no deberá ser afectado por fuentes externas de ruido y no deberá ser él mismo una fuente de ruido. La eliminación o reducción real de la interferencia electromagnética debe ser el mayor objetivo del diseño.

En la figura 2.44, mostramos un receptor de radio, el cual es usado como ejemplo para describir los diferentes tipos de interferencia que se pueden presentar en un equipo.

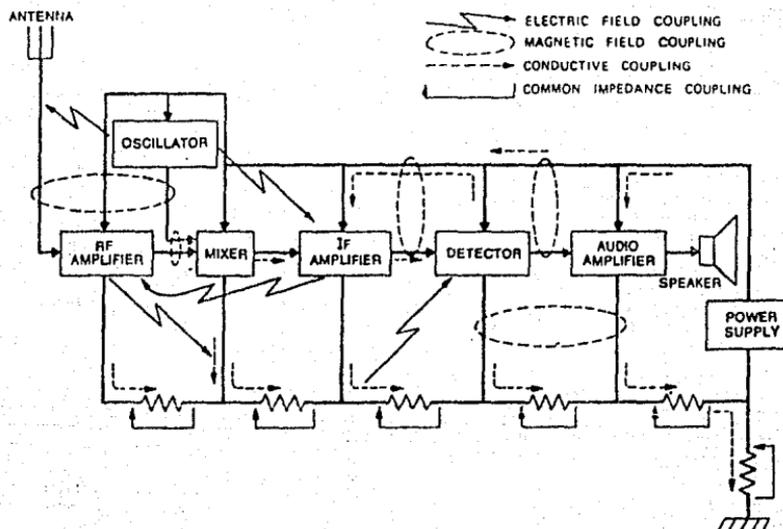


Figura 2.44.- Dentro de un equipo, tal como un receptor de radio, elementos individuales del circuito pueden interferir con otros de diversas maneras.

El alambrado entre etapas conduce ruido, y algunas etapas irradian ruido. Además, las corrientes de tierra de varias etapas fluyen a través de una impedancia de tierra común y producen un voltaje de ruido en el bus de tierra.

También se muestran los campos eléctricos y magnéticos acoplados entre las señales en varios conductores. Estos problemas de ruido son ejemplos de interferencia interna en un equipo que deben ser resueltos antes de que el radio sea operado en el laboratorio. Cuando el radio es instalado en el mundo real éste está expuesto a señales adicionales de ruido externo, tal como se observa en la figura 2.45.

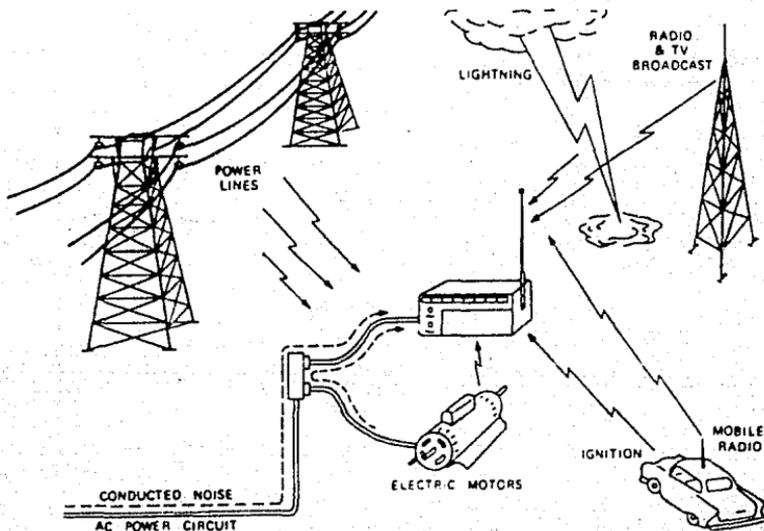


Figura 2.45.

Las corrientes de ruido son conducidas hacia el receptor en la línea de A.C., de potencia, y el receptor de radio está expuesto a radiación electromagnética proveniente de varias fuentes.

En este caso las fuentes de ruido no están bajo el control del diseñador. Sin embargo la unidad debe ser diseñada para operar en este medio. La figura 2.46, representa la otra parte del problema de ruido. El radio puede ser una fuente de ruido que puede interferir con otro equipo. Partes del circuito radian ruido directamente, y el cable de potencia conduce ruido a otros circuitos. El equipo diseñado para minimizar la generación de ruido es tan importante como el equipo diseñado que no es susceptible a interferencias.

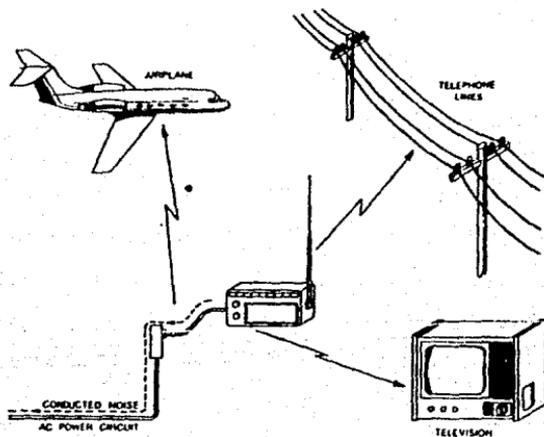


Figura 2.46.-

### Diseñando para compatibilidad electromagnética.

La compatibilidad electromagnética (CEM), es la habilidad de un equipo para funcionar adecuadamente en el medio ambiente electromagnético para el cual fué pensado. La CEM, debe ser considerada primeramente en las etapas de diseño de una nueva pieza de un equipo. Si la CEM, es ignorada hasta que durante las pruebas se revela o aparece algún problema, las soluciones probables son insatisfactorias y caras.

Para proveer de CEM a un equipo, debe ser diseñado para que no afecte ni sea afectado adversamente por cualquier otro equipo encontrado en su medio ambiente.

#### Definiciones.

El ruido puede ser definido como cualquier señal eléctrica presente en un circuito, de otra forma que no sea la señal deseada. Una excepción importante son los productos de distorsión producidos en un circuito debido a no linealidades. Estos son problemas de diseño de circuitos y no en verdad problemas de ruido. Aunque estos productos de distorsión pueden ser indeseables no son considerados como ruido, a menos que se acoplen a otra parte del circuito. Siguiendo con la definición de ruido como una señal eléctrica presente en una parte de un circuito, los productos de distorsión pueden ser considerados como ruido si inadvertidamente se acoplan dentro de alguna otra

parte del circuito.

Las fuentes de ruido puede ser agrupadas dentro de tres grandes categorías. Las primeras son, las llamadas fuentes intrínsecas de ruido que provienen de fluctuaciones aleatorias dentro de sistemas físicos. Ejemplos de ruido intrínseco son, el ruido de disparo y el térmico. Las segundas fuentes son, las generadas por el hombre, tales como motores, interruptores y transmisores. La tercera categoría es el ruido debido a disturbios naturales, tales como relámpagos y manchas solares.

La interferencia, puede ser definida como un efecto indeseable del ruido. Si el ruido de voltaje produce un funcionamiento inadecuado en un circuito, es interferencia. Usualmente el ruido no puede ser eliminado pero sí reducido en magnitud hasta un valor con el cual no cause interferencia.

La susceptibilidad, es la capacidad de un circuito o dispositivo para responder a la energía eléctrica indeseada (ruido). El nivel de susceptibilidad de un circuito o dispositivo está dado por la cantidad de ruido en su medio ambiente que el circuito o dispositivo puede permitir sin que su operación normal sea alterada.

**Trayectoria típica del ruido.**

La figura 2.47, muestra un diagrama de bloques de una

trayectoria típica de ruido. Como puede observarse, son necesarios tres elementos para producir un problema de ruido. Primero, debe existir una fuente de ruido. Segundo, debe existir también, un circuito receptor que sea susceptible a esta fuente de ruido. Tercero, debe existir un canal de acoplamiento para transmitir el ruido desde la fuente hasta el receptor.

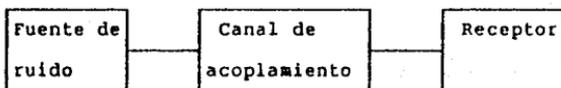


Figura 2.47.- Antes de que el ruido pueda ser un problema, debe existir una fuente de ruido, un receptor que sea susceptible a este ruido, y un canal de acoplamiento que transmita el ruido hacia el receptor.

La primera etapa en el análisis de un problema de ruido, es definir el problema. Esto se hace para determinar cual es la fuente de ruido, cual es el receptor y cómo la fuente y el receptor están acoplados. Podemos determinar que hay tres formas de romper la trayectoria de ruido :

- 1.- el ruido puede ser suprimido en la fuente.
- 2.- el receptor puede hacerse insensible al ruido.
- 3.- la transmisión a través del canal puede ser minimizada.

En algunos casos, las técnicas de supresión de ruido puede ser aplicadas en dos o en las tres partes de la trayectoria de

ruido. Como un ejemplo, consideremos el circuito mostrado en la figura 2.48, el cual muestra un motor de D.C., blindado, conectado a un circuito de control. El ruido del motor causa interferencia con un circuito de bajo nivel instalado en el mismo sistema.

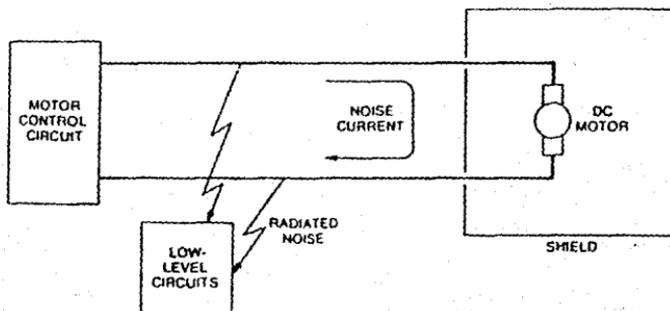


Figura 2.48.- En este ejemplo la fuente de ruido es el motor, y el receptor es el circuito de bajo nivel. El canal de acoplamiento consiste de la conducción de las terminales de la fuente del motor y la radiación desde éstas.

El ruido conmutado desde el motor, es conducido fuera del blindaje en las interlíneas (conductores), que van al circuito de control. Desde las interlíneas, el ruido es radiado hacia la circuitería del circuito de bajo nivel. En este ejemplo, la fuente de ruido consiste de los arcos entre las escobillas y el conmutador. El canal de acoplamiento tiene dos partes : la

conducción entre las interlíneas en el motor y la radiación desde las interlíneas. El receptor es el circuito de bajo nivel. En este caso, no se puede hacer mucho con respecto a la fuente o el receptor. Por lo tanto, la interferencia debe ser eliminada rompiendo el canal de acoplamiento. La conducción del ruido fuera del blindaje o la radiación desde las interlíneas debe ser detenida o ambos pasos pueden ser necesarios.

Hasta este punto, hemos mencionado el problema principal o tema principal de ésta parte del presente trabajo que nos ocupa y que es el blindaje de señales, ya que, como veremos más adelante, el blindaje es una de las técnicas o formas de eliminar la interferencia.

#### Uso de la teoría de redes.

Para una respuesta exacta para la pregunta de como se comporta cualquier circuito eléctrico, las ecuaciones de Maxwell deben ser resueltas. Las ecuaciones están en función de tres variables espaciales (X, Y, Z), y del tiempo (t). La solución para cualquier problema por simple que sea, de estas ecuaciones es comunmente muy compleja. Para evitar esta complejidad, una técnica de análisis aproximado llamada análisis de circuitos eléctricos es empleada durante dicho análisis.

El análisis de circuitos elimina las variables espaciales y da soluciones aproximadas como una función únicamente del

tiempo. El análisis de circuitos asume que :

- 1.- Todos los campos eléctricos están confinados en el interior de los capacitores.
- 2.- Todos los campos magnéticos están confinados en el interior de los inductores.
- 3.- Las dimensiones de los circuitos son pequeñas comparadas con la longitud de onda bajo consideración.

Los campos externos en realidad están implicados, aunque pueden ser omitidos en la solución de una red. Aunque los campos externos sean omitidos, sus efectos se harán presentes en otros circuitos.

Por ejemplo, a 100-W, un amplificador de potencia puede radiar 100mW de potencia. Estos 100mW, son completamente insignificantes en cuanto lo que concierne al análisis de potencia del amplificador. Sin embargo, si solo un porcentaje pequeño de esta potencia radiada es captada en la entrada de un amplificador sensitivo, puede producirse una gran señal de ruido.

Siempre que sea posible, los canales de acoplamiento de ruido se representarán con su equivalente junto con los componentes de la red. Por ejemplo, un campo eléctrico variable en el tiempo, que existe entre dos conductores puede ser representado por un capacitor conectado entre los dos

conductores, observe la figura 2.49.

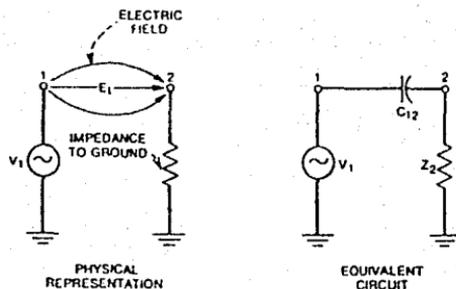


Figura 2.49. Cuando dos circuitos están acoplados por un campo eléctrico, el acoplamiento puede ser representado por un capacitor.

Un campo magnético variable en el tiempo que acopla dos conductores puede ser representado por una inductancia mutua entre los dos circuitos, observe la figura 2.50.

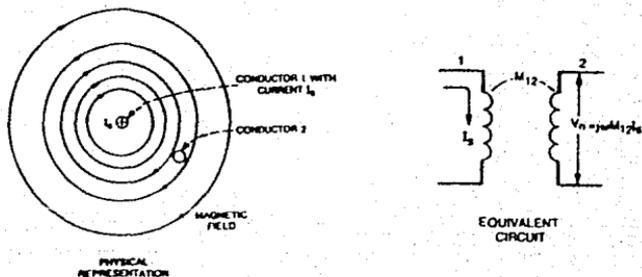


Figura 2.50. Cuando dos circuitos están acoplados por un campo magnético, el acoplamiento puede ser representado por una inductancia mutua.

Para que este enfoque sea válido, las dimensiones físicas de los circuitos deberán ser pequeñas comparadas con la longitud de onda de las señales involucradas. Por ejemplo, la longitud de onda de una señal de 1 MHz, es de 300 m. Para una de 300 MHz, es de 1 m. Para la mayor parte de los circuitos electrónicos, las dimensiones son más pequeñas que esas longitudes de onda.

#### Métodos de eliminación de la interferencia.

Las técnicas empleadas para eliminar o reducir al mínimo la interferencia entre circuitos electrónicos son las siguientes :

- 1.- Blindaje.
- 2.- Aterrizaje.
- 3.- Balanceo.
- 4.- Filtrado.
- 5.- Aislamiento.
- 6.- Separación y orientación.
- 7.- Control del nivel de impedancia del circuito.
- 8.- Diseño de cable.
- 9.- Cancelación (en el dominio de la frecuencia o del tiempo).

Debemos recordar que el ruido no puede ser eliminado, pero si puede ser minimizado hasta un nivel tal que no cause interferencia. En todos los casos, una solución única para el problema de la reducción del ruido no puede existir. Ciertos compromisos son generalmente y hay varias alternativas, en

ocaciones la mejor, está sujeta a desacuerdos considerables. Las decisiones en base a las cuales se determina la técnica a usar para un caso específico deben ser tomadas por el diseñador del sistema.

### Blindaje de conductores.

Una de las primeras formas para minimizar el ruido captado o introducido en un circuito, es el blindaje. Aunque las técnicas de blindaje y aterrizaje están estrechamente relacionadas, sólo veremos en la presente exposición, lo que respecta a la técnica del blindaje del blindaje de señales. El blindaje es usado para suprimir los campos eléctricos. Cuando el blindaje es usado apropiadamente puede reducir la cantidad de ruido acoplado considerablemente. El blindaje puede colocarse al rededor de los componentes, circuitos, ensambles completos, o en cables y líneas de transmisión. Para el presente desarrollo, vamos a hacer las siguientes suposiciones :

- 1.- Los blindajes son hechos con materiales no magnéticos, y son más delgados que la piel, a la frecuencia de interés.
- 2.- El receptor no está acoplado, así aligera a la fuente que es cargada por éste.
- 3.- Las corrientes inducidas en el circuito receptor de señal son bastante pequeñas para poder distorsionar el campo original. Esto no se aplica a un blindaje alrededor de un circuito receptor.

Para estudiar el problema del blindaje, representaremos el acoplo entre dos circuitos por una capacitancia e inductancia entre conductores. El circuito puede ser entonces analizado por la teoría normal de circuitos. Vamos a considerar tres tipos de acoplo. El primero es el capacitivo o eléctrico, el cual es debido a la interacción de campos eléctricos entre circuitos. Este tipo de acoplamiento es comúnmente identificado en la literatura como acoplamiento electrostático. El segundo es el inductivo o acoplamiento magnético, el cual es producto de la interacción entre campos magnéticos de dos circuitos. El tercero es una combinación de los campos eléctricos y magnéticos y es llamado acoplamiento electromagnético o radiación.

Para el análisis del campo cercano, podemos considerar al campo eléctrico y magnético en forma separada, cuando consideremos el campo lejano, debemos considerar los efectos del campo electromagnético.

#### Acoplamiento capacitivo.

Una representación simple del acoplo capacitivo entre dos conductores se muestra en la figura 2.51. La capacitancia  $C_{12}$ , es la capacitancia que representa el acoplo eléctrico entre los conductores 1 y 2. La capacitancia  $C_{1G}$ , es la capacitancia entre el conductor 1 y tierra,  $C_{2G}$ , es la capacitancia total entre el conductor 2 y tierra, y  $R$  es la resistencia del circuito 2 a tierra. La resistencia  $R$  resulta de la circuitería conectada a

el conductor 2 y no es un componente equivalente. La capacitancia  $C_{2G}$ , consiste de la capacitancia equivalente del conductor 2 a tierra y del efecto de cualquier circuitería conectada al conductor 2, el circuito equivalente del acoplamiento, también se muestra en la figura 2.51.

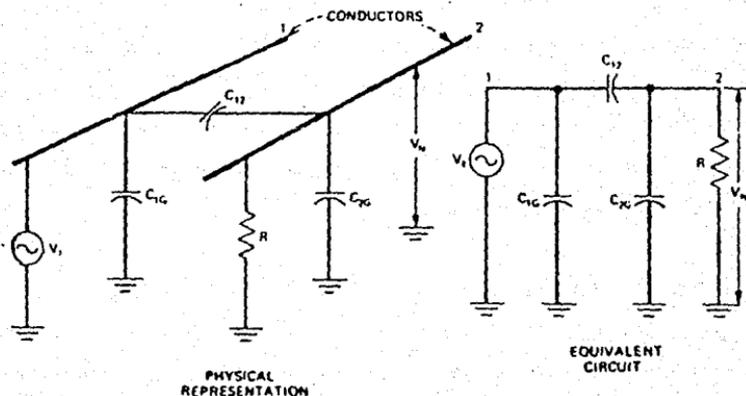


Figura 2.51.- Acoplamiento capacitivo entre dos conductores.

Consideremos el voltaje  $V_1$ , en el conductor 1 como la fuente de interferencia y al conductor 2 como el circuito afectado o receptor. Cualquier capacitancia conectada directamente a través de la fuente, tal como  $C_{1G}$ , puede ser pasada por alto puesto que no tiene efecto en el acoplamiento del ruido. El voltaje de ruido  $V_n$ , producido entre el conductor 2 y tierra se puede expresar de la siguiente manera :

$$V_N = \frac{j\omega \left[ \frac{C_{12}}{(C_{12} + C_{2G})} \right]}{j\omega + \frac{1}{R(C_{12} + C_{2G})}} V_1 \quad 2.73$$

La ecuación 2.73, no muestra claramente como el voltaje captado depende de varios parámetros. La ecuación anterior, puede ser simplificada para el caso que se presenta cuando R, es menor que la impedancia equivalente que forman  $C_{12}$ , en serie con  $C_{2G}$ . En la mayoría de los casos prácticos esto será cierto.

Por lo tanto, para :

$$R \ll \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G})}$$

si consideramos esta expresión en la ecuación 2.73, tendremos que ésta se reduce a :

$$V_N = j\omega R C_{12} V_1 \quad 2.74$$

Esta es la ecuación más importante derivada del acoplamiento capacitivo de dos conductores, y muestra claramente como el voltaje de ruido captado depende de otros parámetros. Esta ecuación, muestra que el voltaje de ruido es directamente proporcional a la frecuencia ( $\omega = 2\pi f$ ), de la fuente de ruido, a la resistencia R, a la capacitancia  $C_{12}$  entre los conductores 1

y 2, y a la magnitud del voltaje  $V_1$ .

Si suponemos que el voltaje y la frecuencia de la fuente no pueden ser cambiados, ésta deja solamente dos parámetros para reducir el acoplamiento capacitivo. El circuito receptor puede ser operado a un menor nivel de impedancia o la capacitancia  $C_{12}$  puede ser reducida. La capacitancia  $C_{12}$  puede ser reducida por orientación propia de los conductores, por blindaje, o por separación física entre los conductores. Si  $C_{12}$  se reduce, el voltaje inducido en el conductor 2 también se reduce.

Si la resistencia del conductor 2 a tierra es mayor que :

$$R \gg \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G})}$$

entonces la ecuación 2.73, se reduce a :

$$V_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} V_1 \quad 2.75$$

Bajo estas condiciones, el voltaje producido entre el conductor 2 y tierra es debido al divisor de voltaje capacitivo formado por  $C_{12}$  y  $C_{2G}$ . El voltaje de ruido es independiente de la frecuencia y es de una magnitud mayor que cuando  $R$  es pequeña.

## Efecto del blindaje en el acoplamiento capacitivo.

Consideremos primero el caso cuando el conductor 2 tiene una resistencia infinita a tierra. Si un blindaje es colocado al rededor del conductor 2, como se muestra en la figura 2.52, el circuito equivalente resultante será como el que se muestra en la misma figura 2.52.

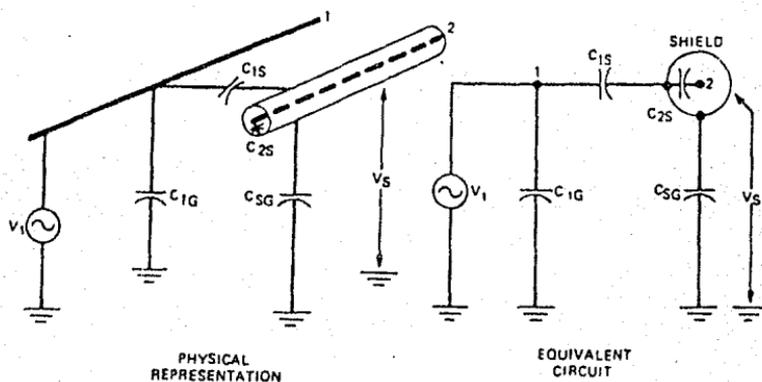


Figura 2.52.- Acoplamiento capacitivo con blindaje colocado al rededor del conductor receptor.

El voltaje de ruido debido al blindaje es:

$$V_B = \frac{C_{1B}}{C_{B2} + C_{BG}} V_1 \quad 2.76$$

Puesto que no hay flujo de corriente a través de  $C_{2S}$ , el voltaje de ruido en el conductor 2 es:

$$V_N = V_S$$

2.77

Si el blindaje es aterrizado, el voltaje  $V_S = 0$ , y el voltaje de ruido  $V_N$  en el conductor 2 es así mismo reducido a 0. El caso cuando el conductor no se extiende más allá del blindaje es una situación ideal.

En la práctica, el centro del del conductor se extiende más allá del blindaje, esta situación se muestra en la figura 2.53. Aquí  $C_{12}$  es la capacitancia entre el conductor 1 y el conductor blindado 2,  $C_{2G}$  es la capacitancia entre el conductor 2 y tierra. Estas dos capacitancias existen por que los extremos del conductor 2 se extienden más allá del blindaje. Sin embargo, si el blindaje es aterrizado, hay un voltaje de ruido acoplado al conductor 2, su magnitud se expresa así:

$$V_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2B}} V_1 \quad 2.78$$

El valor de  $C_{12}$ , y por lo tanto de  $V_N$ , en la ecuación depende de la longitud del conductor 2 que se extiende más allá del blindaje.

Para un blindaje de campo eléctrico es necesario :

- 1.- Minimizar la longitud del conductor central que se extiende más allá del blindaje.

2.- Dar al blindaje un buen aterrizaje.

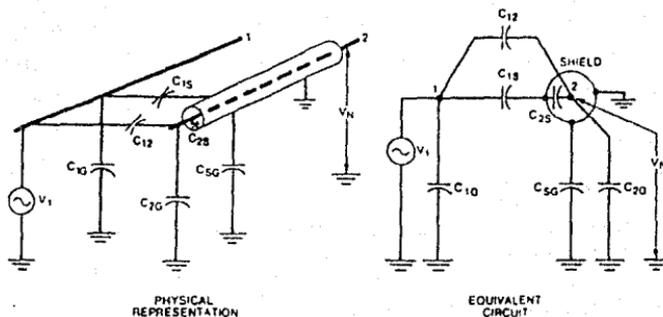


Figura 2.53.

Una sola conexión a tierra, hace un buen aterrizaje del blindaje, siempre y cuando el cable no sea más grande que un veintivo de la longitud de onda. En cables más grandes, es necesario hacer múltiples aterrizajes.

#### Acoplamiento Inductivo.

Quando una corriente fluye en un circuito cerrado, produce un flujo magnético  $\Phi$  el cual es proporcional a la corriente. La constante de proporcionalidad es llamada  $L$ , por lo tanto podemos escribir que :

$$\Phi = LI$$

2.79

El valor de la inductancia depende de la geometría del circuito y de las propiedades magnéticas del medio que contiene el campo. La inductancia  $L$ , sólo tiene significado para un circuito cerrado. No obstante, a veces podemos hablar de la inductancia de una porción de circuito. En este caso, significa la contribución que un segmento del circuito hace a el total de la inductancia del circuito cerrado.

Cuando una corriente fluye en un circuito, produce un flujo en un segundo circuito, lo cual produce una inductancia mutua entre los circuitos 1 y 2 definida como :

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} \quad 2.80$$

El símbolo  $\Phi_{12}$ , representa el flujo en el circuito 2 debido a la corriente  $I_1$  que fluye en el circuito 1.

El voltaje inducido  $V_N$ , en una malla cerrada de área  $A$  debido a un campo magnético de densidad de flujo  $B$ , se puede demostrar que está dado por la expresión :

$$V_N = - \frac{d}{dt} \int B \cdot A \quad 2.81$$

donde  $B$  y  $A$ , son vectores. Si el lazo o malla cerrada es estacionaria y la densidad de flujo varía en forma sinusoidal con el tiempo, y el área que encierra el lazo es constante,

entonces la ecuación 2.81, se reduce a :

$$V_N = j\omega BA \cos \theta \quad 2.82$$

Como se muestra en la figura 2.54, A es el área que encierra el lazo, B es el valor rms, de la densidad de flujo variable sinusoidalmente de frecuencia  $\omega$  rad/seg, y  $V_N$  es el valor rms, del voltaje inducido. Esta relación, puede ser expresada también en términos de la inductancia mutua M entre dos circuitos, de la siguiente manera :

$$V_N = j\omega M I_1 = M \frac{d i_1}{dt} \quad 2.83$$

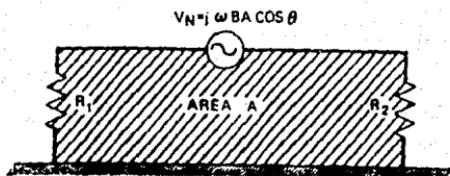


Figura 2.54.- El ruido inducido, depende del área encerrada por el circuito de disturbio. El campo magnético de densidad B, corta al área A, con un ángulo  $\theta$ .

Las ecuaciones 2.82 y 2.83, son las ecuaciones básicas que describen el acoplamiento inductivo entre dos circuitos. La figura 2.55, muestra el acoplamiento inductivo (magnético),

entre dos circuitos como se describe en la ecuación 2.83.

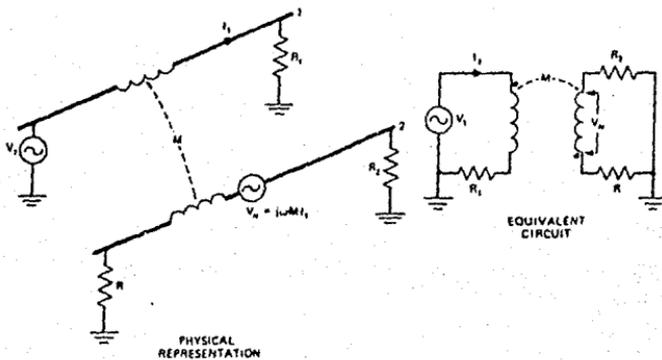


Figura 2.55.- Acoplamiento magnético entre dos circuitos.

La corriente  $I_1$ , es la corriente que circula en el circuito que produce la interferencia, y  $M$  es el término que toma en cuenta la geometría y las propiedades magnéticas del medio entre los dos circuitos. La presencia de  $\omega$  en las ecuaciones 2.82 y 2.83, indica que el acoplamiento es directamente proporcional a la frecuencia. Para reducir el voltaje de ruido,  $B$ ,  $A$ , o  $\cos \theta$ , pueden ser reducidos.

El término  $B$  puede ser reducido por la separación física de los circuitos o por las vueltas del alambre de la fuente, entregando un flujo de corriente en el par retorcido y no a través del plano de la tierra. Bajo estas condiciones, las

torceduras provocan que los campos  $B$  de cada alambre se cancele.

El área del circuito receptor puede ser reducida colocando el conductor cerca del plano de la tierra (si la corriente regresa, es a través del plano de la tierra), o usando dos conductores retorcidos juntos (si la corriente regresa, es a través de uno de los pares, en lugar de por el plano de la tierra).

El término  $\cos \theta$ , puede ser reducido por orientación propia de la fuente y de los circuitos receptores.

Puede ser útil mencionar algunas diferencias entre el acoplamiento eléctrico y el magnético. Primero, reduciendo la impedancia del circuito receptor, en una situación de acoplo magnético no disminuye el voltaje de ruido como sucede en un acoplamiento de campo eléctrico. Segundo, en el caso del acoplamiento del campo magnético, el voltaje de ruido es producido en serie con los conductores del receptor, mientras que en el caso del acoplamiento del campo eléctrico, el voltaje de ruido es producido entre el conductor del receptor y tierra.

Si ahora colocamos un blindaje no magnético y no aterrizado alrededor del conductor 2, el circuito resultante será como el que se muestra en la figura 2.56, donde  $M_{1B}$ , es la inductancia mutua entre el conductor 1 y el blindaje.

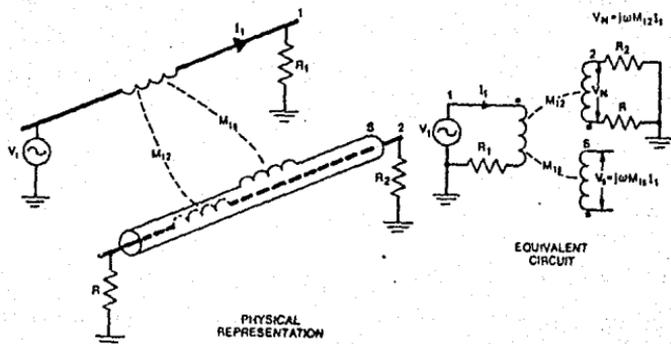


Figura 2.56.- Acoplamiento magnético cuando un blindaje es colocado alrededor de un conductor receptor.

Puesto que el blindaje no tiene efecto en la geometría o en las propiedades magnéticas del medio entre los circuitos 1 y 2, no tiene efecto en el voltaje inducido dentro del conductor 2. El blindaje produce, sin embargo, un voltaje de ruido debido a la corriente que fluye en el conductor 1, el cual está dado por la siguiente ecuación :

$$V_N = j\omega M_{1B} I_1 \quad 2.84$$

Una conexión a tierra en un extremo del blindaje no cambia la situación. Puede, por lo tanto, concluirse que un blindaje

colocado alrededor de un conductor y aterrizado en un extremo no tiene efecto en el voltaje magnéticamente inducido en ese conductor.

**Acoplamiento magnético entre el blindaje y el conductor interno.**

Antes de continuar la discusión del acoplamiento inductivo, es necesario calcular el acoplamiento inductivo entre un tubo conductor hueco y conductores colocados dentro del tubo. Este concepto es fundamental para la discusión del blindaje inductivo y será ocupado posteriormente.

Primero consideremos el campo magnético producido por un conductor tubular por el cual fluye una corriente uniforme axial, tal como se muestra en la figura 2.57. Si el hoyo en el tubo es concéntrico con el exterior de éste mismo, no hay campo magnético en la cavidad y el campo magnético total es externo al tubo.

Si ahora colocamos dentro del tubo en forma axial un cable, como se muestra en la figura 2.58. Todo el flujo debido a la corriente  $I_s$  (tubo conductor), encierra al conductor interno. La inductancia del blindaje es igual a :

$$L_s = \frac{\Phi}{I_s} \qquad 2.85$$

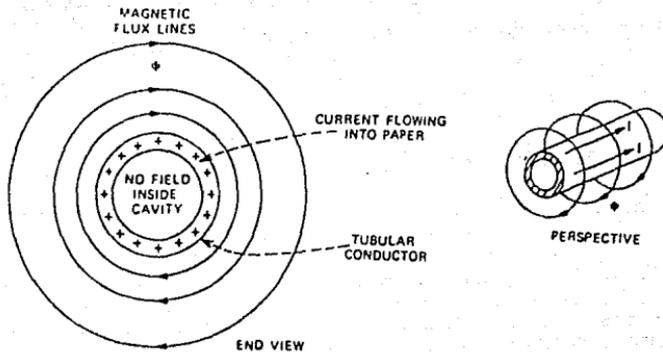


Figura 2.57.- Campo magnético producido por una corriente en un conductor tubular.

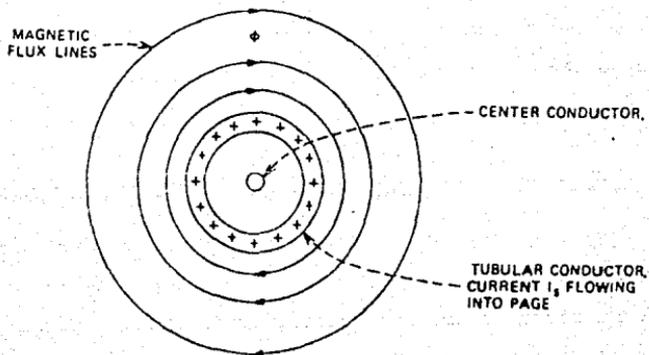


Figura 2.58.- Cable coaxial con blindaje de flujo de corriente.

La inductancia mutua entre el blindaje y el conductor interno está dada por la siguiente ecuación :

$$M = \frac{\Phi}{I_S} \quad 2.86$$

Puesto que todo el flujo producido por la corriente de blindaje encierra al conductor central, el flujo en las dos ecuaciones anteriores es el mismo, por lo tanto la inductancia mutua entre el blindaje y el conductor central es igual a la misma inductancia del blindaje :

$$M = L_S \quad 2.87$$

La ecuación anterior es muy importante, y fué derivada para mostrar que la inductancia mutua entre el blindaje y el conductor central es igual a la inductancia del blindaje. Basandonos en el concepto de reciprocidad de la inductancia mutua, lo inverso también debe ser cierto. Esto es, la inductancia mutua entre el conductor central y el blindaje, es igual a la inductancia del blindaje.

La ecuación 2.87, depende (su validez), solo del hecho de que no exista campo magnético en la cavidad del tubo debido a la corriente de blindaje. Los requerimientos para que esto sea cierto son, que el tubo sea cilíndrico y que la densidad de corriente sea uniforme alrededor de la circunferencia del tubo.

El voltaje  $V_N$  inducido en o hacia el conductor del centro debido a la corriente  $I_S$  en el blindaje puede ahora ser calculado. Asumamos que la corriente de blindaje es producida por un voltaje  $V_S$  inducido en el blindaje desde algún otro circuito. La figura 2.59, muestra el circuito considerado ;  $L_S$  y  $R_S$ , son la inductancia y la resistencia del blindaje.

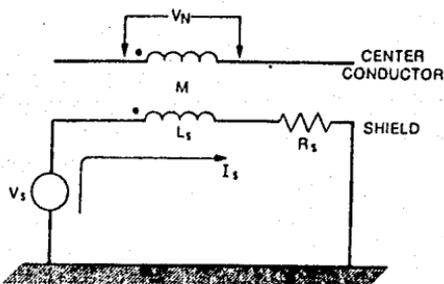


Figura 2.59. Circuito equivalente del conductor blindado.

El voltaje  $V_N$  es igual a :

$$V_N = j\omega M I_S \quad 2.88$$

La corriente  $I_S$  es igual a :

$$I_S = \frac{V_S}{L_S} \left[ \frac{1}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] \quad 2.89$$

por lo tanto :

$$V_N = \frac{[j\omega MV_S]}{L_S} \left[ \frac{1}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] \quad 2.90$$

puesto que  $L_S = M$ , entonces :

$$V_N = \left[ \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] V_S \quad 2.91$$

Una gráfica de la ecuación 2.91, se muestra en la figura 2.60. La frecuencia de corte para esta curva se define como la frecuencia de blindaje de corte  $\omega_C$  y ocurre cuando :

$$\omega_C = \frac{R_S}{L_S} \quad , \quad \text{o} \quad f_C = \frac{R_S}{2\pi L_S} \quad 2.92$$

El voltaje de ruido inducido en el conductor central es cero en D.C., y se incrementa a casi  $V_S$  a una frecuencia de  $SR_S/L_S$  rad./seg. Por lo tanto, si se permite que fluya la corriente de blindaje, un voltaje es inducido en el conductor central y casi es igual al voltaje de blindaje a frecuencias mayores que las cinco veces la frecuencia de blindaje de corte  $\omega_C$ .

La anterior es una propiedad muy importante de un conductor dentro de un blindaje. La siguiente tabla, muestra frecuencias de blindaje de corte medidas para varios cables, así como

también, cinco veces esta frecuencia.

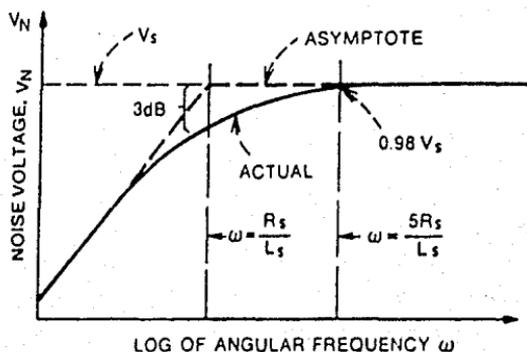


Figura 2.60.- Voltaje de ruido en el conductor central de un cable coaxial debido a la corriente de blindaje.

Cable	Impedancia ( $R$ )	Frecuencia de corte (kHz)	5 veces la fre- cuencia de cor- te (kHz).	Observa- ciones.
RG-6A	75	0.6	3.0	D.B.*
RG-213	50	0.7	3.5	
RG-214	50	0.7	3.5	D.B.*
RG-62A	93	1.5	7.5	
RG-59C	75	1.6	8.0	
RG-58C	50	2.0	10.0	

**Par entrelazado blindado.**

Cable	Impedancia ( $\Omega$ )	Frecuencia de corte (kHz)	5 veces la fre- cuencia de cor- te (kHz).	Observa- ciones.
754E	125	0.8	4.0	D.B.*
24Ga	---	2.2	11.0	
22Ga	---	7.0	35.0	B.P.**

**Blindaje único.**

Cable	Impedancia ( $\Omega$ )	Frecuencia de corte (kHz)	5 veces la fre- cuencia de cor- te (kHz).	Observa- ciones.
24Ga	---	4.0	20.0	

\* Doble Blindaje.

\*\* Blindaje Plateado-Al.

**Blindaje para prevenir radiación magnética.**

Para prevenir radiación, la fuente de interferencia puede ser blindada. La figura 2.61, muestra los campos eléctrico y magnético alrededor de un conductor que lleva corriente, localizado en el espacio libre.

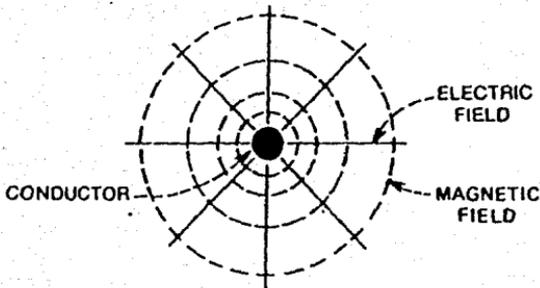


Figura 2.61.- Campos alrededor de un conductor que lleva corriente.

Si un aterrizaje es colocado en un punto del blindaje alrededor del conductor, las líneas de campo eléctrico terminen en el blindaje, pero será muy poco el efecto en las líneas de campo magnético. Esto se muestra en la figura 2.62. Si una corriente de blindaje igual y opuesta que la del conductor central se hace fluir en el blindaje, generará un campo magnético igual pero opuesto externamente. Este campo cancela al campo magnético debido al conductor central, externo al blindaje. Este resultado final, se muestra en la figura 2.63.

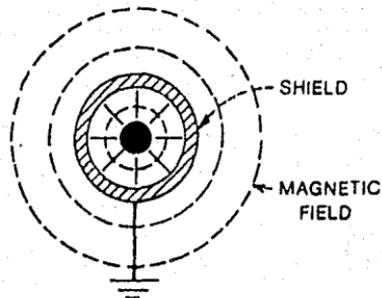


Figura 2.62.- Campos alrededor del conductor blindado; blindaje aterrizado en un punto.

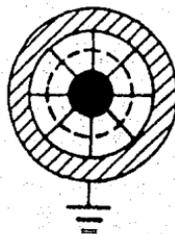


Figura 2.63.- Campos alrededor del conductor blindado; blindaje aterrizado y llevando una corriente igual a la corriente del conductor central, pero en dirección opuesta.

La figura 2.64, muestra un circuito el cual está aterrizado en ambos extremos y lleva una corriente  $I_1$ . Para prevenir la radiación de campo magnético desde este circuito, el blindaje debe ser aterrizado en ambos extremos y la corriente de retorno debe fluir desde A a B en el blindaje ( $I_S$  en la figura), en lugar de el plano de la tierra ( $I_G$  en la figura). Pero, porqué la corriente de retorno debe fluir de A a B a través del blindaje, en lugar de fluir a través del plano de la tierra?. El circuito equivalente puede ser empleado para analizar esta situación.

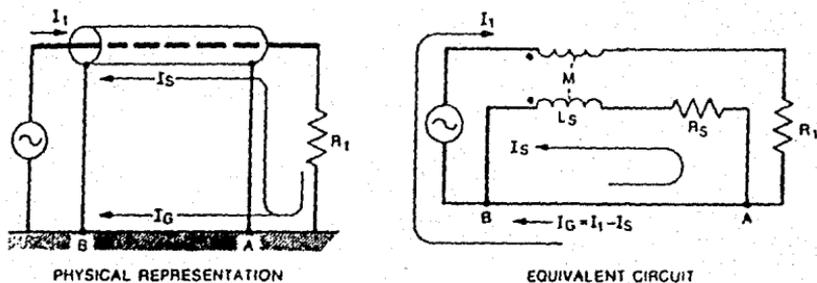


Figura 2.64.- División de corriente entre el blindaje y el plano de la tierra.

Escribiendo la ecuación de malla alrededor del lazo de tierra (A- $R_S$ - $L_S$ -B-A), la ecuación nos dará la corriente de

blindaje  $I_g$ :

$$0 = I_g(j\omega L_g + R_g) - I_1(j\omega M) \quad 2.93$$

donde  $M$  es la inductancia mutua entre el blindaje y el conductor central y como previamente habíamos demostrado que  $M = L_s$ , hacemos esta sustitución y reorganizando tendremos que:

$$I_g = I_1 \quad 2.94$$

De la ecuación anterior, podemos observar que si la frecuencia esta mucho más arriba de la frecuencia de corte de blindaje  $\omega_c$ , la corriente de blindaje se acerca a la corriente del conductor central. Debido a la inductancia mutua entre el blindaje y el conductor central, por esto, el blindaje provee una trayectoria de retorno con una inductancia total de circuito menor que la del plano de la tierra en altas frecuencias.

Como la frecuencia decrece por debajo de  $5\omega_c$ , el cable provee menos y menos blindaje magnético puesto que más corriente de retorno regresa a través del plano de la tierra.

Para prevenir la radiación de un campo magnético desde un conductor aterrizado en ambos extremos, debe ser blindado y el blindaje deberá ser aterrizado en ambos extremos.

Esto nos brinda buen blindaje de campo magnético a

frecuencias considerablemente mayores que la frecuencia de corte de blindaje. Esta reducción en la radiación magnética de campo no es debida a las propiedades del blindaje magnético. Más bien, la corriente de retorno en el blindaje, genera un campo que cancela al campo creado por el conductor central.

Si la conexión de tierra es retirada en un extremo del circuito, como se muestra en la figura 2.65, entonces el blindaje no deberá ser aterrizado ahora en un extremo y la corriente de retorno, fluirá toda a través del blindaje. Esto es especialmente verdadero a frecuencias menores que la frecuencia de corte de blindaje. Aterrizando ambos extremos del blindaje, en este caso, se reduce el blindaje puesto que algo de la corriente retornaría a través del plano de la tierra.

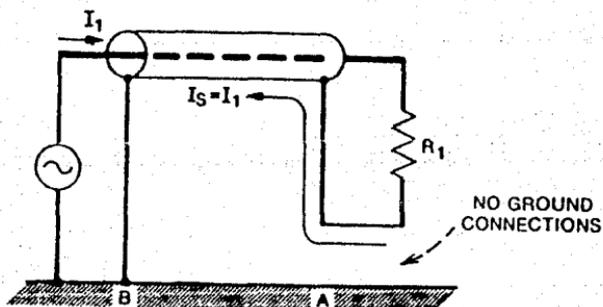


Figura 2.65.- Un extremo sin aterrizar del blindaje, toda la corriente de retorno fluye a través del blindaje.

**Factor de Blindaje.**

La cantidad de blindaje entre dos circuitos puede ser expresada en terminos de un factor de blindaje. El factor de blindaje se define como la razón del voltaje inducido en el circuito al cual se le causa interferencia (receptor), después de que el blindaje es introducido, a el voltaje inducido en el mismo circuito sin blindaje:

$$\eta = \frac{V_N \text{ (con blindaje)}}{V_N \text{ (sin blindaje)}} \quad 2.95$$

Un arreglo generalizado de blindaje, se describe en la figura 2.66. Consistente en:

- 1.- un conductor de disturbio.
- 2.- un conductor de blindaje.
- 3.- un conductor con disturbio.

Para los arreglos ilustrados se cumple que:

$$\eta = 1 - \frac{Z_{12} Z_{23}}{Z_{13} Z_{22}} \quad 2.96$$

La impedancia  $Z_{22}$ , es la impedancia propia del circuito 2 y  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$  y  $Z_{23}$ , son las impedancias mutuas entre los circuitos 1 y 2, 1 y 3, y 2 y 3, respectivamente.

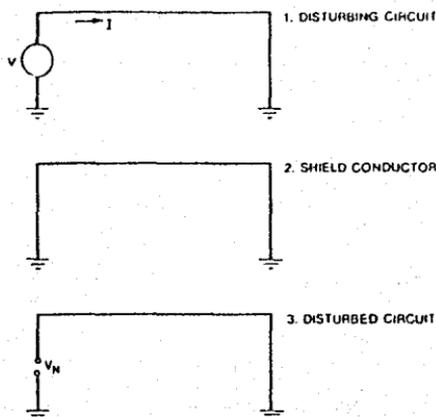


Figura 2.66.- Sistema de blindaje generalizado. Un conductor de blindaje arbitrario 2 se coloca entre la fuente de ruido 1 y el conductor receptor 3.

#### Cable coaxial contra par entrelazado blindado.

Cuando comparamos el cable coaxial contra un par entrelazado blindado, es importante reconocer la utilidad de ambos tipos de cables desde el punto de vista de la propagación, sin hacer caso o independientemente de sus características de blindaje. La figura 2.67, muestra esta comparación. El par entrelazado blindado es muy útil a frecuencias por debajo de los 100 kHz. En algunas aplicaciones, la frecuencia puede ser tan alta como 10 MHz. Arriba de 1 MHz, las pérdidas en el par entrelazado blindado se incrementan considerablemente.

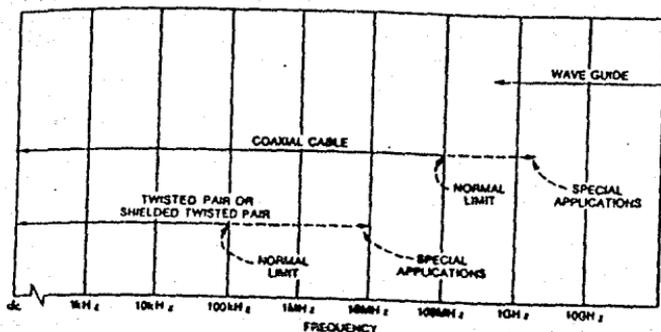


Figura 2.67.- Rango de frecuencia útil para varias líneas de transmisión.

Por otra parte el cable coaxial tiene una característica de impedancia más uniforme con menos pérdidas. Es útil, por lo tanto, en el rango de frecuencias desde un poco arriba de cero, es decir, D.C., hasta las frecuencias de la banda de VHF, con algunas aplicaciones que se extienden a UHF.

Como se observa, de la figura anterior podemos ver que a pocos cientos de MHz, las pérdidas en el cable coaxial se hacen grandes, y la guía de onda se vuelve más práctica. Un par entrelazado blindado tiene más capacitancia que un cable coaxial, y por lo tanto, no es útil a grandes o altas frecuencias o en circuitos con alta impedancia.

Un cable coaxial aterrizado en un punto, provee en buen grado cierta protección de la capacitancia de pickup. Pero si fluye una corriente de ruido en el blindaje, se producirá un voltaje de ruido. Su magnitud es igual al producto de la corriente de blindaje por la resistencia de éste mismo. Puesto que el blindaje es parte de la trayectoria de la señal, este voltaje de ruido aparece como ruido en serie con la señal de entrada. Un cable con doble blindaje o triaxial, con aislamiento entre los dos blindajes puede eliminar el ruido producido por la resistencia del blindaje. La corriente de ruido fluye en el exterior del blindaje y la corriente de señal fluye en el interior del blindaje. Las dos corrientes (señal y ruido), por lo tanto, no fluyen a través de la impedancia común.

Desafortunadamente, los cables triaxiales son caros y delicados en su uso. Un cable coaxial en altas frecuencias, sin embargo, actúa como un cable triaxial debido al efecto piel. Para un cable blindado típico, el efecto piel se vuelve importante a frecuencias cercanas a 1 MHz. La corriente de ruido fluye fuera de la superficie del blindaje mientras que la señal fluye dentro de la superficie. Por ésta razón, un cable coaxial es mejor emplearlo en altas frecuencias.

Un par entrelazado blindado tiene características similares a un cable triaxial y no es tan caro o delicado. La corriente de señal fluye en los dos conductores internos y cualquier corriente de ruido fluye en el blindaje. La resistencia de

acoplamiento común es eliminada. En resumen, cualquier corriente de blindaje se acopla igualmente en ambos conductores internos por la inductancia mutua, y los voltajes por lo tanto se cancelan.

Un par entrelazado sin blindaje, a menos que se balancee, da muy poca protección contra la capacitancia de pickup, pero es muy buena protección contra el magnetismo pickup. El par entrelazado blindado nos brinda el mejor blindaje para señales de baja frecuencia, en las cuales el magnetismo pickup es el mayor problema.

#### Blindajes Trenzados.

La mayor parte de los cables, actualmente son fabricados con blindaje entrelazado más bien que con un conductor sólido. Las ventajas de la trenza son su flexibilidad, durabilidad y fuerza. La trenza, sin embargo, proporciona típicamente solo de 60-90% de cobertura y son menos efectivas que los blindajes con conductores sólidos. Los blindajes trenzados usualmente proporcionan leves reducciones del blindaje de campo eléctrico (excepto en UHF), pero dan grandes reducciones al blindaje de campo magnético. La razón es que la trenza distorsiona la uniformidad de la corriente de blindaje. Una trenza es típicamente de 5 a 30 dB menos efectiva que un blindaje sólido para protección contra campos magnéticos.

En las frecuencias más altas la efectividad de la trenza comienza a disminuir. Esto es por que los hoyos de la trenza son más grandes comparados con la longitud de onda de la señal en altas frecuencias. Múltiples blindajes pueden ofrecernos mejor protección, pero tienen alto costo y son menos flexibles. Cables con doble o triple blindaje se usan en aplicaciones críticas.

Recientemente, cables con una hoja de aluminio sólido como blindaje, están ya disponibles. Estos blindajes brindan casi 100% de cobertura y un blindaje más efectivo. No son tan fuertes como una trenza, sin embargo, tienen una frecuencia (alto blindaje en la frecuencia de corte), más alta de corte de blindaje debido a su resistencia de blindaje mayor.

#### Uniformidad de la corriente de blindaje.

El blindaje magnético discutido anteriormente, depende de una distribución uniforme de la corriente de blindaje longitudinal alrededor de la circunferencia de blindaje. Blindajes sólidos tales como hojas de aluminio, producen una distribución de corriente de blindaje más uniforme, y por lo tanto, provee del mejor blindaje magnético si la frecuencia a la que se trabaja esta cercana de la frecuencia de blindaje de corte. Los blindajes entrelazados son considerablemente menos efectivos para el blindaje magnético puesto que su distribución de corriente es menos uniforme que en un blindaje sólido. La trenza puede ser plateada con soldadura o plata y el flujo de

corriente se hace más uniforme debido al mejor contacto de conductor a conductor.

Un blindaje magnético más eficaz cerca de los extremos del cable, depende de la manera en que la trenza es terminada. Una conexión de trenza (pigtail), o coleta como la que se muestra en la figura 2.68, produce que la corriente de blindaje sea concentrada en un lado del blindaje. Para máxima protección, el blindaje debe ser terminado uniformemente alrededor de su sección transversal. Esto se puede realizar usando un conector coaxial tal como un BNC, UHF, o un tipo N. Tal conector se muestra en la figura 2.69, el cual provee un contacto eléctrico de 360° con el blindaje. Una terminación coaxial también provee una cobertura completa de conductor interno, preservando la integridad del blindaje del campo eléctrico.

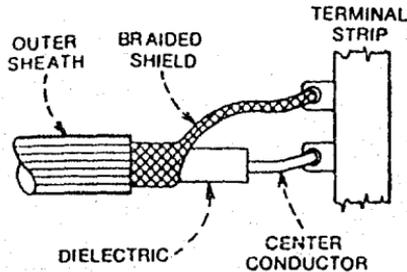


Figura 2.68.- Conexión de blindaje de trenza, concentra la corriente en un lado del blindaje.

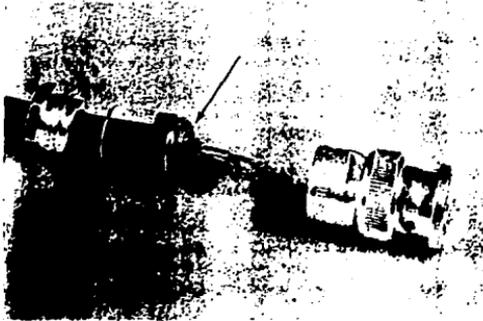


Figura 2.69.- Conector BNC, desconectado, el cual muestra un contacto de 360° con el blindaje.

Para el presente diseño, seleccionaremos un cable coaxial CATV 75Ω, 59/U, el cual está constituido por dos conductores concéntricos separados entre sí por un dieléctrico. El conductor central está formado por un conductor sólido de cobre duro. El aislamiento es de polietileno celular de bajas pérdidas. El conductor externo (pantalla) está formado por la combinación de una cinta aluminizada por ambos lados y una trenza formada por hilos de aluminio.

Dentro de sus propiedades más importantes, cabe mencionar que presenta una extremadamente baja atenuación (ver tabla en el apéndice), mínima interferencia de la señal, flexibilidad y bajo peso.

El fabricante recomienda que durante la instalación y almacenamiento del cable, deben evitarse las deformaciones de éste, y se debe usar el conector adecuado, nosotros usaremos conectores BNC como el que se indica en la figura 2.69.

Además, el cable coaxial como va instalado bajo el piso falso, irá sobre un soporte y dentro de una canaleta cuadrada, como se muestra en la figura 2.70, la cual estará conectada a tierra y protegerá al cable contra campos electromagnéticos, así como contra posibles roedores.

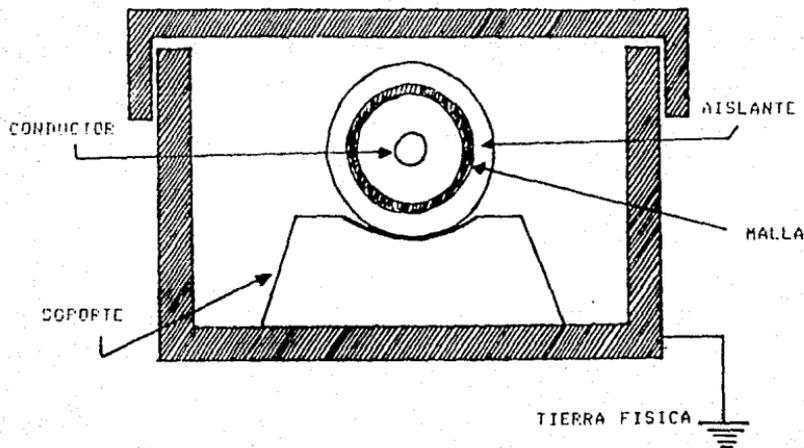


Figura 2.70.

## IIe.- Convertidores analógico digitales.

## II.e.1.- Introducción.

Antes de iniciar el tratamiento de los conversores analógico digitales, es necesario revisar algunos conceptos que nos ayudarán a tener un mejor entendimiento en el funcionamiento de estos dispositivos.

Empezaremos por diferenciar entre una señal analógica y una señal digital:

Una señal analógica se caracteriza por tener un valor continuo a lo largo del tiempo. (vease figura 2.71)

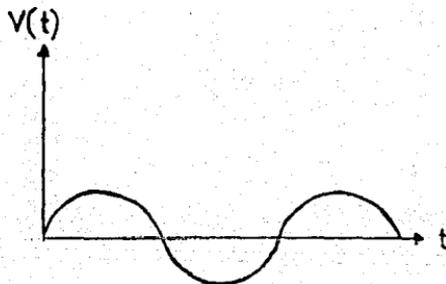


Figura 2.71.- Señal analógica.

Una señal digital es aquella que se representa por dos formas de onda que causan abruptas transiciones entre dos valores. (Ver figura 2.72).

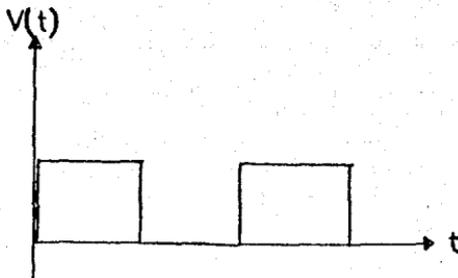


Figura 2.72.- Señal digital.

Sin embargo, cuando una señal analógica se requiere procesar es necesario transformarla a una señal digital, que permita hacer su procesamiento de una manera adecuada.

Para que una señal analógica pueda ser transformada a digital, lo primero que se requiere es muestrear la señal.

Este proceso depende fundamentalmente del TEOREMA DEL MUESTREO, que nos dice: "Para que una señal  $M(t)$  cuya banda está limitada y contiene una componente de frecuencia máxima  $f_m$  y se requiere reconstruir, debe ser muestreada a intervalos mayores o iguales al doble de esta frecuencia máxima".

$$T_s > \frac{1}{2f_m}$$

$$T_s = \frac{1}{2f_m}$$

2.97

El tiempo  $T_s$  es el intervalo de tiempo mínimo que se requiere para estar muestreando la señal.

Para auxiliarnos en el entendimiento de este concepto, es necesario revisar la figura 2.73.

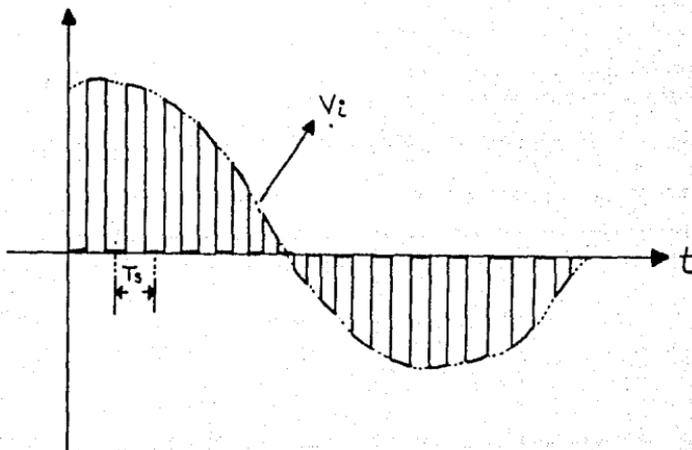


Figura 2.73.

En esta figura se muestra una señal analógica y la forma en que es discretizada, en el intervalo de tiempo  $T_s$ . A los pulsos de la señal muestreada se les conoce como señales "PAM". Que significa modulación de pulsos por amplitud.

Una vez que hemos discretizado la señal ahora es necesario efectuar un segundo proceso al que se le denomina cuantización:

Para llevar a cabo la cuantización, se tiene un período de tiempo entre los intervalos de muestreo de la señal analógica, que nos permiten convertir cada muestra de voltaje en una forma digital. Este proceso se muestra en la figura 2.74.

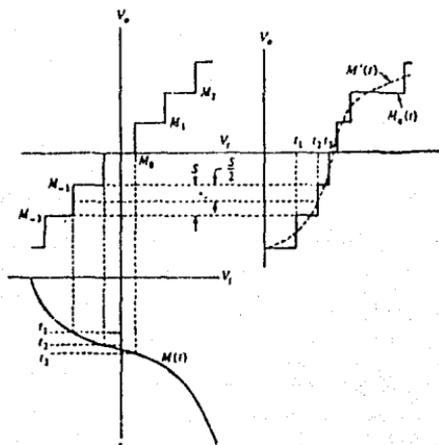


Figura 2.74.

En ella como se observa, una señal  $M(t)$ , tiene la forma  $V_i$ , que es la que se aplica a la entrada del cuantificador, la salida de éste es denominado  $V_o$  y corresponde a la forma de onda  $M_q(t)$  que es la señal cuantizada.

Observando las figuras deducimos que mientras  $V_i = M(t)$  varía suvamente en el tiempo, la señal  $M_q(t)$ , se define en uno u otro valor de nivel fijo ( $M_{-2}, M_{-1}, \dots$ ). Como se deduce la señal cuantizada es una aproximación de la señal original.

La calidad de la señal cuantizada se mejora al disminuir el

tamaño de los escalones, e incrementando el número de éstos.

Cuando deseamos transformar una señal analógica a digital que tiene un valor "R" de pico a pico y con "Q" niveles de cuantización el tamaño del escalón queda dado por:

$$R = Q S$$

$$2.98$$

Para auxiliarnos en encontrar los errores de cuantificación nos apoyaremos en la figura 2.75.

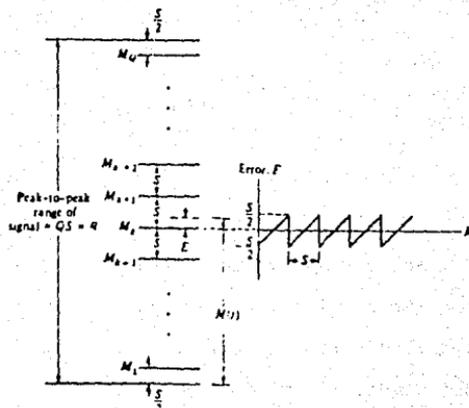


Figura 2.75.

En la figura mostrada se observa que dichos errores son de  $S/2$ .

Para finalizar una vez que se ha concluido el proceso anterior, es necesario asociar un valor binario a la señal

cuantizada; y con esto habremos terminado el proceso de digitalización.

En el desarrollo de la electrónica digital el proceso descrito, se ejecuta por diferentes tipos de dispositivos, denominados convertidores analógico/digitales, mismos que serán analizados en los siguientes incisos.

#### Convertidor A/D comparador en paralelo

Este convertidor pertenece al grupo de los convertidores de transformación directa.

Esta constituido por "N" comparadores a los que se introducen dos señales simultáneamente. (ver figura 2.76).

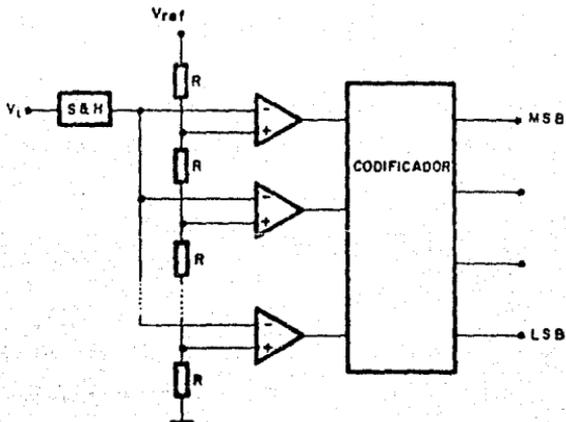


Figura 2.76.- Convertidor en paralelo.

Las señales que se introducen son: una señal analógica ya muestreada; y una tensión de referencia distinta para cada comparador, que se obtiene de la misma tensión de referencia, mediante una red de resistencias. De esta manera se producen "N" comparaciones simultáneas.

Las salidas de los comparadores se aplican a un codificador, que transforma la información a un código binario procesable.

Este tipo de convertidor es el más rápido, ya que la comparación se realiza en forma simultánea y no secuencial.

El principal inconveniente de este convertidor es su precio, el cual es determinado por el gran número de comparadores requeridos para discriminar el número de niveles.

Se requieren tantos comparadores como niveles. Si el sistema admite palabras de "N" bits, el número de comparadores será:

$$N = 2^n - 1$$

2.99

Sólo se emplean este tipo de convertidores para un elevado número de bits, en los que la velocidad de conversión es un requisito indispensable.

### Convertidor A/D de rampa y escalera

Utiliza el circuito más simple de los convertidores analógico/digitales; y consta de los siguientes elementos: comparador, reloj, circuito de muestreo, contador, conversor digital/analógico y buffers de salida. Para un mejor entendimiento vayamos a la figura 2.77.

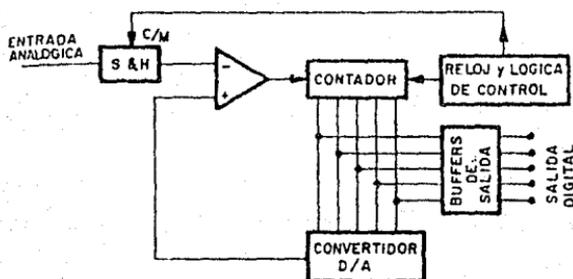


Figura 2.77.-Convertidor A/D rampa y escalera.

Una vez que el circuito de muestreo ha muestreado la señal analógica, el contador comienza a funcionar contando los pulsos del reloj.

El resultado de esta cuenta se transforma en una señal analógica, mediante un convertidor digital/analógico, proporcional al número de pulsos de reloj recibidos hasta ese instante: La señal analógica obtenida se introduce al

comparador, en el que se efectúa una comparación entre la señal de entrada y la señal digital convertida.

En el momento en que ésta última alcanza el valor (en realidad algo mayor), de la señal de entrada, el comparador nivela su salida y produce el paso del contador.

El valor del contador pasa a los buffers y se convierte en la salida digital correspondiente.

Este convertidor presenta dos inconvenientes importantes que respectivamente son:

- Escasa velocidad
- Tiempo de conversión variable

En cuanto al segundo inconveniente se comprende fácilmente con la ayuda de la figura 2.78.

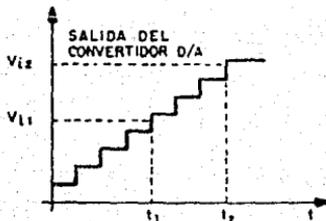


Figura 2.78.- Salida del convertidor D/A.

En ella se aprecia que el número de pulsos de reloj requeridos para alcanzar el valor de  $V_i$ , en el conversor analógico digital depende de  $V_i$ . Dicho tiempo está dado por:

$$t = \frac{V_i 2^n}{f V} \quad 2.100$$

donde:

$n$  es el número de bits

$f$  es la frecuencia del reloj

$V$  voltaje a escala completa

#### Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas

Este tipo de convertidor es similar al anterior, excepto que el contador se sustituye por un circuito denominado "Registro de aproximaciones sucesivas". Para una mejor comprensión de su funcionamiento vease la figura 2.79.

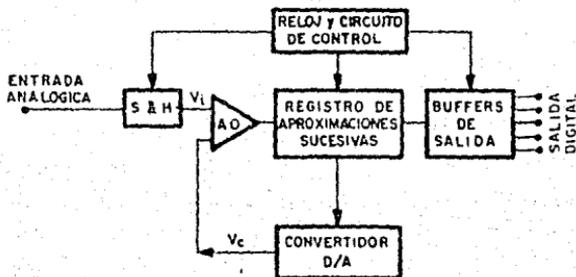


Figura 2.79.- Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.

El registro de aproximaciones sucesivas comienza poniendo a "1" el bit mas significativo, quedando a cero el resto, o sea, forma el valor 1000...0, que corresponde a la mitad de la máxima excursión de la tensión de entrada. Este valor es transformado a una señal analógica,  $V_c$ , que a su vez se introduce al comparador.

Si la señal " $V_c$ ", es mayor que " $V_i$ " el comparador báscula dando lugar a una señal que hace que el registro varíe su contenido, sustituyendo el "1" del bit mas significativo por un cero y colocando en el bit de valor inmediato inferior un "1", quedando inalterados el resto de los bits (0100...0).

Si la señal " $V_c$ " es menor que " $V_i$ ", el registro no modifica el bit de más peso, pero coloca el bit de valor inmediato inferior a "1", dejando el resto a ceros (0110...0).

Tanto en uno como en otro caso se efectúa una nueva conversión analógica; y luego se modifica el registro con el mismo criterio.

El proceso se repite hasta alcanzar el bit menos significativo. El ciclo se repetirá " $n$ " veces, siendo " $n$ " el número de bits de aproximaciones sucesivas.

En este caso el tiempo empleado en la conversión es independiente del valor de la señal analógica de entrada.

El tiempo de conversión es mucho menor que el que se requiere en el de rampa en escalera.

Para entender mejor los valores que se adoptan en los distintos bits del registro de aproximaciones sucesivas (5 bits) recurramos a la figura 2.80.

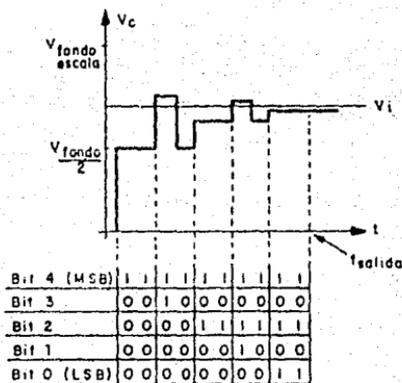


Figura 2.80.

Como se observa en la figura también se indica el tiempo "t" para el cual el circuito de control dará "vía libre" a los buffers para entregar la señal digitalizada.

#### Convertidor A/D de rampa única.

Está constituido por: un integrador, un comparador un

generador de pulsos y un contador con buffers a la salida. (ver figura 2.81)

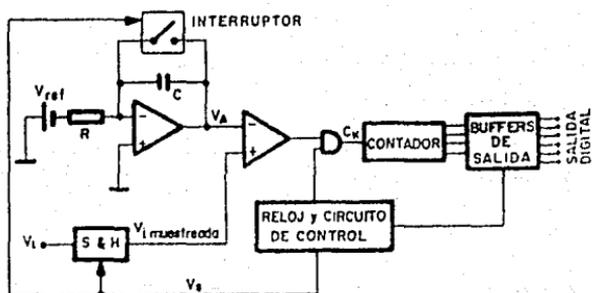


Figura 2.81.- Convertidor A/D de rampa única.

En este tipo de convertidor al inicio del trabajo el integrador y el contador se ponen a ceros por el circuito de control.

A partir de este momento el integrador genera una rampa, con una pendiente dada por los valores de "R" y "C".

Simultáneamente el contador empieza a contar los pulsos que recibe del reloj. En el comparador se realiza la comparación entre la señal de entrada y la rampa generada en el integrador. Cuando el nivel de la rampa supera la señal de entrada, el comparador báscula y provoca el corte de pulsos del reloj al contador.

El valor del contador corresponde con el de la salida digital.

Las formas de variación de las distintas señales de este convertidor se muestran en la figura 2.82.

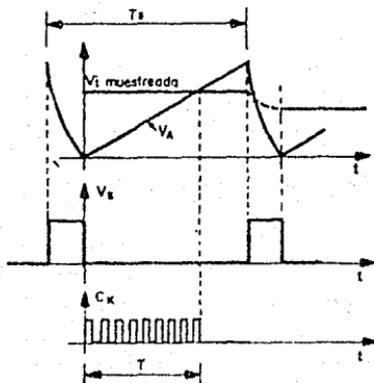


Figura 2.82.- Comportamiento del A/D de rampa única.

El tiempo "T" se obtiene a partir de la condición de que  $V_i$  muestreada es igual a  $V_a$ , en el instante  $T = t$ , y dado que:

$$V_a = \frac{V_{ref} T}{\tau} \quad 2.101$$

Por lo tanto

$$V_i \text{ muest} = \frac{V_{ref} T}{\tau} \quad 2.102$$

siendo  $\tau = RC$

Si la frecuencia del reloj es  $f_{\text{reloj}}$ , el contador al final del tiempo  $T$  dará una cuenta dada por:

$$N = f_{\text{reloj}} T \quad 2.103$$

$$N = \frac{\tau f_{\text{reloj}} V_{\text{muest}}}{V_{\text{ref}}} \quad 2.104$$

De las fórmulas expuestas se deduce que:

- La salida digital depende de la frecuencia del reloj y de la constante de integración.
- Los parámetros expuestos son frecuentemente dependientes de la temperatura.
- La velocidad de conversión es muy lenta.

#### Convertidor A/D de doble rampa

El esquema de este convertidor se muestra en la figura 2.83.

Para entender su funcionamiento y siguiendo la figura 2.83, se observa que comienza integrando la señal de entrada un tiempo

determinado  $T_1$  lo que da lugar a una rampa negativa, que se muestra en la figura 2.84.

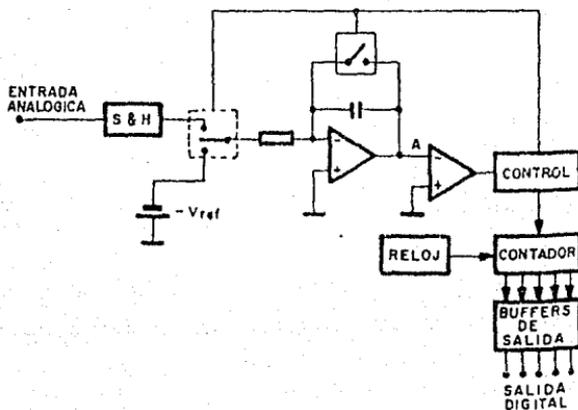


Figura 2.83.- Convertidor A/D de doble rampa.

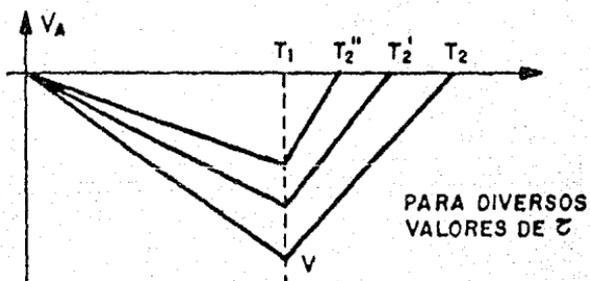


Figura 2.84.- Comportamiento del A/D doble rampa.

Esta alcanza un determinado valor "v", por lo que a continuación se cambia el switch de entrada y pasa a integrar una tensión negativa, "- Vref" que dá lugar a una rampa positiva.

El tiempo de integración de esta rampa depende de la tensión "v" alcanzada en la primera rampa.

Durante este tiempo el contador cuenta los pulsos que recibe del reloj.

Al pasar la rampa por el nivel cero de tensión termina la cuenta, obteniéndose la señal digital de salida proporcional a la tensión de entrada.

La tensión alcanzada para la primera rampa en  $t = T_1$  será:

$$V_a = \frac{V_{\text{muest}} T_1}{\tau} \quad 2.105$$

El número de pulsos que habrá enviado el reloj es  $N_1$  por lo que:

$$T_1 N_1 T_{\text{reloj}}$$

$T_2$  es el tiempo necesario para alcanzar en  $V_a$  el nivel de cero:

$$\frac{(T_2 - T_1) V_{ref}}{\tau} = \frac{V_{muest} T_1}{\tau} \quad 2.106$$

$$(T_2 - T_1) = \frac{V_{muest} N_1 T_{reloj}}{V_{ref}} \quad 2.107$$

En el intervalo  $T_2 - T_1$  el contador habrá contado  $N$  pulsos de reloj que son:

$$N = \frac{(T_2 - T_1)}{T_{reloj}} \quad 2.108$$

$$(T_2 - T_1) = \frac{V_{muest} N_1 T_{reloj}}{V_{ref}}$$

Con este tipo de convertidor que acabamos de analizar damos por terminado el capítulo de análisis de convertidores.

Como siguiente paso debemos de decidir cuál es el que vamos a emplear en la conversión analógica digital de las variables que afectan a nuestro centro de cómputo.

## Selección del convertidor analógico digital.

TABLA DE SELECCION

## TIPO DE CONVERTIDOR

## ANALOGICO DIGITAL

## VENTAJAS

## DESVENTAJAS

Comparador en  
paralelo

es el más rápido

su precio es muy  
alto.

Se requieren  $2^n - 1$   
comparadores.

Convertidor de  
rampa y escalera

Es lento.

Su tiempo de con-  
version variable.

Convertidor de  
aproximaciones  
sucesivas

El tiempo de con-  
version es inde--  
pendiente de la -  
señal  $V_i$ .

Ya lo incluye el  
MCU.

Convertidor de  
rampa única

Velocidad de con-  
version muy lenta  
La salida depende  
de  $F$  reloj y  $\tau$  --  
integrador.

Convertidor de  
doble rampa

Es mejor que el  
de rampa única

Es lento no lo  
incluye el MCU.

## IIe.1.- Tipos de errores en los convertidores

## Linealidad

Es probablemente la más importante de las especificaciones de un convertidor. Se define como la desviación de una línea recta de la función de transferencia (ver figura 2.85)

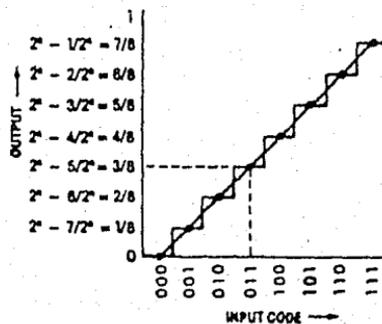


Figura 2.85.- Función de transferencia lineal.

En esta figura se muestra un convertidor con una linealidad perfecta, en tanto que en la figura 2.86, se observa un convertidor con una función de transferencia no lineal.

En esta figura la no linealidad es menor que  $\pm 0.5$  del bit menos significativo. Cuando lo anterior es cierto el convertidor será monotónico, o sea que su salida siempre se incrementará para un incremento en la entrada digital.

Un ejemplo de convertidor no monotónico se ilustra en la figura 2.87.

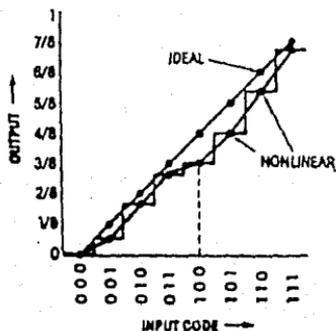


Figura 2.86.- Función de transferencia no lineal.

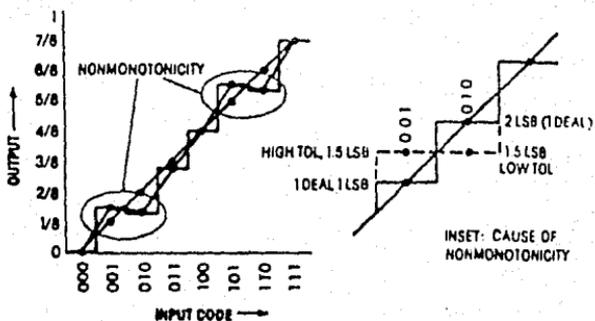


Figura 2.87.- Convertidor no monotónico.

En ella se observa que la transición entre el código 001-010 y 101-110 resulta en un decremento a la salida.

Si la linealidad del convertidor es  $\pm 0.5$  del bit menos significativo, cualquier código adyacente no podrá diferir en

más de un bit menos significativo.

#### Linealidad diferencial.

La linealidad diferencial se define como la desviación del tamaño del escalón del valor ideal de un bit menos significativo.

Para una linealidad perfecta, la linealidad diferencial es cero, es decir que todos los escalones son de un bit menos significativo.

En el caso de un escalón de 1.5 bits menos significativos la linealidad diferencial debería ser de 0.5 bit menos significativo.

Para garantizar la monotonicidad en términos únicamente de la linealidad diferencial, ésta debe ser de  $\pm 0.5$  de bit menos significativo.

En un convertidor monotónico con  $\pm 0.5$  de bit menos significativo de no linealidad, la no linealidad diferencial actualmente podría ser de 1 bit menos significativo.

#### Monotonicidad.

Una monotonicidad en un convertidor digital/análogo es

aquella en la que la salida se incrementa para un incremento en la cuenta digital.

En un convertidor analógico digital el comportamiento monotónico del convertidor D/A interno, es necesario para asegurar que la salida digital no será omitida. Esto se aplica particularmente a los de aproximaciones sucesivas.

La monotonicidad es esencial en los convertidores D/A que son parte de la realimentación del sistema.

En una forma más general en un sistema realimentado no monotónico, la operación puede resultar en oscilación.

#### Omisión de códigos.

Es posible para un convertidor A/D que utiliza convertidor D/A monotónico tener ciertos rangos de voltaje que no resultarán en códigos de salida digital sucesiva. Los códigos que son perdidos debido a este comportamiento se denominan "omisión de códigos".

#### Off-set.

Un defasamiento de la función de transferencia de un convertidor por un valor fijo de D. C. es denominado Off-set, en la figura 2.88 se observa este efecto.

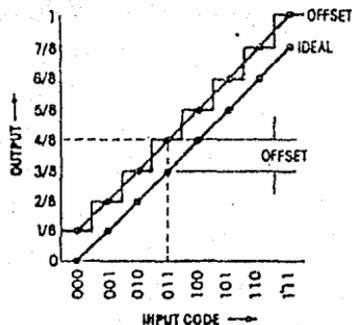


Figura 2.88.- Error de Off-set.

El código 000 que debería ser el resultado de una salida cero, produce en su lugar una salida 1 del bit menos significativo.

El error de off-set es ajustado a cero, lo cual calibra todos los ceros del código digital en un convertidor D/A.

Para los convertidores A/D el cero se ajusta a un nivel de entrada de 0.5 del bit menos significativo. Esto es hecho para dividir el error inherente de un bit menos significativo por cuantización a  $\pm 0.5$  de bit menos significativo.

#### Error de ganancia.

El error de ganancia de un convertidor es la desviación de plena escala. Típicamente se expresa como un porcentaje y es

ajustado externamente a cero. La compensación al error de ganancia generalmente altera el valor de referencia del convertidor.

Este tipo de error se muestra en la figura 2.89.

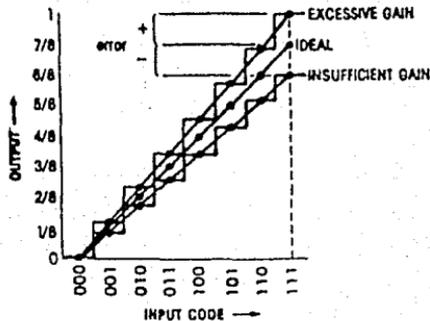


Figura 2.89.- Error de ganancia.

Como se puede concluir de la figura este error puede ser positivo o negativo y se especifica en ppm de plena escala/°C.

#### Drift.

Virtualmente todos los parámetros de los convertidores se afectan por cambios en temperatura de una manera decremental.

Las especificaciones que tienen mayor importancia son pocas y éstas son: temperatura, coeficiente de linealidad, off-set y ganancia.

Todos los mencionados tienen coeficientes de temperatura usualmente dados en ppm/°C.

El drift neto de un convertidor puede ser calculado sumando estos tres coeficientes de temperatura y multiplicados por el cambio de temperatura.

Por ejemplo para un coeficiente de temperatura neto de 100 ppm/°C para un cambio de temperatura de 10 °C dara un error de drift de 1000 ppm.

#### Error de cuantización.

Es un error inherente a los convertidores A/D. Este resulta del hecho de que el convertidor por su naturaleza divide la entrada analógica en un número de bandas analógicas cada una con un incremento simple o quantum.

Un quantum es el rango de la escala completa dividida por los pasos de resolución.

Los errores de cuantización resultan del hecho de que debido a la resolución finita, el convertidor A/D no puede reconocer pequenos niveles de cambio entre dos niveles de código adyacentes.

Para el rango de los niveles analógicos de 1 bit menos

significativo a 2 bits menos significativos por ejemplo un convertidor no produce cambio en su salida.

En general el error de cuantización se reduce a niveles aceptables aumentando bits.

Es práctica estándar polarizar la función de transferencia ligeramente hacia arriba por 0.5 de bit menos significativo, lo cual reduce el error de cuantización a  $\pm 0.5$  de bit menos significativo.

#### Errores dinámicos.

Los convertidores A/D y D/A tienen errores dinámicos o más bien dicho errores debidos a la velocidad. Estos son considerados por separado de los estáticos que fueron mencionados en los párrafos anteriores. A continuación vamos a explicar la segunda categoría de errores.

#### Glitches.

Un problema que atañe la alta velocidad de una conversión D/A es el glitch.

Un glitch es un disparo de amplitud no deseado, causado por errores en el tiempo de switcheo. Lo que dá por resultado un estado de salida analógica falsa momentánea.

El error es visto como forma positiva o negativa de las amplitudes, las cuales son en alto porcentaje de la escala total.

Los glitches son encontrados comúnmente en los códigos mayores cuando un gran número de bits cambian simultáneamente. Ver figura 2.90.

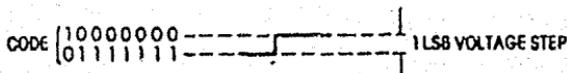


Figura 2.90.

En la figura se observa un glitch ideal que es el cambio de voltaje a 1 del bit menos significativo con el código cambiando de 01111111 a 10000000. En esta situación todos los bits menos significativos son reemplazados por el bit más significativo, el cual es un bit menos significativo mayor en amplitud.

En lugar del brinco ideal los resultados del glitch son mostrados en la figura 2.91. En ella se muestra que el bit más

significativo enciende ligeramente más rápido que el apagado de los bits menores, lo que da por resultado un gran transitorio positivo, error o glitch.

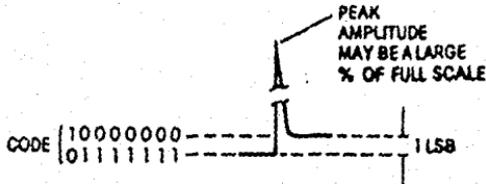


Figura 2.91.

Una vez que ha transcurrido el glitch la salida se corrige a su amplitud. Si el bit más significativo enciende más lento que el encendido de los bits menores habrá una interrupción momentánea dando por resultado un transitorio negativo como se muestra en la figura 2.92.

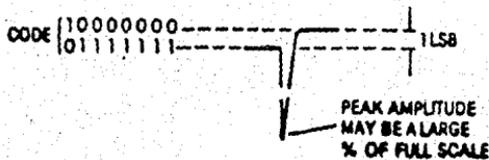


Figura 2.92.

Los glitches son minimizados con el diseño de D/A empleando elementos de switcheo rápidos que igualarán los tiempos de transición.

### Slew rate.

La rapidez de la señal de salida de un convertidor D/A es gobernada por su slew rate. Este se especifica en volts/useg, para un voltaje de salida de un D/A y en  $\text{mA}/\mu\text{seg}$  para corriente en dispositivos de salida.

El slew rate es simplemente la medida de la rapidez de variación de la salida de cero a escala total. Es un indicador de la velocidad de convertidor. Como un ejemplo véase la figura 2.93.

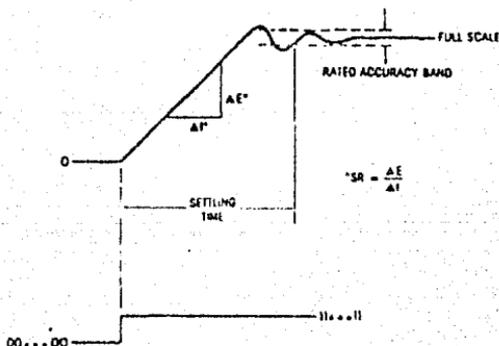


Figura 2.93.

En esta figura se observa el cambio de estado de 00...00 a 11...11 al suceder lo anterior se atravesará por un intervalo de slewing seguido por una región de tiempo denominada settling time.

#### Settling time.

El tiempo de settling de un convertidor d/a es una descripción más completa de la rapidez de salida. se define como el tiempo requerido para colocar y permanecer dentro de una banda de exactitud alrededor del valor final.

Esta es una medida de la figura de velocidad que nos dice que tan rápido puede ser el convertidor ejercido a su valor de exactitud.

## CAPITULO III

### UNIDAD MICROCOMPUTADORA MCU

## IIIa.- Principios de operación y características.

Durante los últimos años han estado disponibles una serie de pastillas LSI, que contienen cada una los componentes de la computadora; es decir la unidad de control, la ALU y los registros. Dicha pastilla se conoce como microprocesador o unidad microcomputadora (MCU). La experiencia ganada durante esta evolución, ha enriquecido grandemente la experiencia necesaria para diseñar dispositivos de bajo y medio rango más poderosos.

Los requerimientos del mercado de microprocesadores de bajo costo, medio rango y orientados hacia el control, pueden ser cubiertos con las familias de microcomputadores (MCU) y microprocesadores (MPU) M6805 HMOS/M146805 CMOS, las cuales son las primeras en proveer las capacidades en software y hardware de las más avanzadas computadoras para el mercado de control. Anteriormente los diseñadores y fabricantes, habían de decidir entre un no procesador del todo o un procesador que funcionaba más como una calculadora que como una computadora.

Los microprocesadores orientados al control se han desarrollado a partir de dos diferentes bases:

- a).- Los que funcionan como calculadora
- b).- Los que funcionan como computadora

Los que funcionan como calculadora fueron primeramente considerados como un paquete básico de construcción para los controladores, los cuales frecuentemente eran construídos como una sola unidad. Sin embargo, estos microprocesadores usaban una arquitectura de memoria dividida conteniendo un canal (bus) de datos separados entre el CPU y periféricos (memoria, I/O, registros). Debido a estos mapas de direccionamiento separados fué necesario incluir instrucciones para propósito especial lo cual daba como resultado una arquitectura muy irregular. Como resultado de esto, los diseñadores de hardware y software tenían que considerar casos especiales para desarrollar cualquier tarea.

Los que funcionan como computador, permitieron a otro grupo de procesadores, como al MC6800, los cuales contienen muchas características de las computadoras grandes. Estos contienen un sólo canal de datos permitiéndo acceder un sólo mapa de direccionamiento de memoria, eliminando la necesidad de dividir memoria. En este mapa único de direccionamiento, los puertos de I/O, programas y datos pueden ser accésados con la misma instrucción; por lo tanto, hay pocas instrucciones que recordar. El número actual de instrucciones se incrementa con la variedad de modos de direccionamiento, los cuales definen como accésar las instrucciones y datos requeridos por la operación. Esto proporciona al programador más herramientas de trabajo con menos cosas que recordar. Así, por lo regular de la arquitectura, el hardware es regular y puede ser implementado más eficientemente.

Todos los miembros de la familia M6805 HMOS/M146805 CMOS de microprocesadores y microcomputadores, son diseñados alrededor de un núcleo común que consiste de: CPU, timer, oscilador, memoria de sólo lectura ROM (Memoria de lectura programable borrable EPROM, con o sin ventana de borrado), sección de control (para interrupciones y reinicio), y cantidades variables de líneas de entrada/salida (I/O) bidireccionales. Además de este núcleo común, pueden sumarse otros componentes tales como: memoria adicional, convertidor analógico digital, circuitos de amarre de fase (PLL en el MC6805E3), y líneas adicionales de I/O. Hasta fechas recientes, este versátil diseño de núcleo central, ha generado 11 diferentes dispositivos de la familia M6805 HMOS y 4 en la familia M146805 CMOS. Estos 15 diferentes miembros, permiten al usuario, elegir el dispositivo más adecuado para su particular aplicación. El variado número de dispositivos, evita tener que pagar por una característica incluida que no se requiere o hacerlo para añadir externamente otra que se requiere y que no está incluida.

La arquitectura y el conjunto de instrucciones de la familia M6805 HMOS/M146805 CMOS, son muy similares a los del MC6800. Cualquier programador que ha trabajado con el MC6800, puede obtener una eficiencia equivalente, con la familia M6805 HMOS/M146805 CMOS en un tiempo relativamente corto. Como resultado de la optimización de su arquitectura, en algunos aspectos, la familia M6805 HMOS/M146805 CMOS es más poderosa que la MC6800 (dependiendo de su aplicación).

## IIIa.1.- MCU MC68705R3

El MCU elegido para el control de nuestras variables, es el MC68705R3, que es un componente tipo HMOS, con memoria EPROM de la familia de microcomputadoras M6805. El tipo de memoria EPROM programable por usuario, permite realizar cambios al programa y aplicaciones de bajos volúmenes de producción en comparación con las versiones con máscara programada de fábrica. Las versiones de MCU con memoria EPROM reducen también los costos de desarrollo y tiempo de evaluación de prototipos en comparación con las versiones ROM con máscara. Este microcomputador de 8 bits contiene un CPU, reloj interno, EPROM, ROM con programa de arranque (bootstrap), memoria RAM, 3 puertos de entrada/salida (I/O), convertidor analógico digital (A/D), y entrada de reloj externo (timer). El MCU MC68705R3 es un dispositivo de 40 patas, figura 3.1.

 $V_{cc}$  y  $V_{ss}$ 

Para proporcionar energía al MCU se usan dos patas.  $V_{cc}$  para entrada de energía y  $V_{ss}$  para la conexión a referencia (tierra). Este dispositivo contiene circuitos de protección contra entradas que pueden ocasionar algún daño debido a los altos voltajes provocados por la estática o campos eléctricos, sin embargo se deben tomar precauciones para evitar estos altos voltajes. Para propósito de operación es recomendable que  $V_{in}$  y  $V_{out}$  sean forzados a tener valores dentro del rango de  $V_{ss}$  a  $V_{cc}$ .

**INT**

Esta pata permite a un evento externo interrumpir al microcomputador asincrónamente. Esta puede también ser usada como una entrada de decisión usando las instrucciones BIL y BIH.

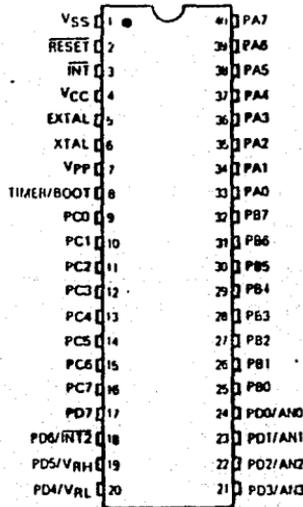


Figura 3.1.- Asignación de patas del MCU MC68705R3.

**XTAL y EXTAL**

Estas patas permiten las conexiones al circuito oscilador para el reloj interno de la pastilla. Un cristal, una resistencia, o una señal externa, pueden dependiendo del bit 7 del MOR (CLK bit del registro de opción de máscara) proporcionar una fuente de tiempo (CLOCK) al sistema.

**TIMER/BOOT**

Esta pata es usada como una entrada externa para controlar al circuito de tiempo interno (TIMER). Esta pata también detecta un nivel alto de voltaje usado para iniciar el programa de autocarga (bootstrap).

**RESET**

Esta pata tiene una entrada Schmitt trigger para asegurar un nivel apropiado. El MCU puede ser inicializado o restablecido enviando una señal baja por ésta.

**V<sub>PP</sub>**

Esta pata es usada cuando programamos el EPROM. Aplicando el voltaje de programación por ésta.

**Líneas de entrada/salida (PA0-PA7, PB0-PB7, PC0-PC7, PD0- PD7)**

Estas 32 líneas están ordenadas en cuatro puertos de 8 bits (A, B, C y D). Los puertos A, B y C son programables como entradas o salidas, bajo control del software, por medio del registro de dirección de datos (DDR). El puerto D cuando el convertidor analógico/digital (A/D) es usado, tiene 4 entradas analógicas, más dos entradas para voltajes de referencia (VHR, VRL), una entrada INT2, y de 1 a 8 entradas digitales. Todas las líneas del puerto D pueden ser directamente leídas y usadas como entradas binarias. Si alguna entrada analógica es usada, entonces el voltaje de referencia en las patas (VHR, VRL) debe ser usado en el modo analógico.

## IIIa.2.- Memoria

Como se muestra en la figura 3.2, el MCU es capaz de direccionar 4,096 bytes de memoria y registros de I/O con su contador de programa. El MCU tiene implementados 4,092 bytes de estas localidades. Estas consisten de 3,776 bytes de uso para el EPROM, 191 bytes del programa de arranque (bootstrap) en ROM, 112 bytes para el usuario en RAM, 1 byte para MOR en EPROM (registro de opción de máscara), 1 byte para PCR (registro de control de programa), 7 bytes de I/O, dos bytes para registro de tiempo TDR y TCR (registro de datos de tiempo y registro de control de tiempo), 1 byte para el registro misceláneo, y dos bytes para registros del convertidor A/D (registro de control A/D y registro A/D).

Las usadas por el EPROM están localizadas en dos áreas. El área principal está contenida en las localidades de memoria \$080 a \$F37. La segunda de 8 bytes, que está reservada para vectores de interrupción o de restablecimiento, éstas están en las localidades \$FF8 a \$FFF. El registro de opción de máscara (MOR) en la localidad \$F38 completa el total.

El MCU usa 13 de las 16 localidades de memoria más bajas para control del programa, características de I/O tales como puertos, los DDR de los puertos, timer y registros del convertidor A/D. Los 112 bytes de uso de RAM incluyen 31 bytes para la pila (stack).

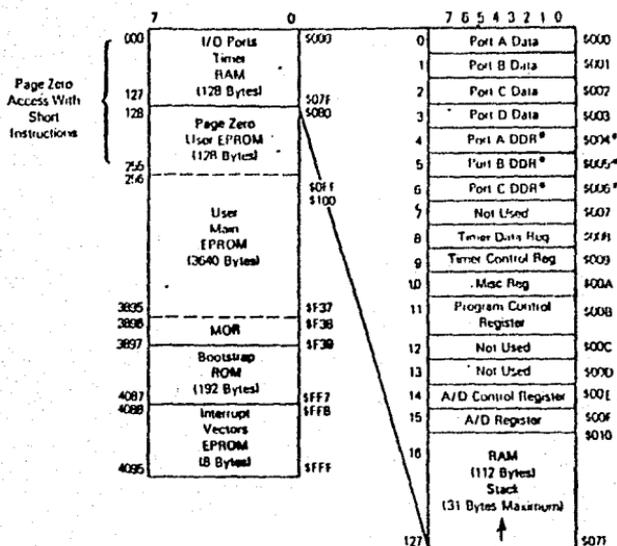


Figura 3.2.- Mapa de memoria del MC68705R3

El área compartida de pila es usada durante el proceso de interrupción y llamadas a subrutina. El contenido de los registros del MCU son empujados a la parte alta de la pila en el orden mostrado en la figura 3.3.

Así, el puntero de pila (stack pointer) decrementa durante el empujado, el byte de orden más bajo (PCL) del contador de programa es apilado primero, entonces los 4 bits de orden más

alto (PCH) son apilados. Esto asegura que el contador del programa sea cargado adecuadamente, cuando el stack pointer incrementa, éste saca información de la pila. Una llamada de subrutina causa que sólo el contenido del contador del programa (PCL, PCH) sea empujado sobre la pila.

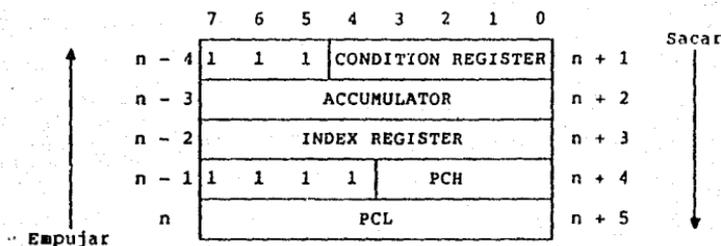


Figura 3.3.- Orden del apilamiento en interrupciones

### IIIa.3.- Unidad Central de Proceso (CPU)

EL CPU de la familia M6805 es implementado independientemente de la configuración de I/O o configuración de memoria. Consecuentemente, puede ser tratado como un procesador central de comunicación independiente con I/O, direccionamiento interno de memoria, datos y control de canales internos.

El CPU tiene 5 registros disponibles al programador. Estos registros están mostrados en la figura 3.4.

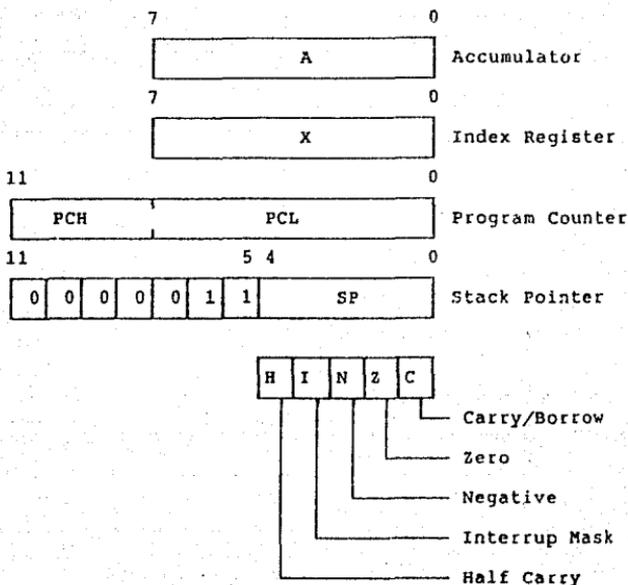


Figura 3.4.- Registros del CPU.

**Acumulador (A).**- Es un registro de propósito general de 8 bits, usado para retener operandos y resultados de cálculos aritméticos o manipulación de datos.

**Registro Índice (X).**- Es un registro de 8 bits usado para el modo de direccionamiento indexado. El valor contenido en él puede ser sumado al valor de una instrucción para crear una dirección efectiva. El registro índice puede también ser usado para manipulación de datos usando las instrucciones de lectura, modificación y escritura. Otro uso de este registro es como un

registro de carga temporal.

**Contador de programa (PC).**- Es un registro de 12 bits que contiene la dirección de la próxima instrucción a ser ejecutada.

**Apuntador de pila (SP).**- Es un registro de 12 bits que contiene la dirección de la siguiente localidad libre en la pila (*stack*). Durante un reinicio (*reset*) al MCU o al ejecutarse la instrucción de reinicio de puntero de pila (*RSP*), el puntero de pila es puesto en la localidad \$07F. Este es entonces decrementado cuando los datos son empujados sobre la pila e incrementado cuando los datos son sacados de la pila. Los siete bits más significativos de este registro se encuentran permanentemente en el valor 0000011. Las subrutinas e interrupciones colocadas por debajo de las localidades de memoria \$061 (31 bytes máximo), las cuales permiten al programador usar hasta 15 niveles de llamados de subrutina.

**Registro de Condición de Código (CC).**- Es un registro de 5 bits en el cual 4 bits son usados para indicar el resultado de la instrucción que acaba de ser ejecutada. Los bits de este registro pueden ser individualmente probados por el programa y tomar acciones específicas de acuerdo al valor de alguno de ellos. A continuación se explica cada uno de estos cinco bits.

**Acarreo medio, H (Half Carry).**- Se enciende durante las operaciones **ADD** y **ADC** para indicar que un acarreo (*carry*)

ocurrió entre los bits 3 y 4.

**Interrupción, I (Interrupt).**- Cuando este bit se enciende, el timer y la interrupción externa (INT) son enmascaradas (deshabilitadas). Si una interrupción ocurre mientras este bit está encendido, la interrupción es mantenida y procesada en cuanto el bit de interrupción se apaga.

**Negativo, N (Negative).**- Cuando se enciende este bit, indica que el resultado de la última operación aritmética/lógica o manipulación de datos realizada, fué negativa (bit 7 en el resultado es un 1 lógico).

**Cero (Z).**- Cuando se enciende este bit, indica que el resultado de la última operación aritmética/lógica o manipulación de datos realizada, fue cero.

**Acarreo/tomar prestado, C (Carry/Borrow).**- Cuando se enciende este bit, indica que un acarreo salió de la unidad aritmética lógica (ALU) como consecuencia de la operación aritmética. Este bit es también afectado durante las instrucciones de prueba de bits (bit test) y las instrucciones de bifurcación (branch), de corrimiento (shift), y de rotación (rotate).

#### III.a.4 Reloj (Timer)

El reloj (timer) del MCU, consiste de un contador

programable por software de 8 bits, el cual es manejado por un divisor (prescaler) de 7 bits con pasos seleccionables. Varias fuentes de reloj interno pueden ser seleccionadas por medio del divisor y del contador. La selección del reloj es hecha por el Registro de Control del Reloj, TCR (Timer Control Register) y/o el Registro de Opción de Máscara, MOR (Mask Option Register). El TCR también contiene los bits de control de interrupción.

La circuitería del reloj del MCU está mostrada en la figura 3.5. El contador de 8 bits puede ser cargado bajo un programa de control y decrementado hasta cero a través de una señal que entre por la terminal  $f_{CIN}$  (salida de la opción seleccionada por el divisor). Una vez que el contador se ha decrementado hasta cero, se enciende el bit TIR (bit 7 del TCR, Timer Interrupt Request), que es el bit de solicitud de interrupción del reloj. El bit TIM (bit 6 del TCR, Timer Interrupt Mask) que es el bit de máscara de interrupción del reloj, puede ser encendido por software para inhibir la solicitud de interrupción, o apagado también por software para pasar la solicitud de la interrupción al procesador. Cuando el bit I (Interrupt Mask) es apagado en el CCR (registro de código de condición), el procesador recibe la interrupción del reloj. El CPU responde a esta interrupción salvando la condición actual del CPU en la pila, trayendo el vector de interrupción del reloj desde las localidades \$FF8 y \$FF9 y ejecutando la rutina de interrupción correspondiente.

El procesador es sensible a los niveles de la línea TIR;

por lo tanto, si la interrupción es satisfecha (masked), el TIR bit 7 será apagado por software (eg. BCLR) sin generar una interrupción. El bit TIR debe ser apagado por la rutina de inicio de interrupción de reloj, para limpiar el registro de interrupción de reloj.

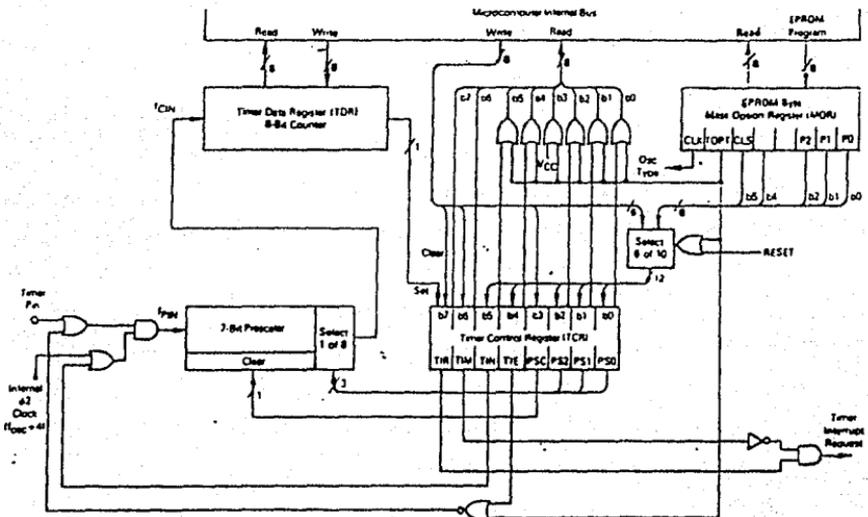


Figura 3.5.- Diagrama de bloques del reloj.

La interrupción de reloj e INT2 comparten el mismo vector de interrupción. Por lo tanto, la rutina de interrupción deberá chequear los dos bits de solicitud para determinar la fuente de la solicitud.

El contador continúa decrementando hasta cero a través de \$FF. Así, el contador puede ser leído en cualquier momento por el procesador, sin que se perturbe la cuenta. Esto permite a los programas determinar el tiempo transcurrido desde que ocurrió una interrupción de reloj, sin alterar el proceso de conteo.

La entrada de la señal Clock para el circuito del reloj puede ser externa, aplicada a la terminal de entrada Timer o puede ser la señal interna #2.

Una opción del divisor puede ser aplicada a la entrada Clock que extiende el intervalo de tiempo hasta un máximo de 128 antes de empezar a decrementar. Esta división por TCR o MCR selecciona uno de los 8 pasos del divisor binario de 7 bits el octavo paso es evitar el divisor. Para evitar errores en el divisor es limpiado cuando el bit 3 del TCR es escrito como un 1 lógico. El bit b3 del TCR siempre es leído como un 0 lógico para asegurar una operación adecuada.

En el reinicio (reset), el divisor y el contador son inicializados a una condición de 1's lógicos; el bit 7 del TCR es apagado y el bit 6 del TCR es encendido. Los bits del b0 a b5 son inicializados por los correspondientes bits del MOR en el Reset.

Note que el diagrama de bloques de la figura 3.5 refleja dos configuraciones de control de reloj separadamente:

- a).- Modo controlado por software vía el TCR.
- b).- Modo controlado por MOR por emular una versión de máscara ROM con el MOR.

En el modo controlado por software, todos los bits del TCR son de lectura/escritura excepto el bit b3 el cual es solamente de escritura (siempre es leído como un 0 lógico). En el modo controlado por MOR, los bits b7 y b6 del TCR son de lectura/escritura, el bit b3 es sólo de escritura y los otros cinco no tienen efecto sobre una escritura y son leídos como 1's lógicos.

El bit b6, TOPT (Timer Option) del MOR es un 0 lógico programado por EPROM para seleccionar el modo controlado por software el cual es descrito primero. Los bits b0, b1, b2, b3, b4 y b5 dan un control directo del programa del divisor y de las opciones de selección de entrada.

La entrada  $f_{PIN}$  del divisor puede ser configurada para tres diferentes modos de operación, más un modo de no operación; dependiendo sobre todo del valor escrito en los bits b4 y b5 (TIE, TIN), ver tabla 3.1.

Los bits b0, b1, y b2 en el TCR son controlados por programa para escoger una apropiada salida del divisor. El divisor divide la frecuencia  $f_{PIN}$  por 1, 2, 4, etc. en múltiplos binarios a 128 ver tabla 3.2 produciendo la frecuencia  $f_{CIN}$  al

contador.

MODOS DE TIE - TIN		
TIN	TIE	RELOJ
0	0	Reloj Interno ( $\neq 2$ ).
0	1	Relojes externo e interno combinados por compuerta AND.
1	0	Sin Reloj.
1	1	Reloj externo.

Tabla 3.1

b2	b1	b0	División en el divisor
0	0	0	1 (salto al divisor)
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	26
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Tabla 3.2

En el modo controlado por MOR el reloj es seleccionado cuando el bit b6 (TOPT) en el MOR es programado a un 1 lógico. El circuito del reloj es el mismo, sin embargo, el TCR se configura diferente.

El nivel lógico para las funciones de b0, b1, b2 y b5 en el TCR son todas determinadas por los correspondientes bits en el registro de opción de máscara (MOR,  $\$F38$ ). El valor programado dentro de MOR, bits b0, b1, b2 y b5 controlan el valor de la división y la selección del reloj, ver tabla 3.2. El bit b4

(TIE) es puesto a 1 lógico en el modo controlado por MOR (cuando son leídos por software, estos 5 bits del TCR, siempre son leídos como 1's lógicos). Como en la configuración programable por software, el bit b6 (TIM) y b7 (TIR) del TCR son controlados por el contador y el bit b3 del TCR, también, en el modo controlado por MOR, siempre es leído como un 0 lógico y puede ser escrito como un 1 lógico para limpiar el divisor.

#### IIIa.5.- Reinicializaciones (resets)

El MCU puede ser reinicializado por dos formas; la primera es al apagado/encendido (power-up) del MCU, y la otra es por medio de la terminal para reinicilizado externo (RESET).

En el power-up, un retardo de  $t_{RHL}$  es necesario antes de permitir que la entrada de RESET, cambie a un nivel lógico alto. Este tiempo permitirá al generador de tiempo interno estar estable. Conectando un capacitor a la terminal de RESET, como se muestra en la fig. 3.6, generalmente provee suficiente retardo.

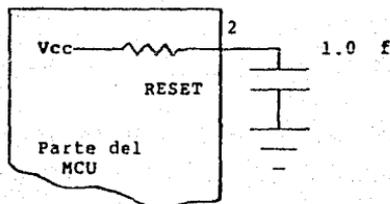


Figura 3.6.- Circuito del retardo al MCU en power-up.

El circuito interno conectado al terminal de RESET es un Schmitt trigger que sensa el nivel lógico de esta línea.

#### IIIa.6.- Opciones para el generador de reloj interno.

El circuito del generador de reloj interno está diseñado para requerir un mínimo de componentes externos. Un cristal, una resistencia, una conexión puente, o una señal externa, pueden ser usados para generar la señal de reloj del sistema con diversas relaciones estabilidad/costo. El MOR (EPROM) es programado para seleccionar ya sea un cristal o una resistencia. La frecuencia del oscilador es internamente dividida por cuatro para producir el reloj interno del sistema.

#### IIIa.7.- ROM con programa de arranque (Bootstrap ROM)

El ROM con programa de arranque, contiene un programa cargado de fábrica, que permite al MCU traer datos de un componente externo y transferirlos al EPROM del MC68705R3. Este programa de arranque proporciona; generador de pulsos de tiempo para programación, el tiempo adecuado para la entrada de Vpp y verificación después de la programación.

#### IIIa.8.- Interrupciones (Interrupts)

El MCU puede ser interrumpido de cuatro diferentes maneras: a través de la entrada por la pata de interrupción externa

(INT), por la petición de interrupción interna del reloj (Timer), por la entrada del bit 6 del puerto externo C (INT2) y por software con la instrucción de interrupción (SWI). Cuando ocurre cualquier tipo de interrupción, la instrucción en ejecución (incluyendo SWI) es completada, el proceso es suspendido, y el estado presente del CPU es empujado sobre la pila (stack), el bit de máscara de interrupción (I) del CCR (registro de código de condición) es encendido, la dirección de la rutina de interrupción es obtenida del vector de dirección de interrupción apropiado y la rutina de interrupción es ejecutada. El apilamiento del registro del CPU, encender el bit I, y localizar el vector requiere de un total de 11 períodos de máquina. La rutina de servicio de interrupción debe terminar con una instrucción de regreso de interrupción (RTI), lo cual permite al MCU sacar de la pila el estado del proceso que estaba ejecutando al tiempo de la interrupción y continuarlo. La tabla 3.3, provee un listado de los tipos de interrupción, su prioridad y la dirección del vector que contiene la dirección de inicio de la rutina de servicio de interrupción adecuada. La prioridad de interrupción es aplicable a aquellas interrupciones pendientes cuando el CPU está listo para aceptar una nueva interrupción. La señal de RESET también se lista en la tabla, ya que es tratada como una interrupción, aunque no es normalmente empleada como tal. Cuando el bit I del CCR esta encendido, la interrupción es mantenida para ejecutarla más tarde.

El timer y la señal INT2, comparten el mismo vector de

direccionamiento, por lo que la rutina de interrupción debe determinar la fuente de la misma, examinando los bits de solicitud de interrupción (TCR b7 y MR b7). Tanto TCR b7 como MR b7 sólo pueden ser colocados a 0 lógico por software.

INTERRUPCION	PRIORIDAD	VECTOR DE DIRECCIONAMIENTO
RESET	1	\$FFE y \$FFF
SWI	2*	\$FFC y \$FFD
INT	3	\$FFA y \$FFB
TIMER/INT2	4	\$FF8 y \$FF9

\* La prioridad 2 se aplica solamente cuando está encendido el bit I en el registro de código de condición (como al estar ocurriendo una rutina de servicio). Cuando I=0 y todas las interrupciones están siendo aceptadas, SWI tiene prioridad 4 (como cualquier otra instrucción). La prioridad de INT cambia entonces a 2 y la de timer a 3.

Tabla 3.3

Las interrupciones externas INT e INT2 están sincronizadas y acopladas al borde de caída de la señal de entrada. La interrupción INT2 tiene un bit de petición (bit 7) y un bit de máscara (bit 6), ambos localizados en el MR (registro misceláneo). Cuando el bit de máscara está encendido, la interrupción INT2 se inhibe. La señal INT2 siempre es leída como una entrada digital del puerto D. Si se encuentran encendidos los bits de petición de interrupción INT2 y del timer, hacen que el MCU procese una interrupción siempre y cuando el bit I del CCR esté apagado.

Una interrupción por software (SWI) es una instrucción

ejecutable, que se efectúa sin importar el bit I del CCR. Este tipo de instrucción es a menudo usada como punto de partida para revisión de programas o como llamadas del sistema.

### IIIa.9.- Puertos de entrada y salida (Input/Output)

Hay 32 terminales de entrada/salida (I/O). La terminal INT puede ser obtenida con instrucciones de bifurcación (branch) para proveer una terminal de entrada adicional. Todas las terminales sobre los puertos A, B y C son programables ya sea como entradas o salidas bajo el control de software de su correspondiente registro de dirección de datos (DDR). La programación de los puertos de I/O es llevada a cabo escribiendo en el correspondiente bit del DDR de cada puerto, un 1 lógico para salida (output) o un 0 Lógico para entrada (input). En el reinicio todos los DDR's son inicializados a un estado de 0 lógico, colocando los puertos como puertos de entrada. Los registros de puertos de salida no son inicializados en el reinicio, por lo tanto, estos deberán ser inicializados por software antes de cambiar los DDR's de entrada a salida. Cuando son programadas como salidas, todas las lecturas de puertos de salida entregan datos atrapados (latched output data) sin importar los niveles lógicos de la pata de salida, debido a su carga de salida. (ver figura 3.7).

Todas las líneas de entrada/salida son compatibles con la lógica TTL ya sea como entrada o salida. Las líneas del puerto A

son compatibles con lógica CMOS como salidas, mientras que las líneas de los puertos B, C y D son compatibles con lógica CMOS como entradas. Las líneas del puerto D son solamente de entrada; por lo tanto, no tiene su DDR correspondiente. Cuando el puerto B es programado como salida, es capaz de drenar 10 mA y proporcionar 1.0 mA en cada pata.

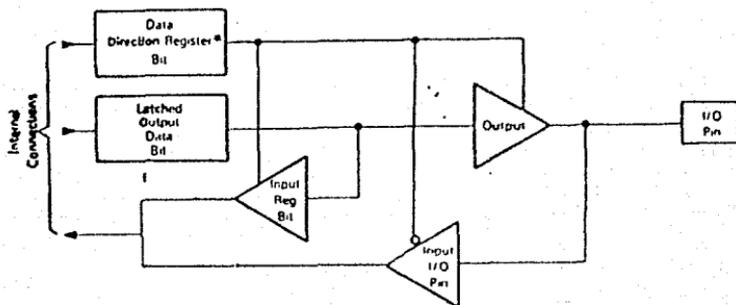


Figura 3.7.- Circuito típico de puerto de entrada/salida.

El puerto D contiene; entradas analógicas multiplexadas, voltaje de referencia e INT2. Todas estas líneas están compartidas con las entradas digitales del puerto D. El puerto D, puede ser siempre usado para entradas digitales y también puede ser usado para entradas analógicas. Las líneas  $V_{RL}$  y  $V_{RH}$  (PD4 y PD5) están internamente conectadas a la resistencia A/D. Las entradas analógicas pueden ser divididas para obtener las entradas de voltaje recomendadas  $V_{PL}$  y  $V_{RH}$ .

Los bits de datos de salida atrapada (latched output data

bit), ver figura 3.7, pueden ser siempre de escritura. Por lo tanto, cualquier escritura sobre el puerto, escribe todos sus bits de datos hasta suponer que el puerto DDR esta programado para entradas. Esto puede ser usado para inicializar el registro de datos y evitar salidas indefinidas; sin embargo, debemos de tener cuidado cuando usemos las instrucciones de lectura, modificación y escritura dado que los datos de lectura correspondientes al nivel de la terminal, si el DDR es una entrada (0) ésta le corresponde al dato de salida atrapado cuando el DDR tiene una salida (1).

#### IIIa.10.- Convertidor Analógico Digital (A/D)

El MCU tiene internamente implementado un convertidor analógico digital de 8 bits, éste utiliza la técnica de aproximaciones sucesivas. Hasta cuatro entradas analógicas externas se pueden conectar al convertidor A/D por medio del puerto D y a través de un multiplexor interno. Cuatro señales analógicas internas pueden ser seleccionadas para propósito de calibración ( $V_{RH}$ ,  $V_{RH}/2$ ,  $V_{RH}/4$ ,  $V_{RL}$ ).

La selección de señal en el multiplexor interno del MCU, es controlada por los bits 0, 1 y 2 del registro de control del convertidor A/D (ACR), de acuerdo a la tabla 3.4. Dicho registro es puesto a ceros, durante cualquier condición de reinicio (reset).

REGISTRO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR A/D			ENTRADA ELEGIDA
ACR2	ACR1	ACR0	
0	0	0	AN0
0	0	1	AN1
0	1	0	AN2
0	1	1	AN3
1	0	0	VRH
1	0	1	VRL
1	1	0	VRL/4
1	1	1	VRL/2

TABLA 3.4.- Selección de la entrada al convertidor A/D, en el multiplexor interno.

Siempre que se escriben datos en el ACR, la conversión que se está llevando a cabo es abortada, la bandera de conversión completa (bit 7 del ACR) es limpiada y la entrada seleccionada es mostrada y sostenida internamente.

El convertidor opera continuamente, empleando 30 ciclos de máquina para completar la conversión de la entrada analógica muestreada. Cuando la conversión es terminada, la muestra digitalizada o valor digital, es colocada en el registro de resultado del convertidor A/D (ARR) y se enciende la bandera de conversión terminada, la entrada seleccionada es muestreada de nuevo y se inicia una nueva conversión.

El convertidor A/D es ratiométrico o relacional. Se provee con dos voltajes de referencia ( $V_{RH}$  y  $V_{RL}$ ) al convertidor por medio de las terminales del puerto D. Si el voltaje de entrada es igual a  $V_{RH}$  se convierte en \$FF (escala completa) y si es

igual a  $V_{RL}$ , se convierte en \$00. Cualquier entrada de voltaje mayor a  $V_{RH}$  es convertido a \$FF sin proporcionar indicación alguna de saturación (overflow). Para conversiones ratiométricas, la fuente de donde provengan las señales a las entradas analógicas, deberá usar el voltaje  $V_{RH}$  como voltaje de alimentación y estar referido al voltaje  $V_{RL}$ . La figura 3.8 representa el diagrama de bloques del convertidor A/D.

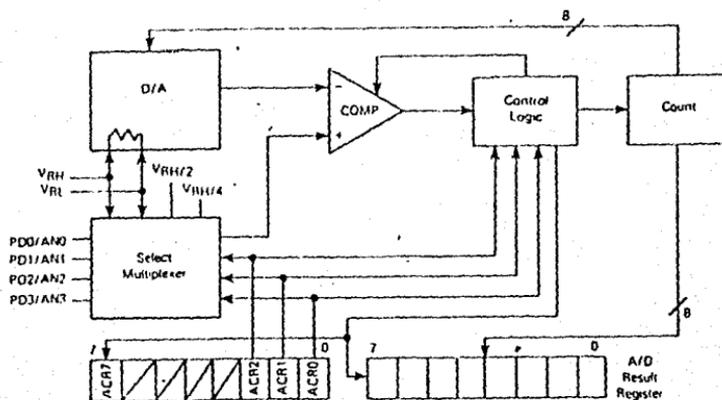


Figura 3.8.- Diagrama de bloques del convertidor A/D.

### IIIa.11.- Registro de control del reloj (timer), TCR.

La configuración del TCR está determinada por el nivel lógico del bit 6 (opción del timer TOPT) en el registro de opción de máscara (MOR). Hay dos configuraciones del TCR, una para TOPT=1 y la otra para TOPT=0 (ver figura 9). TOPT=1 configura al TCR para emular al circuito MC6805R2. Cuando

TOPT=0, éste provee control por software del TCR. Cuando TOPT=1, las opciones de máscara del divisor son programables por el usuario a través del MOR.

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
TIR	TIM	1	1	PSC*	1	1	1	Registro de Control del Timer \$009

TCR con MOR TOPT=1 (Emulación del MC6805R2)

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
TIR	TIM	TIN	TIE	PSC*	PS2	PS1	PS0	Registro de Control del Timer \$009

TCR con MOR TOPT=0 (Timer programable por software)

\* sólo escritura, se lee como cero.

Figura 3.9.- Configuraciones del TCR.

La descripción de cada bit del TCR es la siguiente:

**b7, TIR** Solicitud de interrupción del Timer.

Empleado para iniciar una interrupción del timer o señalar un nivel mínimo en el registro de datos del timer (TDR), cuando es un 1 lógico.

1= Encendido cuando el total de bits del TDR cambian a ceros.

0= Apagado por reset externo o bajo control del programa.

**b6, TIM** Máscara de interrupción del Timer.

Empleado para inhibir la interrupción del timer al

procesador, cuando es un 1 lógico.

1= Encendido por un reset externo o bajo control del programa.

0= Apagado bajo control del programa.

**b5, TIN Externo o Interno.**

Selecciona la fuente de entrada de reloj, para que sea la terminal externa del timer (8), o la interna  $\div 2$ .

1= Selecciona la fuente de reloj externa.

0= Selecciona la señal interna  $\div 2$  ( $f_{osc}/4$ ).

**b4, TIE Habilitador externo.**

Empleado para habilitar la terminal externa del timer (8) o el reloj interno (si  $TIN=0$ ), sin importar el estado de la terminal externa del timer (deshabilita el funcionamiento de reloj combinado con compuerta). Cuando  $TOPT=1$ , TIE se encuentra siempre en 1 lógico.

1= Habilita la terminal externa del timer.

0= Inhibe la terminal externa del timer.

**b3, PSC Apagar divisor (prescaler).**

Este es un bit de sólo escritura. Se lee como 0 lógico de manera que BSET y BCLR funcionen correctamente en el TCR. Al escribir un 1 en PSC, se genera un pulso que limpia el divisor.

**b2, b1, b0 (PS2, PS1, PS0) Selección del divisor.**

Estos bits son decodificados para seleccionar una de 8 líneas en el divisor del timer. (Ver tabla 3.2).

### IIIa.12.- Registro de Opción de Máscara (MOR).

Este registro está implementado en EPROM. Como todos los demás bytes de EPROM, el MOR contiene ceros en todos sus bits antes de programar el MCU.

Cuando se emplea para emular al MC6805R2, 5 de sus bits se utilizan en unión con el divisor (prescaler). De los restantes, el b7 es utilizado para seleccionar el tipo de oscilador de reloj y los bits b3 y b4 no se usan. Los bits b0, b1 y b2 determinan la división efectuada en el divisor (según tabla 3.2) del timer y el valor del bit TOPT (b6), se programa para configurar el TCR (1 lógico para emulación del MC6805R2).

Si el bit de opción de timer del MOR (TOPT) es 0, los bits b5, b4, b2, b1 y b0 de dicho registro, dan el valor inicial de los bits respectivos del TCR al efectuar alguna operación de reset. Después de la inicialización el TCR es controlable por software.

A continuación se da una descripción de los bits del MOR:

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
CLK	TOPT	CLS	1		P2	P1	P0	Registro de Opción de Máscara \$F38

Figura 3.10.- Configuración del MOR.

b7, CLK Tipo de reloj oscilador.

1- Circuito RC

0- Cristal

b6, TOPT Opción del timer.

1- Timer/divisor tipo MC6805R2. Todos los bits excepto 3, 6 y 7 del TCR son "invisibles" al usuario. Los bits 5, 2, 1 y 0 del MOR determinan las opciones de máscara equivalentes a las del MC6805R2.

0- Todos los bits del TCR son implimentados para emplearlos como timer programable por software. El estado de los bits 5, 4, 2, 1 y 0 colocan el valor inicial de los bits correspondientes del TCR (después de su inicialización, el TCR es controlado por software).

b5, CLS Fuente de reloj del divisor del timer.

1- Divisor del timer externo.

0- Frecuencia interna ( $\phi$ 2).

b4

Si TOPT= 1 en el MOR no se emplea (emulación del MC6805R2).

Si TOPT= 0 en el MOR, coloca el valor inicial de TIE del TCR.

b3, No se utiliza.

b2, b1 y b0 (P2, P1 y P0) Opción del divisor.

Quando se decodifican los niveles lógicos de estos bits,

seleccionan una de 8 líneas del divisor del timer (tabla 3.2).

### IIIa.13.- Programación del EPROM.

El MCU MC68705R3, usa una memoria interna EPROM, para almacenar el programa. Este tipo de memoria permite que los programas sean escritos dentro de la memoria, y si se desea, borrarlos posteriormente. Tal opción dá al usuario una memoria alterable no volátil, además de incluir en ROM una rutina de arranque (bootstrap), que hace relativamente fácil la carga del programa deseado.

Adicionalmente y a diferencia de las versiones de MCU's con memoria ROM, el MC68705R3 que posee memoria EPROM, incluye un registro de opción de máscara (MOR) ya mencionado, que está implementado en EPROM y es usado para determinar cuál de las opciones del timer será usada y para la selección del tipo del reloj a emplear (cristal o circuito RC), la tasa de relación reloj/oscilador y el tipo de entradas de interrupción. El registro MOR al igual que todas las localidades del EPROM, contendrá ceros después del borrado de la memoria.

La rutina de arranque, controla un contador externo, que genera la dirección para leer la localidad de una memoria externa y presentar el dato a la EPROM del MCU por medio de un puerto de entrada/salida del mismo. Dicho dato será cargado internamente a la localidad de memoria correspondiente y el

conjunto de estos datos será el programa a grabar.

Además dicha rutina de arranque, manipula el registro de control de programación (PCR) situado en la localidad \$00B, el cual es un registro de 8 bits que utiliza los 3 bits menos significativos (los 5 bits más significativos son puestos a un 1 lógico) para el control de la programación del MCU. La figura 3.11 describe los bits del PCR.

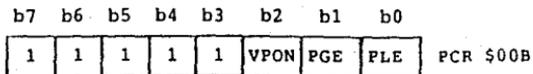


Figura 3.11.- Descripción de los bits del PCR.

Donde:

**b0, PLE** Habilitación de programación (programming latch enable).

Siendo 0 lógico, permite que datos y direcciones sean introducidos al EPROM, pero si es 1 lógico, permite leer datos del EPROM. Sin embargo, éste no tiene efecto si el bit VPON es 1 lógico.

**b1, PGE** Habilitación del programa (Program Enable).

Siendo 0 lógico, permite la programación del EPROM si PLE también es un 0 lógico. Si es 1 lógico inhibe la programación. Sin embargo, no tiene efecto si el bit VPON es 1 lógico.

**b2, VPON**  $V_{pp}$  Encendido ( $V_{pp}$  On).

Es un bit de lectura solamente, que al ser un 0 lógico,

indica que hay presente un voltaje en la terminal  $V_{pp}$  del MCU y cuando es 1 lógico la falta de dicho voltaje. El nivel de  $V_{pp}$  para programación de la EPROM debe estar entre 20 y 22 V.

Antes de cargar el programa en la EPROM, ésta deberá estar borrada o podrá ser borrada por exposición a una luz ultravioleta de alta intensidad con una longitud de onda de 2,537 Amstrongs y  $15 \text{ W/cm}^2$  de intensidad a una distancia de exposición de una pulgada, quedando todos los bits en 0 lógico, asegurandose de tapar la ventana del EPROM después de efectuar el borrado.

El MC68705R3 tiene 191 bytes de ROM, que contiene el programa de arranque. El vector de dirección \$FF6 y \$FF7, es usado para empezar la ejecución de la rutina. Dicho vector es seleccionado cuando el voltaje  $V_{INTP}$  (de 9 a 15 V) es aplicado a la pata TIMER/BOOT del MCU y la pata RESET se eleva sobre el voltaje  $V_{IRES}$  (2 a 4 V).

En el circuito de la figura 3.12, la memoria EPROM MCM2532 UV, deberá estar programada con un duplicado exacto de la información que será transferida al MC68705R3.

Hay que asegurarse que los interruptores S1 y S2 estén cerrados y los voltajes  $V_{cc}$  y +26V no estén aplicados cuando se inserten los integrados MC68705R3 y MCM2532.

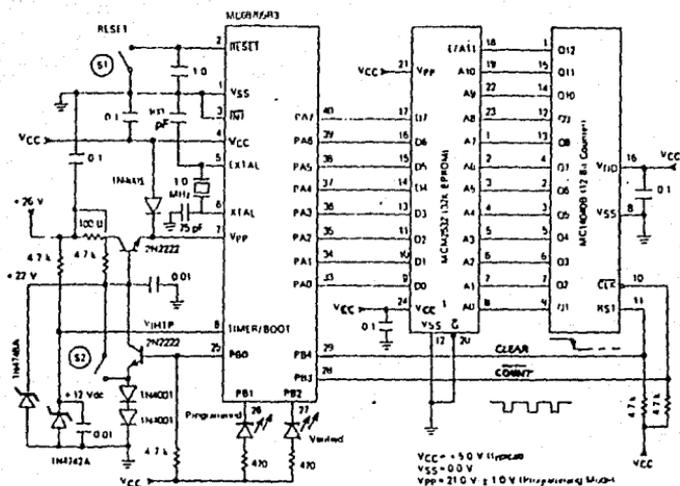


Figura 3.12.- Diagrama esquemático del circuito de programación.

Se iniciará la transferencia de datos al aplicar los voltajes y abriendo los interruptores S2 (aplica  $V_{pp}$  y  $V_{INTP}$ ) y S1 (quita RESET), con lo que la línea PB4 (CLEAR) inicializa el contador de 12 bits MC14040B y empieza a contar por medio de los pulsos de reloj a través de la salida PB3 (COUNT), el cual direcciona la NCM2532 para transferir la información al byte del MC68705R3 seleccionado por el programa de arranque, continuando esto hasta que el MCU está totalmente programado y el LED indicador (programmed) está encendido. Una vez terminado el proceso, el contador será reinicializado y se repetirá toda la

secuencia para verificar todos los datos programados y el LED indicador (verified) se encenderá indicando que la programación es correcta.

Una vez que el MC68705R3 haya sido programado y verificado, se deberá cerrar el interruptor S2 (para retirar  $V_{pp}$  y  $V_{INTP}$ ) y el interruptor S1 (para aplicar RESET) y por último se desconectarán  $V_{CC}$  y +26V, para retirar el MC68705R3 de la base.

#### IIIa.14.- Modos de direccionamiento.

El poder de cualquier computadora se basa en su habilidad para acceder la memoria. Los modos de direccionamiento del procesador proveen esta capacidad, a la vez que definen la forma en que se obtiene un dato requerido a través de una instrucción.

El MC68705R3, cuenta con siete modos de direccionamiento, a los que se denomina: inherente, inmediato, directo, extendido, indexado, relativo y de manipulación de bit.

##### Inherente.

Lo emplean instrucciones de un byte, la información con que operará el MCU se encuentra ya dentro de él, en alguno de los registros.

##### Inmediato.

Empleado con instrucciones de dos bytes. La información con

la que trabaja el MCU, se da a continuación del código de la instrucción y está caracterizada por el signo de # antes del dato.

**Directo.**

Este modo permite a la instrucción acceder cualquier localidad en la página cero, con una instrucción de dos bytes.

**Extendido.**

Este modo permite a una instrucción acceder cualquier localidad en memoria. Las instrucciones que operan en modo extendido son de tres bytes; uno para el código de la instrucción y una dirección de dos bytes.

**Relativo.**

Empleado solamente con instrucciones de bifurcación. Específica una localidad relativa al valor actual de PC.

**Modos indexados.**

En estos modos la dirección es variable y depende de dos factores:

- a) el contenido del registro índice, y
- b) el offset contenido en los bytes a continuación del operando.

Hay 3 tipos de direccionamiento indexados que son:

- 1.- Sin offset: el contenido del registro índice es la dirección y opera con instrucciones de un byte.

2.- Offset de 8 bits: La dirección es el contenido del registro índice más el contenido del byte siguiente al operando.

3.- Offset de 16 bits: Similar al anterior, pero se diferencia en que al ser más largo su offset, se puede direccionar cualquier localidad de memoria.

#### Manipulación de bit.

Este tipo de direccionamiento se subdivide en los dos siguientes tipos:

1.- Bit set/clear: permite encender o apagar individualmente bits de alguna localidad de memoria o de registros de entrada/salida.

2.- Bit test branch: es una combinación de los modos directo, relativo y bit set/clear. El byte de datos por revisar es localizado por medio de una dirección directa en la localidad siguiente al código del operando.

#### IIIb.- Selección y características del teclado.

Se denomina teclado al género de periféricos de entrada constituidos por un conjunto de botones pulsadores llamados

teclas, de tal modo que cada tecla corresponde a un determinado caracter, función o instrucción. El tipo de teclas, así como su número y distribución, son determinados por la aplicación concreta que se desee realizar, por lo que no existen modelos genéricos, sino desarrollos específicos.

El número de teclados conectados a un determinado sistema es variable, puesto que puede oscilar desde cero (para sistemas muy simples que no necesitan de un teclado, tales como sistemas de instrumentación o automatización), hasta de varios de ellos, debido a sistemas multiterminales, los cuales pueden tener un teclado por terminal (bancos de datos). Sin embargo, en sistemas basados en microprocesadores lo más común es disponer de una sola unidad (teclado), desde donde se suministran al sistema las informaciones básicas en cuanto a selección y control de programas, e introducción de variables.

Físicamente, el teclado se asocia a otro periférico de salida, ya sea una impresora o una pantalla, de esta forma el operador obtiene una comunicación bidireccional con el sistema.

### IIIb.1.- Teclas o Pulsadores

El componente básico de un teclado es el pulsador o tecla individual, por lo general, cada tecla controla un simple interruptor, el cual permanece abierto mientras la tecla está en

estado normal (descanso), y se cierra cuando la tecla es oprimida. Existen varios tipos de pulsadores, los cuales serán explicados a continuación.

#### Pulsador mecánico convencional.

Los interruptores mecánicos son usados básicamente por su economía. El movimiento mecánico del pulsador actúa directamente sobre los contactos del interruptor, además permiten configurar en forma sencilla contactos múltiples, un pulsador de este tipo se muestra en la figura 3.13a.

#### Pulsador mecánico de lámina flexible.

Este tipo de interruptor formado por una serie de láminas sobrepuestas, se basa en la deflexión de un diafragma el cual es metálico por su cara inferior, que permite hacer contacto con un circuito impreso a través de una abertura en un separador dieléctrico, como muestra la figura 3.13b. Una cubierta de silicón protege los contactos contra los contaminantes.

Puede haber versiones más económicas sobre estos pulsadores, como láminas flexibles de silicón conductor o bases serigrafadas de tinta conductora que sustituyen al diafragma conductor.

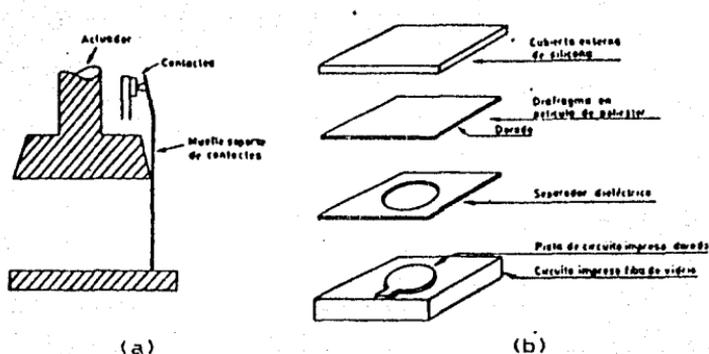


Figura 3.13.- Pulsador: (a) mecánico; (b) de lámina flexible.

#### Pulsador mecánico de bóveda.

Este tipo emplea unos discos metálicos en forma de casquete esférico, que cuando la tecla es oprimida pasan a una condición invertida estableciendo el contacto requerido, emiten un clásico chasquido audible que advierte de su correcta operación. La figura 3.14a, nos muestra este tipo de pulsador.

#### Pulsadores Reed.

Están formados por contactos inmersos en una atmósfera inerte, dentro de una cápsula de vidrio hermética, como muestra la figura 3.14b. El movimiento de la tecla desplaza un pequeño imán que provoca el cierre de los contactos. Como no hay acción directa sobre los contactos, no se transmiten sobrecargas

mecánicas que provocan fatiga o desgastes prematuros. Debido a esto y a su sellado hermético, estos pulsadores pueden ofrecer una vida útil cinco veces mayor a los pulsadores mecánicos.

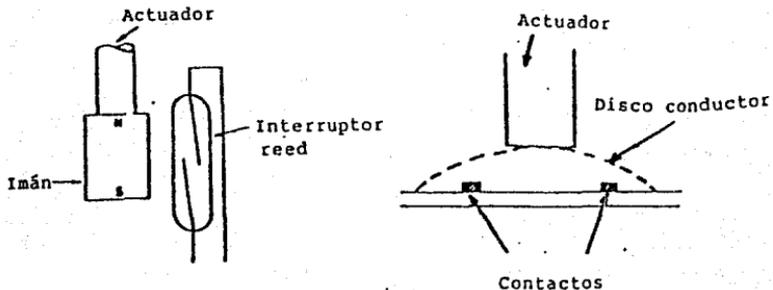


Figura 3.14.- (a) Pulsador de bóveda (b) Pulsador de láminas Reed.

#### Pulsadores capacitivos.

Este tipo de pulsadores emplea un cambio en la capacitancia de un condensador para entregar una salida. Están formados por dos superficies conductoras vecinas sobre un mismo circuito, una de ellas está excitada por la señal alterna de un oscilador, si se aproxima paralelamente una placa conductora sobre ambas superficies se provoca un acoplamiento entre ellas, con lo que aparece una fracción de la señal alterna en la salida. Esta señal debe ser amplificada y convertida a niveles lógicos. Este tipo de pulsadores presentan una gran sensibilidad a interferencias, debido a los bajos niveles de señales que manejan, por esto y otras razones sólo los encontramos en

teclados completos producidos por fabricantes especiales.

La figura 3.15a, nos muestra este tipo de pulsador.

#### Pulsadores de núcleo magnético.

El elemento conmutador es un núcleo toroidal de ferrita empleado como transformador, la figura 3.15b nos muestra este tipo de pulsador. El núcleo es atravesado por dos hilos conductores, uno energizado a alta frecuencia se emplea como primario y el otro como secundario. En la posición normal de la tecla, el núcleo se encuentra saturado por el campo del imán, al oprimir la tecla, el imán se desplaza y varía el campo magnético en el núcleo, lo cual nos da una señal de salida. Esta señal debe ser acondicionada y trasladada a niveles lógicos. Presenta el mismo problema de los pulsadores capacitivos y por tanto, debe ser parte de un sistema completo.

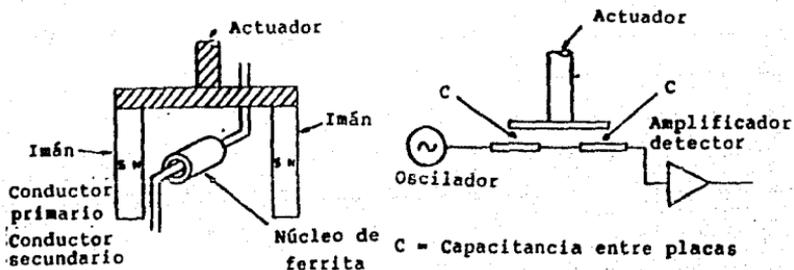


Figura 3.15.- (a) Pulsador capacitivo; (b) Pulsador de núcleo magnético.

### Pulsadores de efecto Hall.

Los sensores de efecto Hall están formados por una pastilla semiconductor recorrida por una corriente continua y un campo magnético perpendicular a la pastilla que provoca una deformación de las líneas equipotenciales sobre la superficie del semiconductor, apareciendo un voltaje de salida proporcional al producto de la corriente de polarización por la intensidad del campo magnético aplicado.

La figura 3.16a, muestra este tipo de pulsador. La conmutación se obtiene al acercar un imán al sensor, que desarrolla una tensión de salida que es amplificada y convertida a señal digital.

En general, el conjunto formado por sensor, amplificador, disparador Schmitt, monoestable opcional y circuito de salida forman un circuito integrado monolítico asociado a cada tecla, como se muestra en la figura 3.16b.

Dada la ausencia de contactos, la baja impedancia de todas las señales de interconexión y la insensibilidad al polvo, suciedad y contaminantes, este tipo de pulsadores ofrecen una gran confiabilidad, la cual solo está limitada por el desgaste del elemento móvil y el resorte de retorno, este último, en algunos casos es sustituido por un sistema magnético de retorno que proporciona simultáneamente una realimentación al tacto.

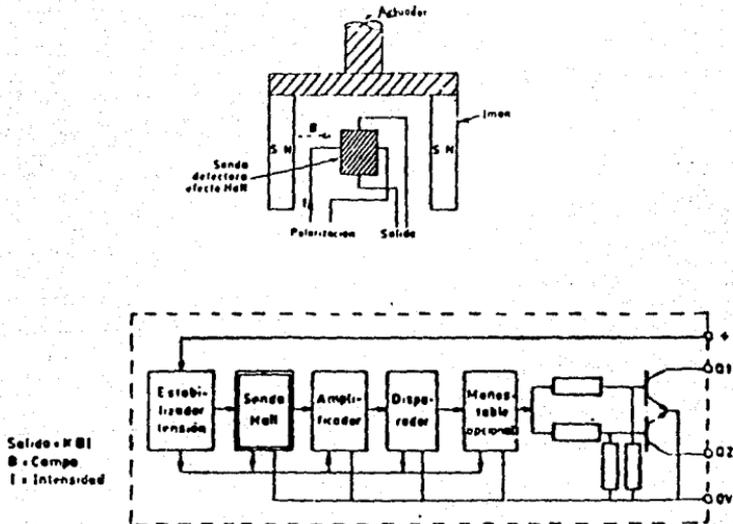


Figura 3.16.- (a) Pulsador de efecto Hall; (b) Esquema de bloques del detector Hall.

### IIIb.2.- Rotulación de las Teclas.

Las teclas como elemento unitario de un teclado, aún cuando no realizan una función eléctrica, son absolutamente imprescindibles para identificar adecuadamente cada caracter, así como ofrecer una correcta superficie de actuación apropiada a las características fisiológicas de los dedos del operador.

Con el fin de tener una correcta identificación de cada una

de las teclas que componen el teclado, es preciso rotular con los caracteres apropiados cada una de ellas. La rotulación debe facilitar la localización de la tecla adecuada por lo que debe ser claro y esquemático. Los rótulos correspondientes a las teclas asociadas a caracteres alfanuméricos no presentan ningún problema; en cambio, las diversas funciones de control han exigido el desarrollo de una serie de abreviaturas y rótulos un tanto criptográficas para el operador avanzado.

Para fijar sobre la tecla su correspondiente caracter, se utilizan distintas técnicas, siendo las más usuales la serigrafía, el pantografiado, doble inyección y el empleo de teclas transparentes rotulables. Los métodos de serigrafía y pantografiado son similares a los empleados para marcar paneles metálicos, circuitos impresos, etc.

Las teclas rotuladas por doble inyección están constituidas por dos etapas, ver figura 3.17. En primer lugar, se inyecta una pieza con el perfil del caracter deseado y en seguida esta primera pieza es insertada en un segundo molde con el perfil externo de la tecla, la cual tiene diferente color para que haya un medio de distinción de la tecla con el caracter.

Los métodos de serigrafía y pantografiado son sumamente sensibles a la erosión causada por el roce mecánico con los dedos del operador y de los agentes químicos (sudor humano y líquidos limpiadores). Esta sensibilidad queda totalmente

compensada mediante el empleo del método de doble inyección, por lo tanto el plástico utilizado es insoluble a los agentes químicos ambientales y la eventual erosión mecánica provoca un desgaste paralelo tanto en la primera inyección como en la segunda.

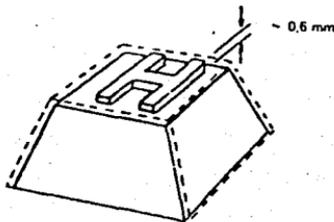


Figura 3.17.- Primera fase de una tecla de doble inyección.

Las teclas especiales con la cubierta total o parcialmente transparente, permiten la introducción de caracteres rotulados o impresos sobre papel en forma de etiqueta, facilitando de forma excepcional la obtención de teclados en un mínimo de tiempo.

Como complemento a la rotulación de teclas se consideran otras formas de identificación, como el empleo de plásticos de distinto color para diferenciar teclas de especial interés; teclas luminosas mediante diodos LED o bien mediante focos que iluminan por transparencia rótulos translúcidos, también se tienen diferentes dimensiones y formas de teclas para especificar funciones especiales.

## IIb.3.- Perfil de un Teclado.

El conjunto formado por la superficie superior de cada una de las teclas puede adoptar distintas configuraciones basadas en las preferencias y aplicaciones deseadas. Los teclados pueden montarse formando un ángulo de  $10^\circ$  a  $13^\circ$  de inclinación. La interacción entre orientación de teclas e inclinación general del teclado, nos lleva a tres diferentes tipos fundamentales de configuración de teclados:

a) **TECLADO INCLINADO (SLOPED)**: Está formado por un conjunto de teclas que adoptan en su parte superior la inclinación general del teclado.

b) **TECLADO ESCALONADO (STEPPED)**: Está formado por un conjunto de teclas, las cuales tienen la superficie superior en forma horizontal, formando filas a distintas alturas o escalones.

c) **TECLADO ESCULPIDO (SCULPTURED)**: Presenta una similitud con el escalonado, con la diferencia de que los ángulos iniciales de las teclas no son comunes a la totalidad de tal forma que las filas superiores tienen un ángulo mayor al que tiene un teclado en general, mientras que las filas inferiores pueden adoptar ángulos de pendiente negativa. El teclado en sí adopta un perfil en curva, la figura 3.18 nos muestra estos tipos de teclados.

Los teclados inclinado y escalonado, según estudios no

aportan sustanciales beneficios en cuanto a velocidad, seguridad o comodidad del operador, por lo que se adoptan indistintamente.

La costumbre asocia los teclados inclinados a calculadoras portátiles pequeñas y los escalonados a máquinas de escribir.

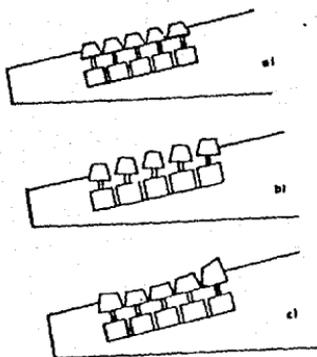


Figura 3.18.- Perfiles de teclados. (a) Inclinado; (b) Escalonado; (c) Esculpido.

El teclado esculpido está justificado por razones ergonómicas, de tal modo que las distancias entre las yemas de los dedos y la superficie de apoyo de las teclas se uniformizan, presentando así mismo cada fila de teclas, el ángulo de ataque más apropiado. Con todo esto se mejora la velocidad, seguridad y comodidad del operador, dando por tanto mayor rendimiento en aplicaciones de trabajo pesado.

## IIIb.4.- Formatos de los Teclados.

El número de teclas y su distribución relativa es esencialmente variable y solo puede concretarse para cada aplicación particular; no obstante existen en catálogos de fabricante algunos modelos estándar que se adaptan en un elevado porcentaje de aplicaciones.

Uno de los tipos más comunes de teclados es el numérico de 12 teclas, como se muestra en la figura 3.19. Está formado por 10 teclas asociadas a las cifras del 0 al 9 y dos teclas disponibles para cada aplicación, que se rotulan y emplean según se necesiten. Su aplicación más usual es en telefonía, también se utilizan en equipos de control numérico y terminales simples de entrada de datos.

7	8	9
4	5	6
1	2	3
*	0	#

Figura 3.19.- Teclado numérico de 12 teclas.

Una variante muy común de este teclado es el de 16 teclas, que se muestra en la figura 3.20, usualmente mantiene las 10 teclas correspondientes a los dígitos decimales, asignando las 6

restantes a funciones específicas de la aplicación, o bien para codificar los 6 últimos dígitos en numeración hexadecimal. Las aplicaciones de este teclado, aparte de las anteriores, incluyen control de microprocesadores, sistemas de seguridad, verificación de tarjetas de crédito, etc.

7	8	9	A
4	5	6	B
1	2	3	C
F	0	E	D

Figura 3.20.- Teclado numérico de 16 teclas.

Entre los teclados alfanuméricos, dado el notable incremento en el número de teclas, las variedades existentes son innumerables. Quizás el tipo más común (al menos entre los fabricantes de teclados) es el equivalente al de máquinas de escribir, formado por 51 teclas, las cuales 26 son alfabéticas, 10 numéricas, 8 caracteres especiales, 4 funciones y 3 de conmutación mayúsculas/minúsculas, la figura 3.21a, nos muestra este tipo de teclado. Analizando la distribución de las teclas, puede observarse que no están distribuidas regularmente en sentido vertical, sino que existe un desplazamiento llamado de offset entre filas consecutivas. Este desplazamiento es una herencia de las máquinas de escribir mecánicas, ya que un gran número de operadores provienen del área mecanográfica, se

respeto dicha distribución con la cual se facilita extraordinariamente la familiarización con nuevos equipos.



Figura 3.21.- Teclados alfanuméricos. (a) Teclado típico de una máquina de escribir eléctrica; (b) Teclado con teclado numérico adicional.

Las características lingüísticas de cada idioma introducen una nueva dificultad, puesto que aparecen y desaparecen caracteres de acuerdo al idioma. En estos casos es conveniente situar los nuevos caracteres en las posiciones más usuales determinadas por la costumbre mecanográfica.

Los teclados en sí traen adicionalmente un teclado numérico a la derecha del alfanumérico general, lo cual facilita la introducción de datos numéricos, cuando es mucho más frecuente que los alfabéticos. Un tipo de teclado con estas características y otras que se observan en los teclados hoy en día, se muestra en la figura 3.21b.

#### IIIb.5.- Modos de los Teclados.

Se llama modo al número de caracteres que se pueden introducir con una misma tecla, oprimiendo anteriormente una tecla de selección de modo.

Un teclado monomodo genera solo un caracter por tecla, los teclados de modos múltiples generan dos o más códigos por tecla, en función de como se utilicen las teclas selectivas de modo.

Por tanto el número de códigos generados al oprimir una tecla, está definido como el número de modos de un teclado.

Los teclados monomodos son preferidos cuando el número de códigos es reducido; los de dos modos se emplean para disponer de letras mayúsculas o minúsculas. Los conjuntos de modos múltiples reducen la productividad del operador, ya que tiene que utilizar una mano para activar las teclas de selección de modos. Su ventaja consiste en la reducción de teclas, que en un

momento dado aumenta en extensión el teclado y es más difícil el alcance para el operador.

Los códigos estándar, tales como ASCII o EBCDIC, son particularmente adecuados al empleo de múltiples modos, puesto que por su propia estructura, se obtienen los códigos de los diversos modos de cada tecla con solo modificar uno o dos bits.

Cuando un teclado debe trabajar en dos modos, se utiliza una tecla para seleccionarlos, en caso de las teclas alfabéticas, conmuta los códigos de minúsculas a mayúsculas o viceversa, mientras que en las numéricas conmutan a caracteres especiales o al contrario, y en las teclas dedicadas a caracteres especiales conmutan entre sí a dos de ellos. A menudo se utiliza la palabra inglesa SHIFT (cambio) por haber sido estandarizada en los países anglosajones para definir esta función. Esta tecla suele estar duplicada en ambos lados de la barra espaciadora o próxima a los extremos inferiores del área ocupada por las teclas, ésto es con el fin de facilitar su uso indistinto a la mano adecuada en cada caso. Cuando una tecla de selección de modo debe mantenerse oprimida durante varios caracteres, se acude a un procedimiento de memorización con lo que no es preciso sujetarla. Se emplean diversos tipos de memorización que son:

a) ENCLAVAMIENTO MECANICO ALTERNATIVO: Se basa en la utilización de un pulsador especial con enclavamiento mecánico,

de tal modo que al ser pulsado, permanece en esa posición, hasta que una nueva pulsación sobre el mismo lo regresa a su estado normal (desenclava). La información si está activada o no viene dada por la posición normal u oprimida de la tecla.

b) ENCLAVAMIENTO MECANOGRAFICO: Mediante una tecla (shift lock), que utiliza una varilla que liga mecánicamente entre si las teclas de selección de modo con esta tecla. Al ser oprimida esta tecla permanece activada y solo será liberada cuando se pulse una de las teclas de selección de modo, que haya utilizado (alfabético, numérico o caracteres especiales).

c) ENCLAVAMIENTO ELECTRONICO: Están ganando popularidad a medida que las técnicas de integración permiten aumentar en gran manera la cantidad de lógica asociada a cada periférico. Estas teclas de selección son normales tanto eléctrica como mecánicamente, con la única opción de asociar un piloto que señale la tecla SHIFT LOCK. Su funcionamiento está basado en asociar un circuito biestable que se activa al pulsar la tecla de enclavamiento y se desactiva al pulsarla de nuevo. La posición de selección viene dada por un flip flop electrónico, que a su vez activa un diodo LED para señalar si está activada o no. Cuando se desean 3 o 4 modos, es preciso disponer de otra función de selección distinta de SHIFT. Dado el reparto de caracteres de la tabla ASCII, ver figura 3.22 normalmente empleada, se observa que en posición normal al pulsar las teclas se generan los códigos correspondientes a los renglones 3, 6 y 7, (caracteres de mayor

utilización en un teclado); si la tecla SHIFT es seleccionada se generan respectivamente los códigos de los renglones 2, 4 y 5. Si se quiere generar algún código de los renglones 0 y 1 (correspondientes a controles de periféricos y transmisión), se debe recurrir a un tercer modo por lo que aparece una nueva tecla llamada CONTROL, que usualmente actúa de manera que si se pulsa provoca que los códigos que en posición normal aparecen en el renglón 6, pasen ahora al renglón 0 y los del renglón 7 al renglón 1.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	NUL	SOH	STX	ETX	EOF	ENQ	ACK	BEL	BS	HT	LF	VT	FF	CR	SO	SI
1	DLE	DC1	DC2	DC3	DC4	MAH	SYM	ETB	CAN	DM	SUB	ESC	FS	GS	RS	BS
2	SP	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
4	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[	\	]	^	_
6	'	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o
7	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	{		}	~	DEL

Figura 3.22.- Tabla de código ASCII.

Existen multitud de variantes en cuanto a las teclas selectoras de modo, además de la combinación SHIFT y CONTROL ya mencionadas. Una de las variantes más comunes es la formada por las dos teclas ALFA y NUMERICO, empleadas en teclados de equipos perforadores de tarjeta y sus sucesores tecnológicos destinados a la captura de datos.

## IIIb.6.- Pulsación Simultánea de Teclas.

Un problema común a cualquier tipo de teclado es el que se provoca si se pulsan dos o más teclas simultáneamente. Si no se toma ninguna precaución, lo más común es que se provoque una suma inclusiva de bits dando lugar a la generación de un tercer código que no corresponde a ninguna de las dos teclas pulsadas, perdiendo así mismo la información correspondiente a éstas.

Aunque pueda parecer que éste es un problema de operación ajena a los equipos, la tecnología ha desarrollado una serie de soluciones que permiten pasar por alto los defectos humanos de manipulación. Las soluciones más usuales son:

a) **SOBREPULSACION DE DOS TECLAS (2Key Rollover):** Cuando se pulsan varias teclas simultáneamente. Sólo se transmite el código asociado a la primera, quedando las demás bloqueadas hasta liberar la primera. Si una segunda tecla fué pulsada tras la primera y liberada antes que ésta, no queda registrada, perdiéndose su información.

Este método garantiza que no aparezcan códigos erróneos, pero no impide la pérdida de información.

b) **INHIBICION DE N TECLAS (Nkey Lockout):** Cuando se pulsan varias teclas no se genera código a la salida. Cuando una sola

tecla está oprimida, el teclado genera su código, pero si se pulsa una segunda tecla mientras la primera tecla permanece activada, el teclado no genera código alguno mientras la primera no sea liberada. Una vez liberada ésta, el código correspondiente a la segunda tecla aparecerá a la salida. Por tanto si se pulsan N teclas simultáneamente, permanecerá inhibida la codificación hasta que todas las teclas regresen a la posición de reposo excepto una. Este procedimiento es muy similar al anterior, diferenciándose por el hecho de que durante la pulsación múltiple se dispone del código de la primera tecla; mientras que la salida de la segunda tecla permanece bloqueada. Esta solución también tiene posibles pérdidas de información.

c) SOBREPULSACION DE N TECLAS (NKey Rollover): Cuando se pulsa una tecla se genera su código correspondiente. Si la primera tecla permanece oprimida mientras se pulsa una segunda, se genera la salida correspondiente a la segunda tecla. Si se pulsa una tercera tecla mientras las dos primeras (o alguna de ellas) están todavía activadas se genera el código correspondiente a esta tercera. En un caso extremo, todas las teclas excepto una pueden ser pulsadas; cuando se activa la última tecla, se genera su código asociado. Este método se encuentra generalmente en máquinas eléctricas de escribir, donde se ha demostrado el poder incrementar la velocidad de tecleo sin generación de errores, ni pérdida de información. Generalmente, se acepta que los dos primeros procedimientos son suficientes cuando aparece una indicación visual. El último procedimiento, es absolutamente

necesario cuando no se dispone de información visual asociada al teclado.

### IIIb.7.- Codificación.

Como señales de salida de un teclado se utilizan conexiones correspondientes a todas y cada una de las distintas teclas que lo constituyen. Esto puede ser válido para teclados simples con un número reducido de teclas; pero es claramente problemático, si el número total de teclas supera ciertos umbrales. Por tanto, es necesario codificar los datos de salida para dar una solución más efectiva a los teclados como elementos de entrada.

La codificación consiste en numerar de forma binaria, cada uno de los diferentes códigos emitidos por el teclado, de tal manera que el número total de bits para expresar cualquier código supere los umbrales de maniobrabilidad. La codificación más usual para teclados numéricos reducidos es la hexadecimal, si solo nos limitamos a dígitos decimales, entonces se utilizará el BCD, en el caso de teclados alfanuméricos se amplía la codificación, siendo el código más usual el ASCII de 6 o 7 bits según sea reducido o completo, o bien el EBCDIC de 8 bits.

Por circuitos codificadores de un teclado no solamente se entienden los circuitos precisos para reducir el número de conexiones, sino además el resto de electrónica asociada a cada

tecla; esto incluye, los circuitos que generan las señales para cada modo y los que provienen de las pulsaciones simultáneas antes mencionadas.

### IIIb.8.- Rebote de Contactos.

Un factor a tener presente en los circuitos codificadores es la presencia de rebotes en los contactos cuando se cierra un interruptor, los contactos no se detienen de inmediato; debido a la velocidad con la que hacen contacto se produce una oscilación mecánica, la frecuencia y tiempo de amortiguación varían con respecto al tipo de interruptor de las teclas. El tiempo de estabilización varía desde 0 hasta 1 mseg. dependiendo del teclado. Estos efectos pueden ser eliminados introduciendo un retardo adecuado en las señales de salida.

La figura 3.23 muestra un circuito para teclado que consta de un codificador (CI 74/174), que entrega la señal directamente en BCD y un grupo de compuertas que acondicionan la señal de salida. La compuerta AND suma en forma lógica la salida de los 4 bits de datos y del 0, al oprimir cualquier tecla la salida baja a nivel cero. El diferenciador digital formado por las compuertas 2 y 3, así como la constante de tiempo RC, determina la generación de un impulso, superior al tiempo máximo de los rebotes, de tal forma que durante el flanco de subida de la señal entregada por el teclado los datos serán estables.



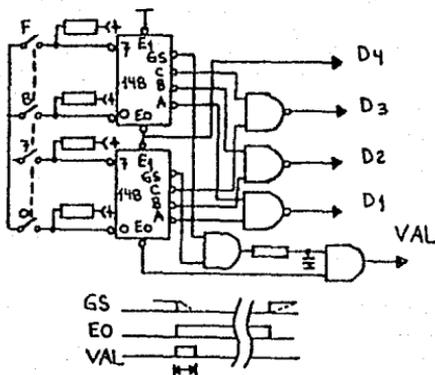


Figura 3.24.- Circuito codificador de 16 teclas.

### IIIb.9.- Conexión Matricial.

Cuando el número de teclas es mayor (teclado alfanumérico), no se pueden utilizar los circuitos codificadores antes mencionados. La técnica más usual es conectar las teclas en forma matricial, de tal manera que el número de teclas, es igual al número de intersecciones. Si se emplean teclas de efecto Hall de doble salida puede hacerse un circuito codificador simple, pero muy efectivo, como lo muestra la figura 3.25.

Este teclado permite la conexión de hasta 128 teclas



## IIIb.10.- Exploración Secuencial.

El método anterior no puede generalizarse debido a que no siempre se dispone de teclas del tipo de efecto Hall. Por tanto en los casos que comprenden las teclas del tipo Mecánico y Reed, se acude como norma general a realizar los circuitos codificadores empleando la técnica de exploración secuencial.

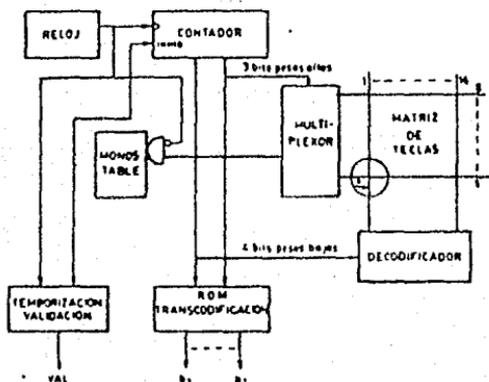


Figura 3.26.- Circuito de exploración secuencial de teclas.

Un circuito de este tipo es mostrado en la figura 3.26, el cual se basa en un contador de 7 bits, un multiplexor y un decodificador de 4 a 16 líneas. Las teclas codificadas forman una matriz en la que cada tecla conecta una salida del decodificador con el multiplexor. El decodificador seleccionado por los 4 bits menos significativos y el multiplexor por los 3 bits más significativos del contador.

Al pulsar una tecla se cierra una conexión, de modo que el contador alcance un cierto código para que el multiplexor conmute a la salida para disparar un circuito monoestable que detiene el conteo. El monoestable se dispara varias veces mientras la tecla esté pulsada. Una PROM o circuitería equivalente realiza la codificación y adaptación de modos, esta función puede realizarse por medio del microprocesador mediante un acceso del microprograma.

#### IIIb.11.- Codificación por Microprocesador.

Es una técnica muy utilizada, realiza con un mínimo de componentes funciones que raramente eran llevadas a cabo por el teclado como periférico. Esta técnica realiza funciones tales como: Exploración secuencial, protecciones contra pulsaciones simultáneas, codificación, modos múltiples, selección de modo complejo, salida en paralelo o serie, memoria FIFO (primero que entra, primero que sale) en caso de pulsaciones más rápidas que el acceso al CPU, autorrepetición en teclas seleccionadas (mantener oprimida una tecla más de 0.5 a 1 segundo), autorización o inhibición total o parcial del teclado, paridad, detección de errores por operación, etc. Una aplicación es indicada en la figura 3.27, la cuál emplea exploración secuencial de teclas de tipo efecto Hall cuyo esquema interno está representado en la figura 3.28.

Como microprocesador se emplea el Intel 8021, que opera a 5 volts, procesa palabras de 8 bits, dispone de una ROM de 1 kilobyte, una RAM de 64x8 bits, 21 puertos de entrada/salida y un timer/contador, todo esto en una cápsula de 28 terminales.

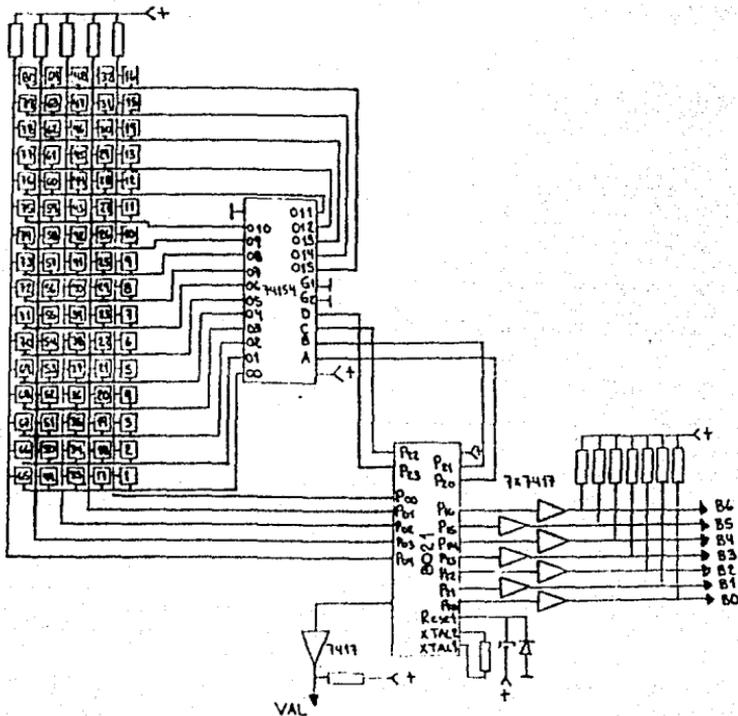


Figura 3.27.- Codificación por microprocesador.

El módulo de teclas dispone de una entrada y una salida,

preparadas por el método de exploración secuencial. Cuando la entrada está activada y la tecla es oprimida, la señal de salida es válida; como se tiene salida digital, se podrá conectar directamente al microprocesador. No precisa de rutinas para la eliminación de rebotes ni circuitos detectores especiales, como los que precisan las teclas de tipo capacitivo o de núcleo de ferrita; con todo esto, se dispone de mayor capacidad en la ROM que permite incrementar sus características.

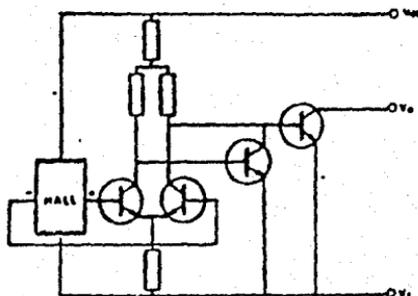


Figura 3.28.- Tecla de efecto Hall para exploración secuencial.

### IIIc.- Sistemas de visualización y prevención.

#### Diodo emisor de luz.

El diodo emisor de luz es como su nombre lo indica, un diodo que entrega luz visible cuando se energiza. En cualquier unión p-n polarizada directamente hay, dentro de la estructura y principalmente cerca de la unión, una recombinación de huecos y

electrones. Esta requiere que la energía de los electrones libres se transfiera a otro estado. En todas las uniones semiconductoras p-n parte de esta energía se liberará como calor y parte en forma de fotones.

En el silicio y germanio el mayor porcentaje se entrega como calor y la luz emitida es insignificante. En otros materiales como el fosfito arseniuro de galio (GaAsP) y el fosfito de galio (GaP), el número de fotones de energía luminosa emitido es suficiente para crear una fuente de luz visible. El proceso de entrega de luz por la aplicación de una fuente de energía eléctrica se denomina electroluminiscencia. Como se muestra en la figura 3.29 la superficie conductora conectada al material p es mucho menor, para permitir que emerja el máximo número de fotones de energía luminosa. La recombinación de los portadores inyectados debido a la polarización directa de la unión resulta en que se emita luz en el sitio de recombinación.

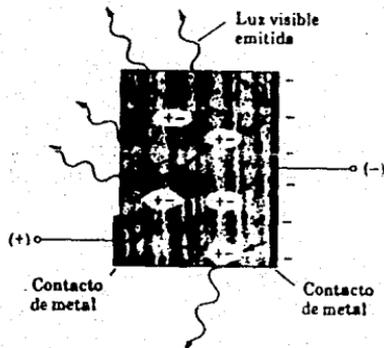


Figura 3.29.- El proceso de electroluminiscencia en el LED.

Podría haber alguna absorción de paquetes de fotones de energía en la estructura misma, pero un gran porcentaje son capaces de dejarla.

Los exhibidores LED hoy en día los hay disponibles en diversos tamaños y formas. La región de emisión de luz está disponible en longitudes de 0.1 a 1 pul. Los números se pueden crear por segmentos. Aplicando polarización directa al segmento adecuado del material se puede exhibir cualquier número de 0 a 9.

Hay también lámparas LED que tienen dos terminales y que contienen dos LEDs, de tal forma que una inversión de polaridad las cambie de color, de verde a rojo o viceversa.

Los LEDs operan a niveles de voltaje de 1.7 a 3.3 V, que los hacen completamente compatibles con circuitos de estado sólido. Tienen un tiempo de respuesta rápido (nanosegundos) y ofrecen buenas razones de contraste para visibilidad. El requisito de potencia es típicamente de 10 a 150 mW con un tiempo de vida de 100,000 horas. La construcción con semiconductores le agrega un factor de solidez muy significativo.

**Pantallas de cristal líquido.**

La pantalla de cristal líquido (LCD) tiene la gran ventaja

de poseer una demanda más baja de potencia que el LED. El consumo es típicamente del orden de los microwatts comparado con el mismo valor de miliwatts para los LEDs. Requiere sin embargo, una fuente interna o externa de luz, está limitada a un rango de temperatura de alrededor de 0 a 60 °C y su tiempo de vida es un área que preocupa debido a que los LCD pueden degradarse químicamente. Las clases de LCDs que han recibido mayor interés hoy en día son las unidades de efecto de campo y las de dispersión dinámica.

Un cristal líquido es un material (normalmente orgánico para LCD) que fluye como un líquido pero cuya estructura molecular tiene algunas propiedades normalmente asociadas con los sólidos. Para las unidades de dispersión luminosa, el mayor interés está en el cristal líquido nemático, que tiene una estructura cristalina como la que se muestra en la FIG. 3.30

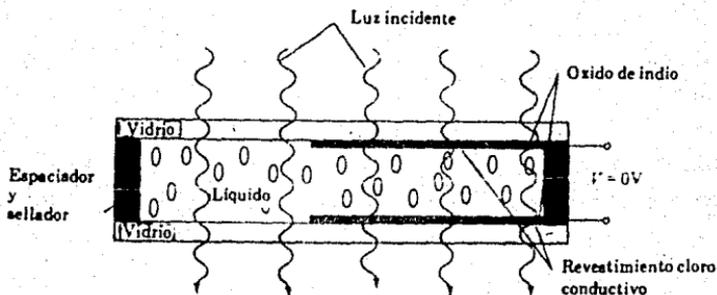


Figura 3.30.- Cristal líquido nemático sin polarización aplicada.

Las moléculas individuales se parecen a barras. La superficie conductora de óxido de indio es transparente y, bajo las condiciones que se muestran en la figura 3.31, la luz incidente pasará y la estructura del cristal líquido aparecerá clara. Si se aplica un voltaje (para unidades comerciales el nivel esta usualmente entre 6 y 20 V) a través de las superficies conductoras, se perturba el arreglo molecular, con el resultado de que las regiones se establecerán con índices diferentes de refracción. La luz incidente es, por tanto, reflejada en direcciones diferentes en la frontera entre regiones de índices de refracción diferente (conocido como dispersión dinámica) con el resultado de que la luz dispersa se parece a un vidrio opaco.

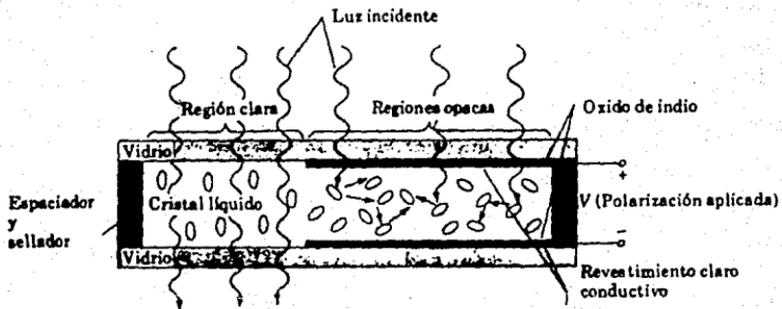


Figura 3.31.- Cristal líquido nemático con polarización aplicada.

Un dígito en una pantalla LCD puede tener un aspecto segmentado (figura 3.32). El área negra es en realidad una superficie conductora clara conectada a los terminales que están

en la parte de abajo para control externo. Si necesitáramos el número 2, energizaríamos las terminales 8, 7, 3, 4 y 5 y solamente estas regiones aparecerían opacas mientras las otras áreas permanecerían claras.

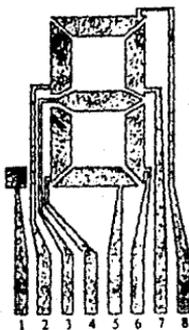


Figura 3.32.- Pantalla LCD de dígito de 8 segmentos.

Como se indicó antes el LCD no genera su propia luz sino que depende de una fuente interna o externa. En condiciones de oscuridad, sería necesario que la unidad tuviera su propia fuente de luz interna o detrás del LCD o a un lado de éste.

El LCD de efecto de campo o nemático transmisivo tiene la misma presentación de segmento y la misma capa delgada de cristal líquido encapsulado, pero su modo de operación es muy diferente. En forma similar al LCD de dispersión dinámica, el de efecto de campo puede operarse en el modo reflectivo o transmisivo con una fuente interna. La pantalla transmisora aparece en la figura 3.33, la fuente de luz interna está a la

derecha y el observador está a la izquierda. Esta figura difiere de la figura 3.30 en que además hay un polarizador de luz.

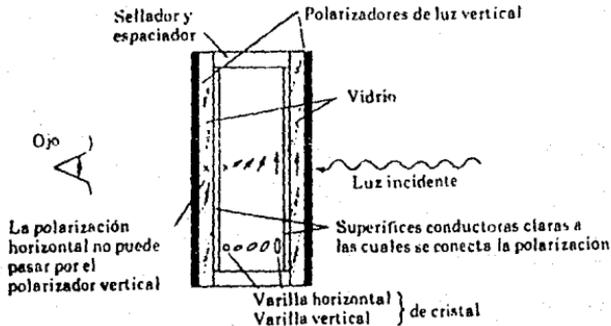


Figura 3.33.- LCD transmisor de efecto de campo sin polarización aplicada.

La componente vertical de la luz que entra a la derecha puede atravesar el polarizador de luz vertical de la derecha. En el LCD de efecto de campo, la superficie clara conductora de la derecha es grabada químicamente, o sea aplica una capa de película orgánica para orientar las moléculas en el cristal líquido en el plano vertical, paralelo a la celda de la pared. Note las barras en el extremo derecho del cristal líquido. La superficie conductora opuesta también se trata para garantizar que las moléculas están  $90^\circ$  fuera de fase en la dirección mostrada (horizontal) pero todavía están paralelas a la pared de la celda. Entre las dos paredes del cristal líquido hay un cambio general de una polarización a la otra, como se muestra en la figura 3.33. El polarizador del lado izquierdo es también tal

que solo permite el paso de la luz incidente verticalmente polarizada. Si no hay voltaje aplicado a las superficies conductoras, la luz polarizada entrará verticalmente a la región de cristal líquido y seguirá el dobleje de  $90^\circ$  de la estructura molecular. Su polarización en el polarizador de luz vertical del lado izquierdo no le permite a la luz que pase y el observador ve un patrón uniformemente oscuro a través de la pantalla completa. Cuando se aplica un voltaje de umbral (para unidades comerciales de 2 a 8 V), las moléculas con apariencia de barras se orientan con el campo (perpendicular a la pared) y la luz pasa directamente sin el desplazamiento de  $90^\circ$ . La luz vertical incidente puede pasar directamente por la segunda rejilla polarizada verticalmente y el observador puede ver una área de luz. Por medio de una excitación adecuada de los segmentos cada dígito aparecerá con el patrón requerido. (Figura 3.34).



Figura 3.34.- LCD de tipo reflectivo.

El tipo reflectivo de efecto de campo se muestra en la figura 3.35. En este caso la luz polarizada horizontalmente en el extremo izquierdo encuentra un filtro polarizado horizontalmente y pasa a través del reflector, en donde se refleja de nuevo en el cristal líquido, doblada a la otra polarización vertical y regresada al observador. Si no hay voltaje aplicado, la pantalla está alumbrada uniformemente.

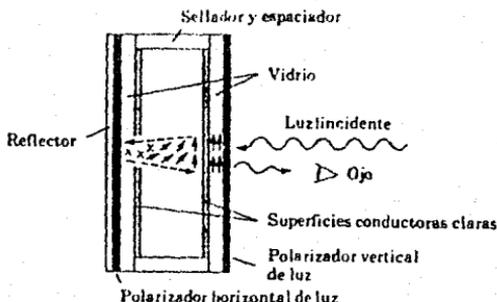


Figura 3.35.- LCD reflectivo de efecto de campo sin polarización aplicada.

Quando se aplica un voltaje se obtiene luz verticalmente incidente que encuentra a la izquierda un filtro horizontalmente polarizado que no dejará pasar y reflejar luz. De esta manera se obtiene una área oscura en el cristal y aparece el patrón requerido. (Figura 3.36).



Figura 3.36.- LCD de tipo reflectivo.

Los LCDs de efecto de campo se usan cuando la fuente de energía es un factor primordial, pues absorben considerablemente menor potencia que los tipos de dispersión de luz de microwatts comparados con el rango bajo de miliwatts.

El costo es típicamente más alto para las unidades de

efecto de campo y su altura está limitada a alrededor de 2 pul, mientras que en las unidades de dispersión de luz este valor es de 8 pul. Una consideración adicional en estos dispositivos es el tiempo de encendido y de apagado. Los LCD son característicamente más lentos que los LEDs. Los LCD tienen tiempos de respuesta típicos en el rango de 100 a 300 ms, mientras para los LEDs esta cifra esta por debajo de 100 ns. Sin embargo, hay numerosas aplicaciones, como el diseño que nos ocupa, en donde la diferencia entre 100 ns y 100 ms es de menor consecuencia. Para tales aplicaciones la demanda tan baja de potencia de los LCDs es una característica atractiva.

Los exhibidores numéricos de pantalla de cristal líquido de la marca AND son idóneos para requerimientos de visibilidad de día y de noche, y representan atractivas ventajas como: bajo consumo de potencia, compatibles con CMOS, rango de temperatura aceptable y muy alta confiabilidad en pleno funcionamiento.

Esta línea presenta un amplio rango de exhibidores normalizados con capacidades desde 3 1/2 hasta 8 dígitos, con caracteres desde 9 mm hasta 18 mm de alto.

Los usos más comunes de estos productos son: en equipo médico, de medición de frecuencias, termómetros digitales, termostatos, relojes electrónicos, multímetros digitales, instrumentación en general, comunicaciones, radios, equipo automotriz y fotográfico, detectores de smog, televisiones,

computadoras y equipo de diversión electrónica.

De la gran variedad de LCD's, se seleccionó el adecuado a las características de nuestro diseño. Este es un LCD modelo FE0609 de la marca AND, de tipo multiplexado de efecto de campo. Presenta 6 dígitos con punto decimal y la altura de caracter es de 12.7mm, con gran ángulo de visión y su alto contraste permite fácil lectura. El FE0609 cuya distribución de segmentos y conexiones se muestra en la figura 3.37 puede ser usado en una gran variedad de aplicaciones, tales como: multímetros, termómetros digitales, instrumentos de medición y otros usos similares.

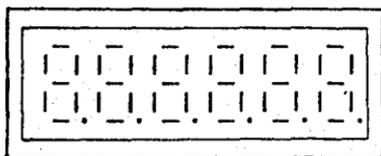


Figura 3.37.- Display seleccionado.

#### Características generales del FE0609:

- Tensión de operación de 5v.
- Corriente de 3 microA.
- Frecuencia de operación de 60 Hz.
- Tiempo de respuesta encendido de 39 ms.
- Tiempo de respuesta apagado de 50 ms.

- Temperatura de operación de  $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ .
- Modos ópticos reflectivo/transflectivo de alto contraste y gran ángulo de visión.
- Modos de impresión positiva (segmentos oscuros, fondo claro).
- Polarizador normalizado.
- Conexión de terminales epóxicas.

#### Manejadores de display.

A continuación mencionaremos algunos dispositivos que son usados para manejar displays, comentando algunas características de los mismos.

Manejador de display 7 segmentos con interfase serial MC14499.

Este dispositivo provee comunicación con microprocesadores y computadoras CMOS. Maneja las formas de salida NPN, lo cual permite interconectarlo a un cátodo común de un LCD a través de resistencias externas en serie.

#### Características del MC14499:

- Manejador en un IC de segmentos de alta corriente.
- Niveles de entrada de MPU compatibles con CMOS.
- Amplio rango de operación de voltaje: 4.5 a 6.5 V.
- Maneja cuatro caracteres con puntos decimales.

Manejador de cristales líquidos de BCD a 7 segmentos MC14543B.

Este manejador, está diseñado para usarse con cristales líquidos, y es construido con dispositivos de tipo mejorado MOS. El circuito provee la función de un almacenamiento de cuatro bits y un manejador de BCD a 7 segmentos. El dispositivo tiene capacidad de invertir los niveles lógicos de la combinación de salida.

#### Características del MC14543B:

- Corriente de circuito 5 nA.
- Rango de voltaje 3 a 18 v.
- Capacidad de manejar directamente el LCD.
- Almacenamiento de códigos.

Existen algunos otros tipos de manejadores de display, pero para nuestros propósitos el que nos interesa es el manejador de LCD's de entrada serial multiplexada MC145000.

#### MC145000.

Este dispositivo está diseñado para manejar cristales líquidos de display en una configuración multiplexada por cuatro. El MC145000 puede manejar hasta 40 segmentos LCD o seis de 7 segmentos más caracteres de punto decimal. Las conexiones de hardware requerido, son mostradas en la figura 3.38. Los

datos para cada caracter deben de ser traducidos a un formato que corresponda al display deseado. La tabla siguiente provee una lista del formato correspondiente en código hexadecimal para cada posible caracter de display. Después de que la traducción del formato esta completa, los datos son introducidos en serie dentro del manejador LCD MC145000. Cada segmento de caracter de 7 segmentos más punto decimal es representado por un bit de un byte. Como se muestra en la figura 3.38, un 1 lógico en algún bit activará el segmento o punto decimal correspondiente.

#### Características del MC145000:

- Interfase directa a microprocesadores CMOS.
- Puerto de datos serial, reloj interno.
- Multiplexación por cuatro.
- Maneja componentes de CD menores a 50 mV.
- Maneja 48 segmentos LCD.
- Rango de voltaje aplicado 3V a 6V.
- Almacena datos de entrada.

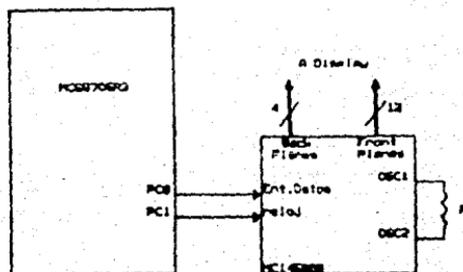


Figura 3.38.- Diagrama esquemático de la interfase del manejador LCD MC145000.

CARACTER DE DISPLAY	FORMATO DE DISPLAY CODIGO HEXADECIMAL
0	D7
1	06
2	E3
3	A7
4	36
5	B5
6	F5
7	07
8	F7
9	B7
A	77
b	F4
c	D1
d	E6
E	F1
F	71
P	73
Y	B6
H	76
U	D6
L	D0
espacio	00
- (guión)	20
= (igual)	A0
n	64
r	60
o (grados)	33

Tabla 3.5.- Código de caracteres.

### IIIId.- Diagrama general del software a realizar.

Una microcomputadora es un sistema, cuyo diseño está basado en un microprocesador, el cual es un dispositivo con la capacidad de manejar y procesar información. La configuración de una microcomputadora requiere de otros elementos, tales como: Memorias y dispositivos de entrada y salida, que permiten la comunicación con el medio ambiente.

El MCU tiene la configuración antes mencionada, y en

conjunción con los diferentes tipos de transductores conectados a sus puertos, permite la lectura de información y procesamiento de ésta.

El MCU o cualquier otro procesador no se compone exclusivamente de hardware, requiere de el desarrollo de un software específico que satisfaga las necesidades y solucione el problema planteado.

De acuerdo al problema planteado lo que se requiere es tomar los datos, o sea la información que se ha captado del medio ambiente, por medio de dispositivos eléctricos y electrónicos llamados transductores, y con ayuda del MCU procesar dicha información de tal forma que al sobrepasar alguno de los rangos previamente establecidos para cada uno de los datos, este mande alguna señal hacia el medio ambiente para informar el hecho.

El arranque del MCU puede realizarse de dos maneras, una por medio de un Reset general y otra por medio de un teclado en el cual se da el comando de inicio del software.

Al dar un Reset o encendido del MCU, como lo habíamos mencionado, el microprocesador por sí sólo no puede realizar ninguna tarea. Por lo que el diseño de una microcomputadora, requiere del desarrollo de un programa que tome el control del sistema, desde el momento mismo del encendido. Al programa que

realiza esta tarea y permite la interacción con el medio externo se le conoce como programa monitor.

En una microcomputadora el programa monitor, debe realizar por lo menos las siguientes tareas:

- Controlar el medio de interacción con el usuario.
- Aceptar el código en el cual será presentada la información: programas y datos.
- Desplegar el contenido de las localidades de memoria y permitir su modificación.
- Transferir el control a un programa del usuario.

El programa monitor normalmente se implementa en una memoria permanente del tipo ROM o EPROM.

Considerando el último punto, es necesario desarrollar algunas rutinas de autopruebas de todos los elementos que componen al MCU, esto con el fin de garantizar el funcionamiento del MCU después de encenderse. Y la última rutina a desarrollar es que inicialice el sistema para que este listo a recibir información.

Una computadora se comunica con el mundo exterior a través de elementos terminales conocidos como puertos. Un puerto es un registro que puede ser seleccionado para el intercambio de información. En el caso del PIA los puertos están configurados

de tal forma que los registros se comportan como si fueran localidades de memoria, de manera tal que, la transferencia de información pueda realizarse usando todo el poderío del conjunto de instrucciones.

Los puertos pueden configurarse como elementos de entrada o salida dependiendo del tipo de comunicación que se requiere con el exterior. Con esto podemos introducir datos por medio de un teclado (puerto de entrada) y ver ciertos datos por medio de displays (puerto de salida).

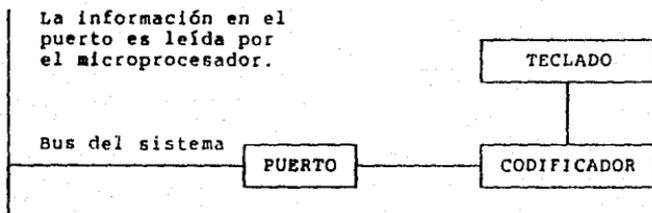


Figura 3.39.- Un ejemplo típico de un puerto de entrada.

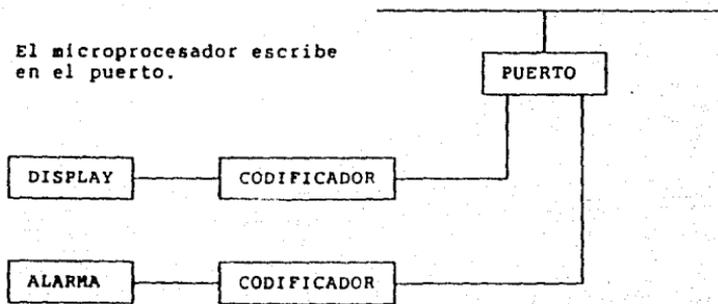


Figura 3.40.- Un ejemplo típico de un puerto de salida.

Con lo expuesto anteriormente se puede deducir el siguiente diagrama del software a realizar.

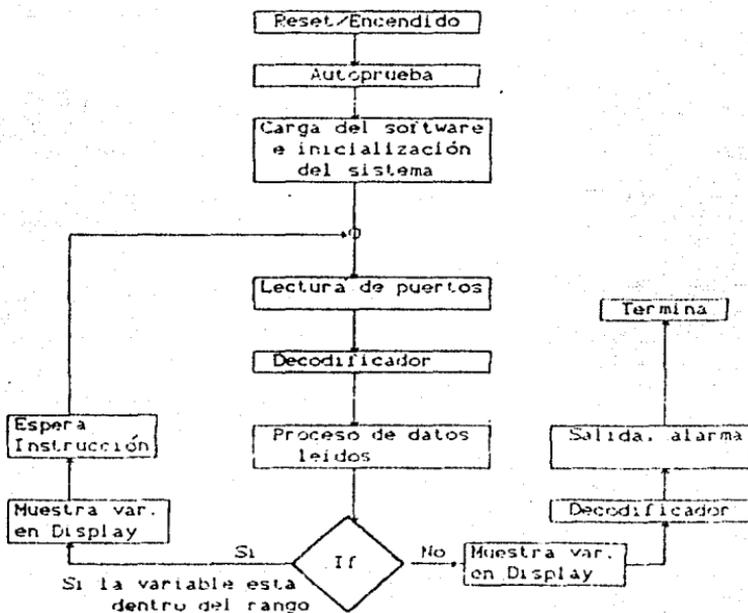
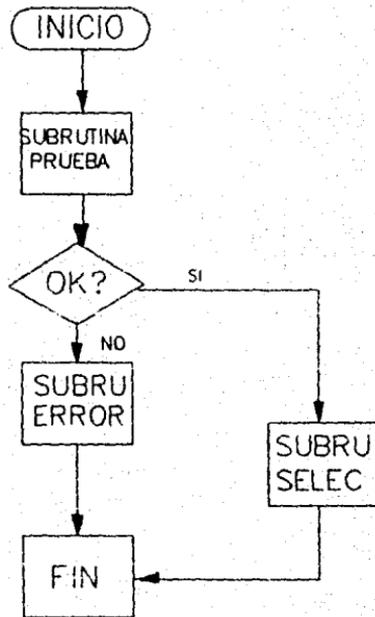
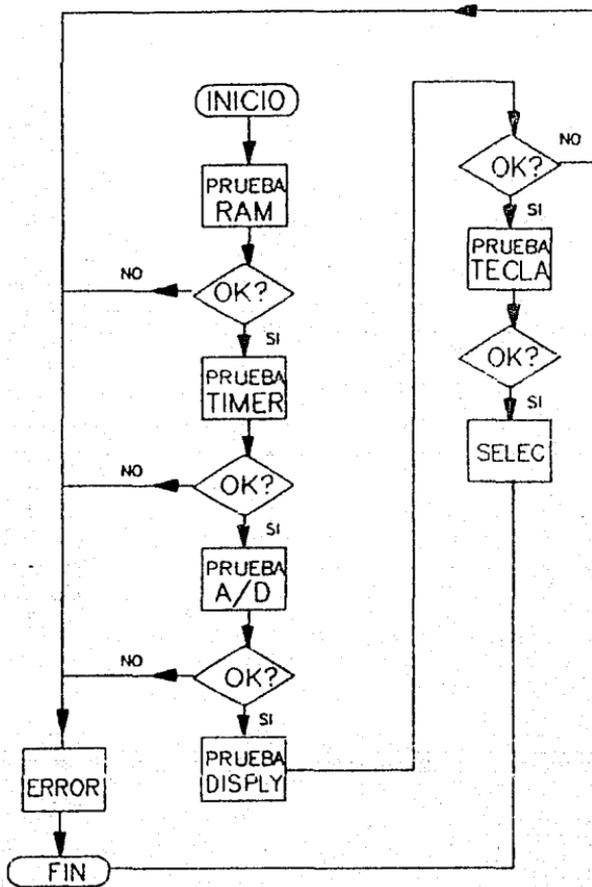


Figura 3.41.- Diagrama general del software.

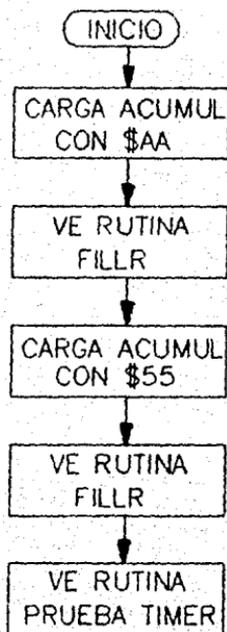
## DIAGRAMA FLUJO GENERAL



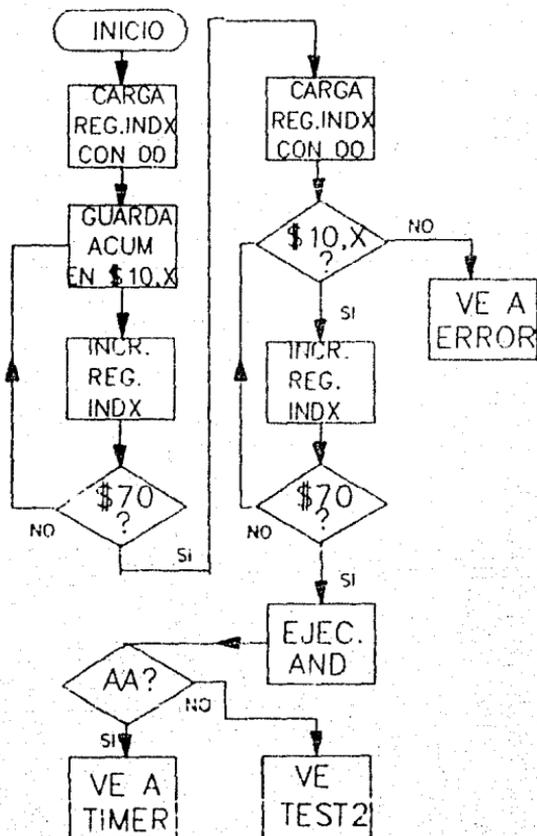
# DIAGRAMA DE PRUEBAS Y SELECCION



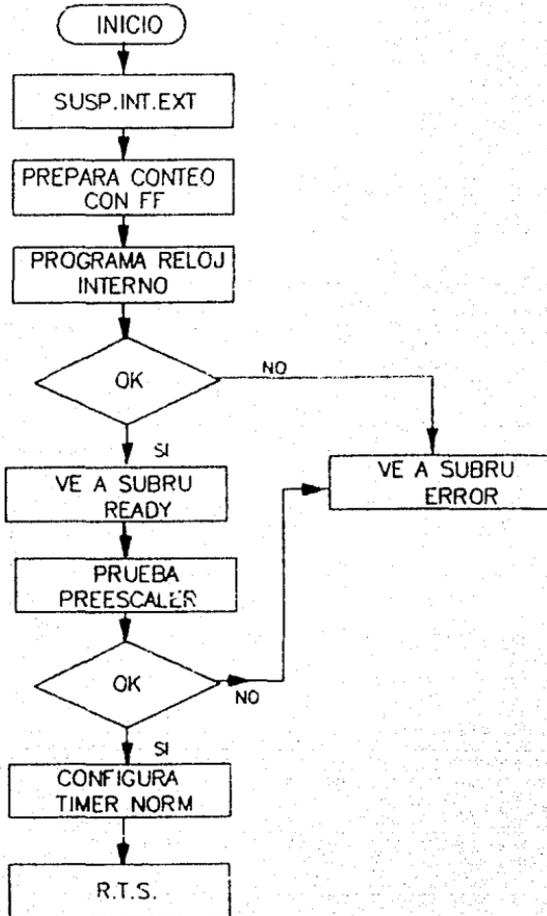
# PRUEBA MEMORIA RAM



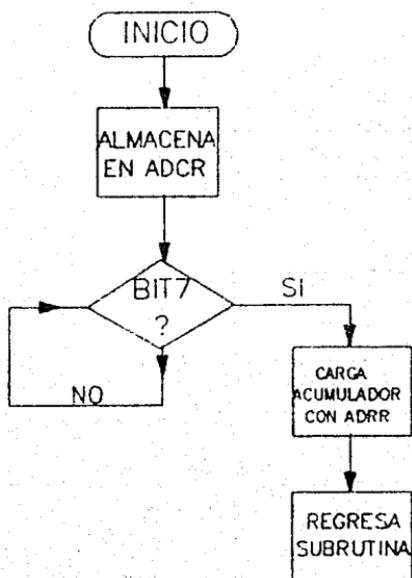
# RUTINA PARA LLENADO DE RAM



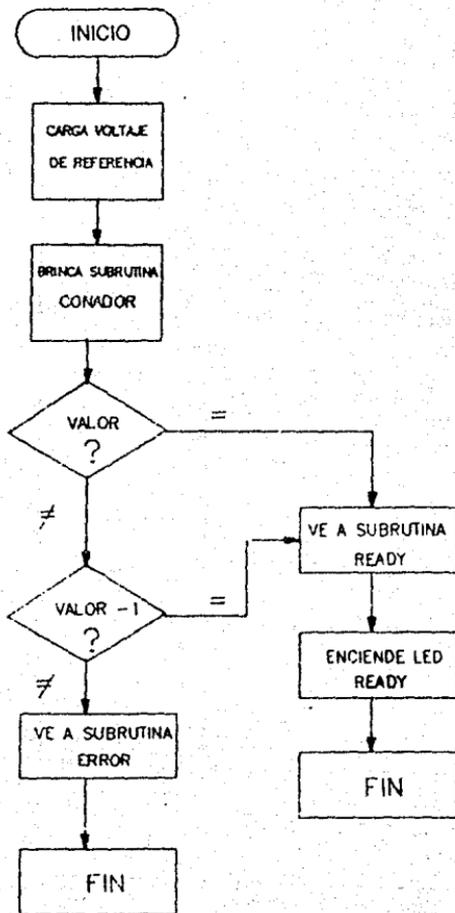
# RUTINA PRUEBA TIMER



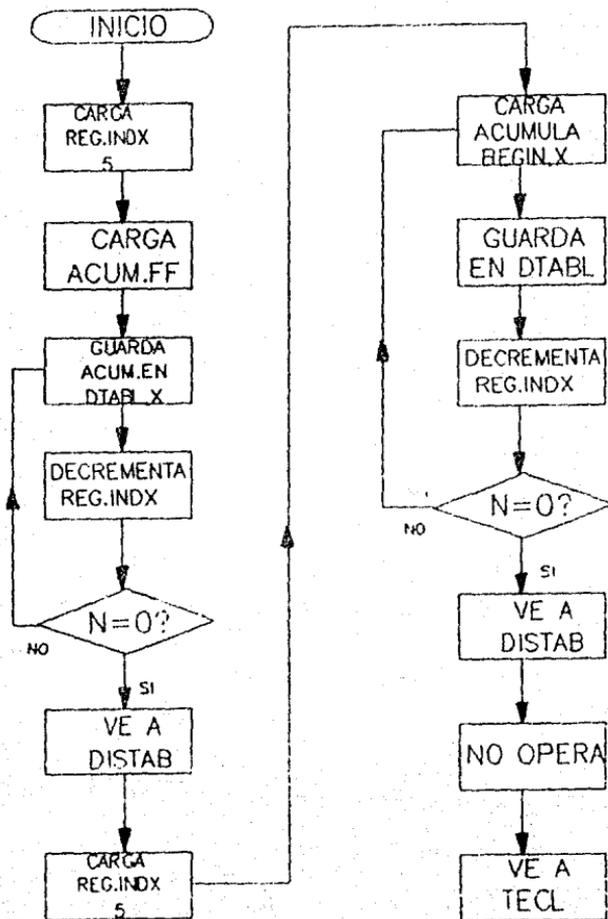
## RUTINA CONVERSION ANALOGICO/DIGITAL



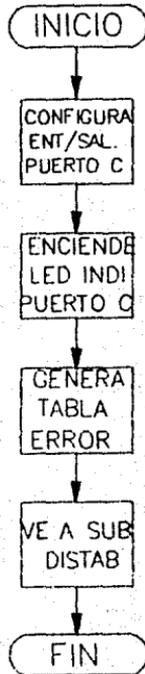
# RUTINA DE PRUEBA CONVERTIDOR A/D



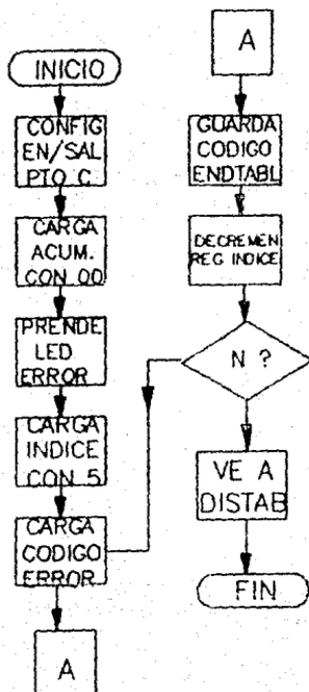
# RUTINA PRUEBA DISPLAY



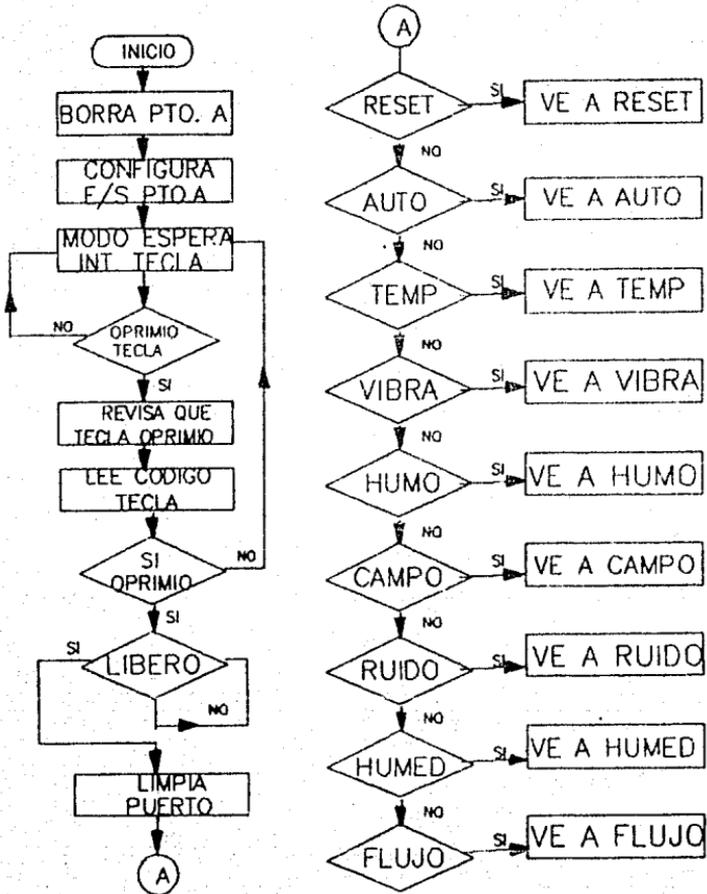
# RUTINA INDICACION ERRORES EN PRUEBAS



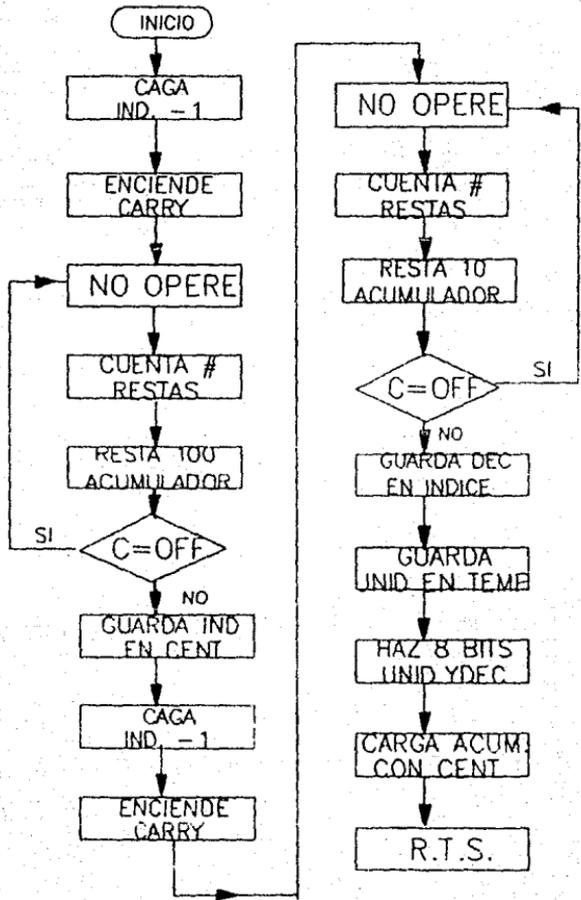
# DIAGRAMA DE FLUJO PARA ERROR PRUEBAS



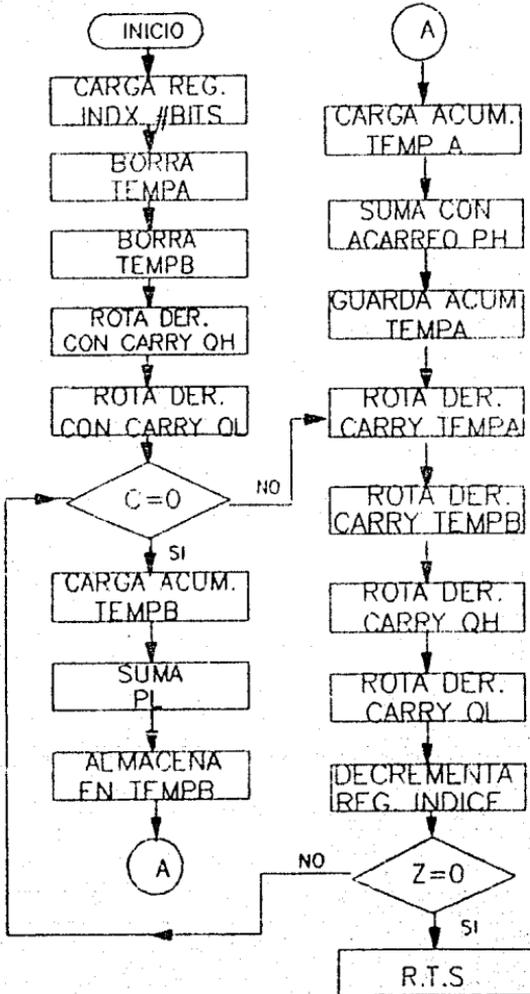
# RUTINA TECLADO



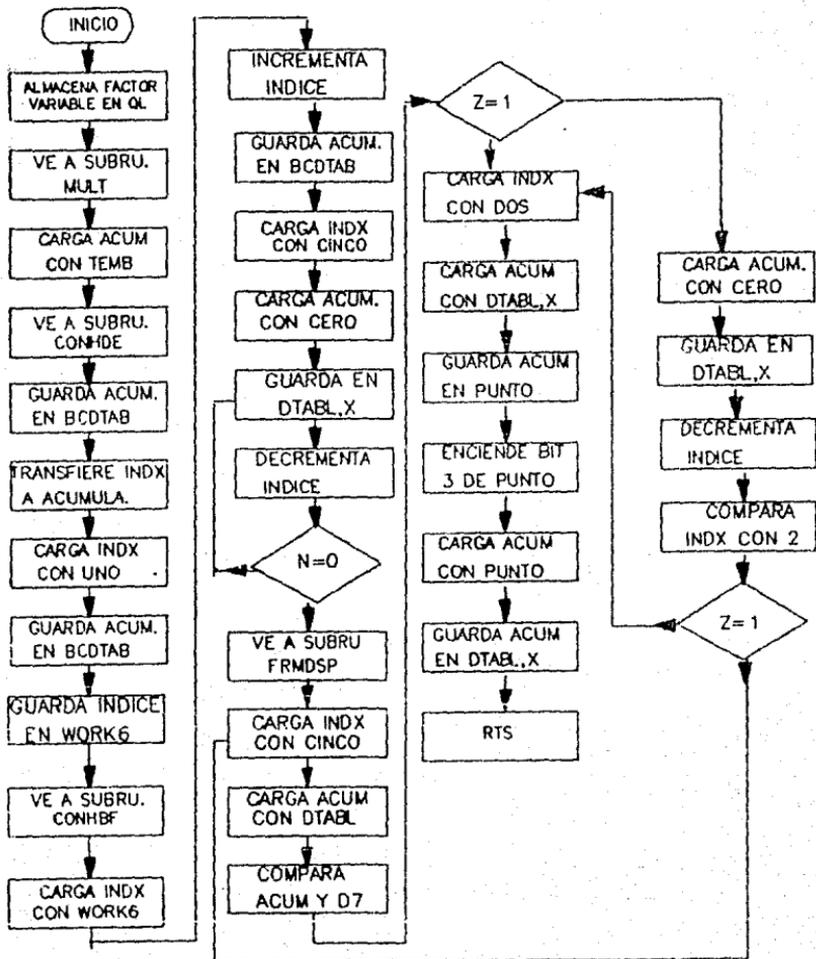
# RUTINA CONVERSION HEXA A BCD



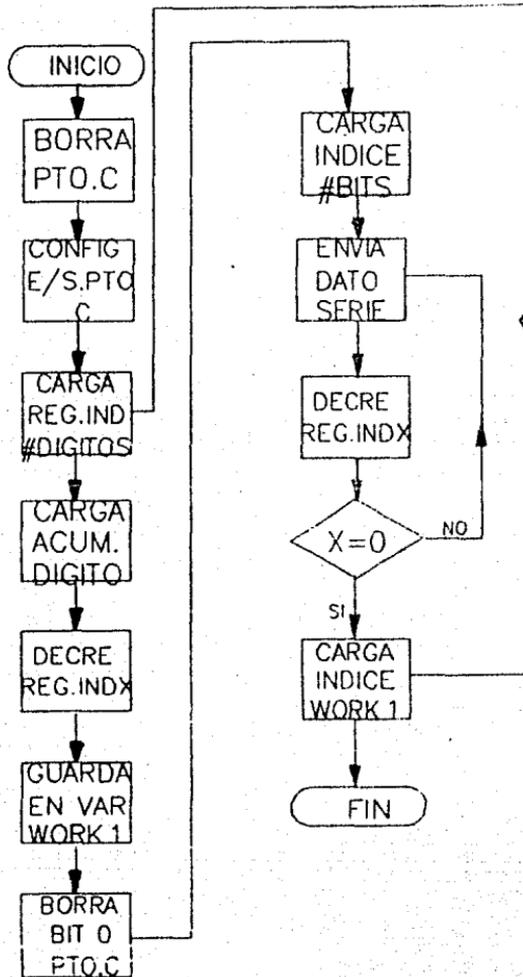
# RUTINA MULTIPLICACION



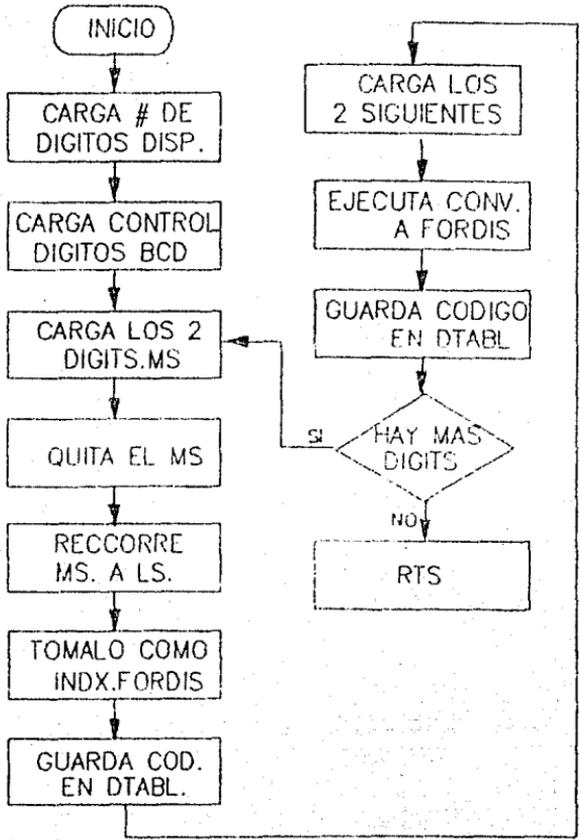
# ROUTINA MANEJO RESULTADOS



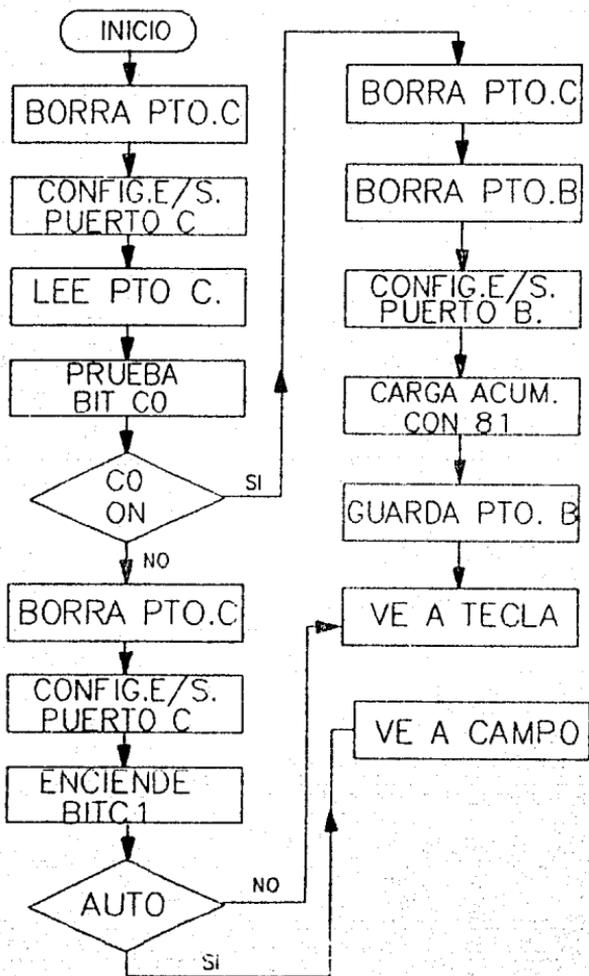
# RUTINA DE DISPLAY



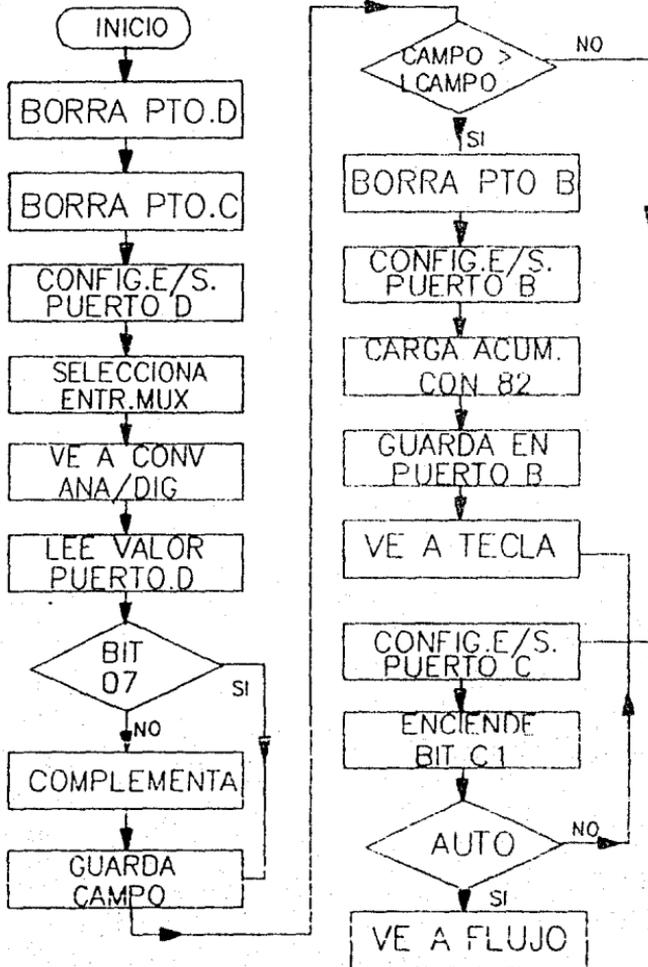
# RUTINA CONVERSION FORMATO DISPLAY



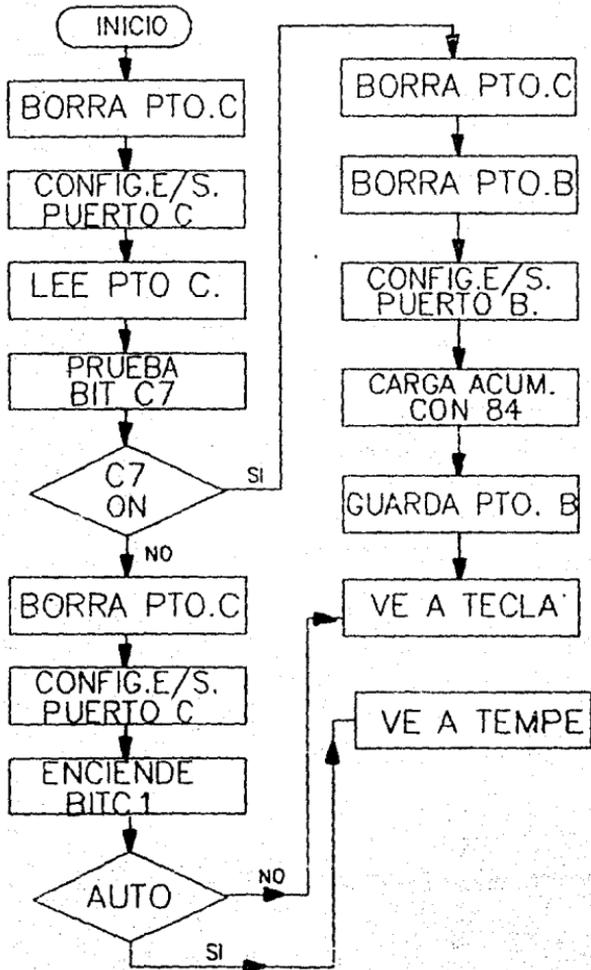
# RUTINA HUMO



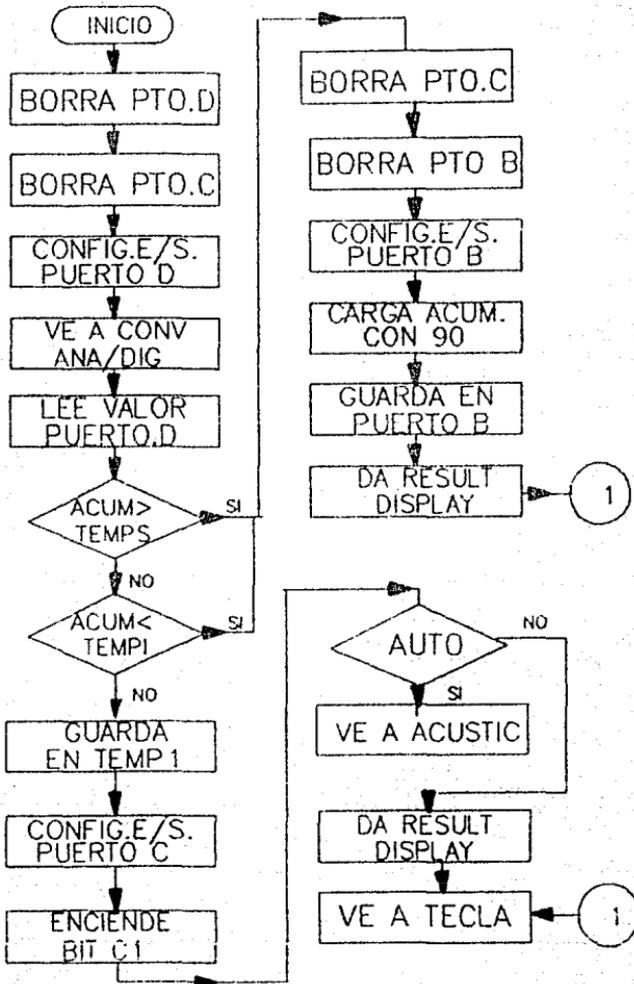
# RUTINA CAMPO



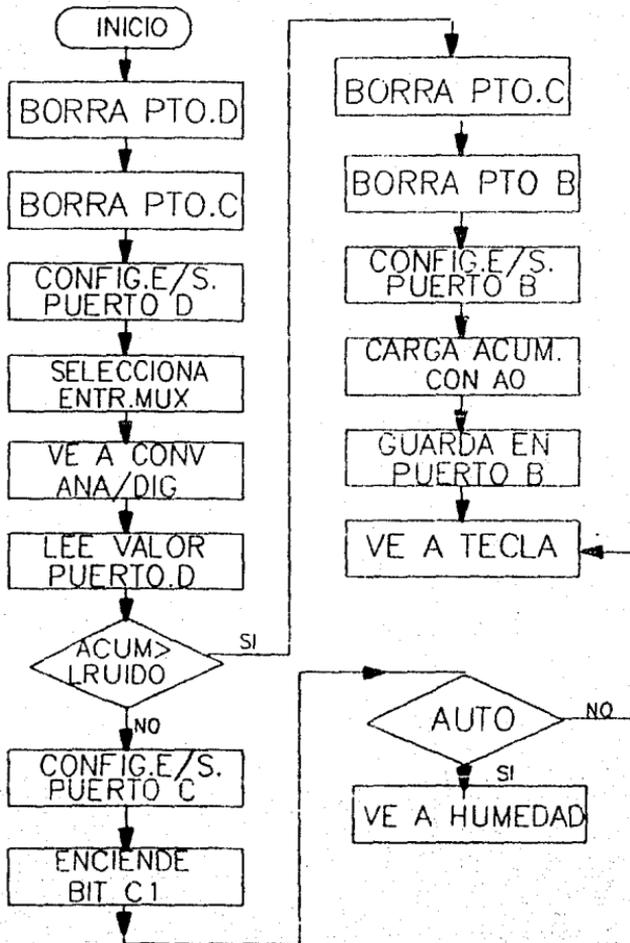
# RUTINA FLUJO



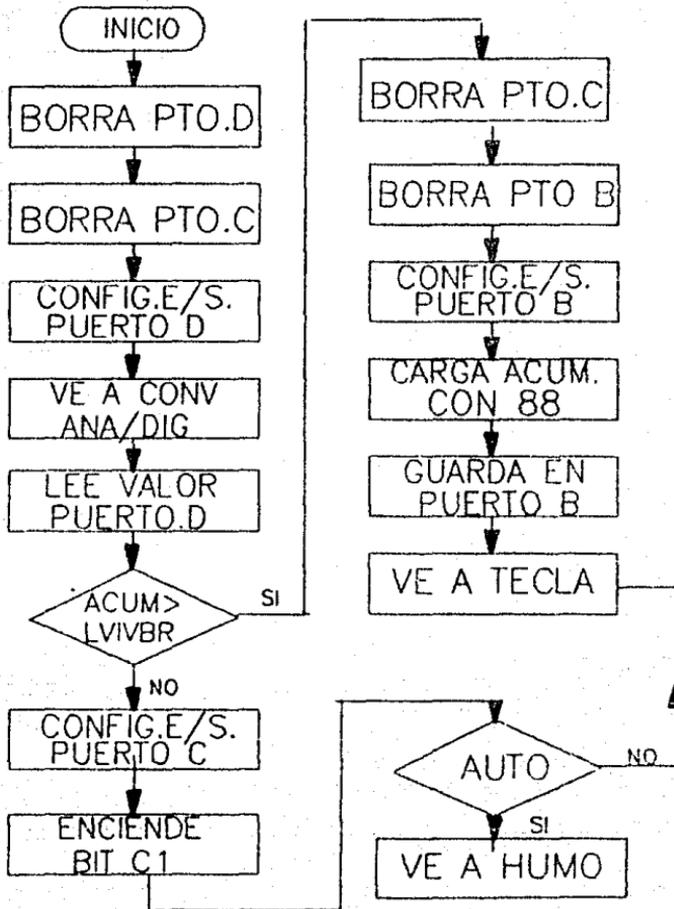
# RUTINA TEMPERATURA



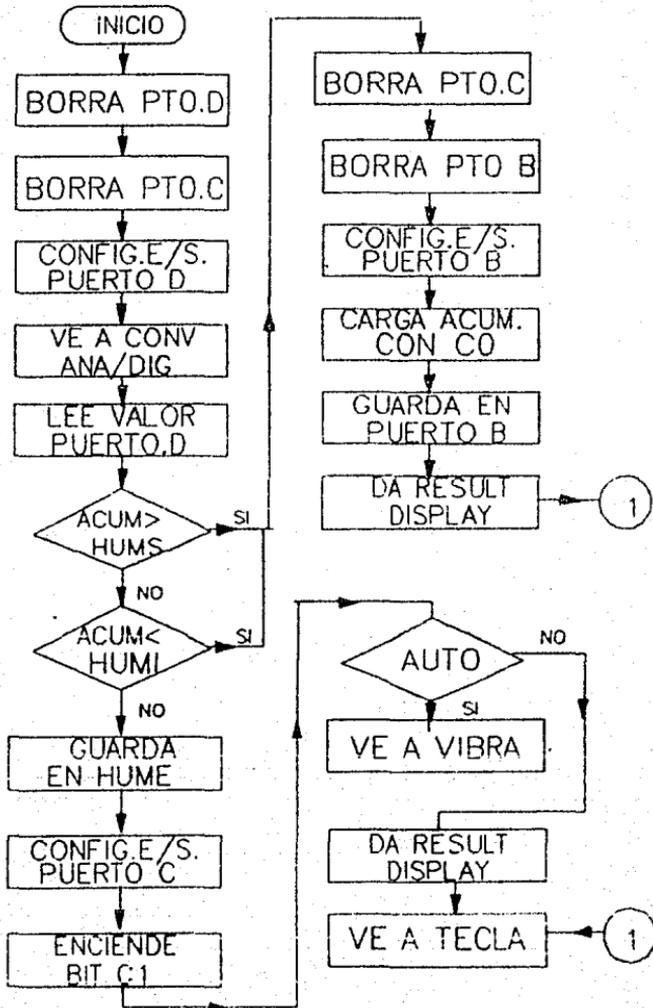
# RUTINA ACUSTICA



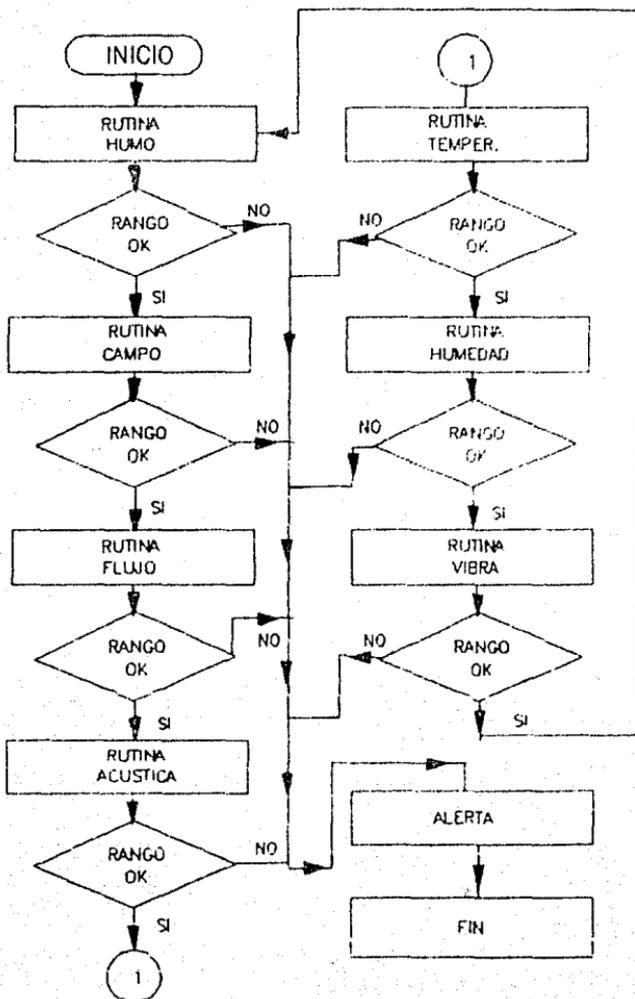
# RUTINA VIBRACION



# RUTINA HUMEDAD



# RUTINA AUTOMATICO



\*\*\*\*\*  
 \* DEFINICION DE VARIABLES Y ETIQUETAS \*  
 \*\*\*\*\*

= 0000	PORTA	EQU	0
= 0001	PORTB	EQU	1
= 0002	PORTC	EQU	2
= 0003	PORTD	EQU	3
= 0004	DDRA	EQU	4
= 0005	DDRB	EQU	5
= 0006	DDRC	EQU	6
= 0008	TDR	EQU	8
= 0009	TCR	EQU	9
= 000E	ADCR	EQU	\$E
= 000F	ADRR	EQU	\$F
= 05A0	BEGIN	EQU	\$5A0
= 05B0	TERROR	EQU	\$5B0
= 05C0	FORDIS	EQU	\$5C0
= 0009	CRESET	EQU	\$5D0
= 0011	CAUTO	EQU	\$5D1
= 0022	CTEMP	EQU	\$5D2
= 0021	CVIBRA	EQU	\$5D3
= 0024	CHUMO	EQU	\$5D4
= 0014	CCAMPO	EQU	\$5D5
= 0012	CRUIDO	EQU	\$5D6
= 000A	CHUMED	EQU	\$5D7
= 000C	CFLUJO	EQU	\$5D8

0010		ORG	\$10
0010 0B	DTABL	DB	0
0011 01	WORK1	DB	1
0012 01	INDAUTO	DB	1
0013 01	FFLUJO	DB	1
0014 01	VVIBRA	DB	1
0015 01	FHUMO	DB	1
0016 01	VCAMP	DB	1
0017 01	VRUIDO	DB	1
0018 01	VTEMP	DB	1
0019 01	TEMP	DB	1
001A 01	TEMPA	DB	1
001B 01	TEMPB	DB	1
001C 01	QH	DB	1
001D 01	QL	DB	1
001E 01	PH	DB	1
001F 01	PL	DB	1
0020 01	DIGIT	DB	1
0021 01	DIGITO	DB	1
0022 01	CENT	DB	1
0023 01	REM	DB	1
0024 01	INDICE	DB	1
0025 01	INDIC2	DB	1
0026 01	TEMPC	DB	1
0027 03	BCDTAB	DB	3
0028 01	PUNTO	DB	1
0029 01	WORK5	DB	1
002A 01	WORK6	DB	1

```

002B 01      VHUM      DB      1
002C 01      ESERR     DB      1

```

```

; *****
; * RUTINA PARA PRUEBA DE MEMORIA RAM *
; *****

```

```

00B0          ORG      $B0          ;INICIA CON EL 1ER VALOR
00B0 A0AA     RESET   LDA      #A0AA ;DE PRUEBA
00B2 2002          BRA      FILLR    ;VA CON 2DO VALOR DE PRUEBA
00B4 A055     TEST2   LDA      #55   ;INICIA LLENANDO DESDE LA
00B6 AE00     FILLR   LDX      #800   ;PRIMERA LOCALIDAD DE MEMO-
00B8 E710     FILL    STA      $10,X  ;RIA HASTA LA ULTIMA, CON
00BA 5C          INCX          ;EL VALOR DE PRUEBA
00BB A370          CPX      #370    ;
00BD 26F9          BNE      FILL    ;
00BF AE00          LDX      #300    ;
00C1 E110     COMPA  CMP      $10,X  ;COMPARA SI NO ES IGUAL
00C3 2658          BNE      ERROR1  ;SE VA A RUTINA DE ERROR
00C5 5C          INCX          ;SI, CONTINUA
00C6 A370          CPX      #370    ;
00C8 26F7          BNE      COMPA  ;
00CA A4AA     COMPA  AND      #A0AA ;PREGUNTASI YA EL 1ER VALOR
00CC 26E8          BNE      TEST2  ;Y SE VA AL 2DO.

```

```

; *****
; * RUTINA PARA PRUEBA DEL TIMER *
; *****

```

```

00CE A86F     TIMER  LDA      #86F    ;INHIBE INTEREUPCIONES
00D0 B709          STA      TCR      ;EXTERNAS
00D2 AEF7          LDX      #FF    ;PROGRAMA CONTEO DE 255 A 0
00D4 BF08          STX      TDR      ;
00D6 A84F     TESTIM LDA      #84F    ;SE PROGRAMA EL RELOJ Y
00D8 B709          STA      TCR      ;PONE EL PRESCALER A 128
00DA B308     TESTIM CPX      TDR      ;CICLOS
00DC 2847          BNE      ERROR2  ;CHECA QUE EL TIMER ESTE OK
00DE 5A          DECX          ;
00DF A3FF          CPX      #FF    ;COMPARA RESULTADO DEL
00E1 270F          BEQ      RDY      ;CONTEO Y SALTA A RDY SI FF
00E3 A609     REGRES LDA      #0    ;ARMA RUTINA DE 128 CICLOS
00E5 4A          DECA     #1      ;PARA PROBAR EL FUNCIONA-
00E8 A100     REGRES CMP      #0    ;MIENTO DEL PRESCALER
00EB 28FB          BNE      REGRES ;
00EA 3FOA          CLR      #00A   ;
00EC 9D          NOP          ;
00ED 9D          NOP          ;
00EE 9D          NOP          ;
00EF 9D          NOP          ;
00F0 20E8     PDY   BRA      TESTIM ;
00F2 A940     PDY   LDA      #940   ;REGRESA EL TIMER A VALORES
00F4 B709          STA      TCR      ;NORMALES DE OPEACION

```

```

; *****
; * RUTINA PARA PRUEBA DEL CONVERTIDOR A/D *
; *****

```

```

00F6 A04   CONVAD   LDA    #S4      ;SELECCIONA VOLTAJE DE RE-
00F8 CD015B JSR    CONADR   ;FERENCIA Y SALTA A
00FB A1FE   CMP    #SFE     ;RUTINA DEL CONVERSION A/D
00FD 2708   BEQ    READY    ;CHECA QUE EL RESULTADO DE
00FF A1FF   CMP    #SFF     ;LA LA CONVERSION NO SEA
0101 2702   BEQ    READY    ;DIFERENTE EN MAS DE 1 BIT
0103 202A   BRA    ERROR3   ;SI ES OK SALTA A READY
0105 A81C   READY   LDA    #S1C     ;SI NO SE VA A RUTINA DE
0107 B708   STA    DDRC     ;ERROR.
0109 B702   STA    PORTC    ;
010B CC0183 JMP    DESPL     ;

```

```

; *****
; * RUTINAS PARA INDICAR ERROR EN PRUEBAS *
; *****

```

```

010E           ORG    $10E      ;
010E AE05   ERROR   LDX    #S5      ;ALMACENA EN TABLA DE
0110 D805B0 NXTErr   LDA    TERROR,X  ;DATOS LOS CODIGOS DE LA
0113 E710   STA    DTABL,X  ;PALABRA 'ERROR' PARA
0115 5A     DECX   ;SER ENVIADOS AL
0116 2AF8   BPL    NXTErr   ;DISPLAY
0118 CD0139 JSR    DISTAB   ;
0000           END

```

```

011B           ORG    $11B      ;
011B 3F02   ERROR1  CLR    PORTC     ;CONFIGURA ENTRADAS Y
011D A87E   LDA    #S7E     ;SALIDAS DEL PUERTO C
011F B706   STA    DDRC     ;ENCIENDE EL LED INDICADOR
0121 1802   BSET   4,PORTC  ;DE ERROR CORRESPONDIENTE
0123 20E8   BRA    ERROR    ;ATRAVES DEL PUERTO C.

```

```

0125           ORG    $125      ;
0125 3F02   ERROR2  CLR    PORTC     ;CONFIGURA ENTRADAS Y
0127 A87E   LDA    #S7E     ;SALIDAS DEL PUERTO C
0129 B706   STA    DDRC     ;ENCIENDE EL LED INDICADOR
012B 1A00   BSET   5,PORTC  ;DE ERROR CORRESPONDIENTE
012D 20DF   BRA    ERROR    ;ATRAVEZ DEL PUERTO C.

```

```

012F           ORG    $12F      ;
012F 3F02   ERROR3  CLR    PORTC     ;CONFIGURA ENTRADAS Y
0131 A87E   LDA    #S7E     ;SALIDAS DEL PUERTO C
0133 B706   STA    DDRC     ;ENCIENDE EL LED INDICADOR
0135 1C00   BSET   6,PORTC  ;DE ERROR CORRESPONDIENTE
0137 20D8   BRA    ERROR    ;ATRAVEZ DEL PUERTO C.

```



0179 CD0139  
017C 9D

JSR DISTAB  
NOP

; LA RUTINA DE TECLADO PARA  
; ESPERAR ALGUNA SELECCION.

;  
; \*\*\*\*\*  
; \* RUTINA DE TECLADO \*  
; \*\*\*\*\*  
;

017D		ORG	\$17D	;
017D 3F00	TECL	CLR	PORTA	; CONFIGURA ENTRADAS SALIDAS
017F A638		LDA	#\$38	; DEL PUERTO A
0181 8704		STA	DDRA	; ESPERA POR PRESION DE UNA
0183 9D	STOP	NOP		; TECLA
0184 2FFD		BIH	STOP	; REvisa LA OPRESION DE
0186 A837	KEYSCN	LDA	#\$37	; TECLA
0188 8700		STA	PORTA	;
018A 2E08	REPIT	BIL	GOTIT	; REvisa INTERRUPCION POR
018C 3800		LSL	PORTA	; TECLA
018E 25FA		BCS	REPIT	; CONTINUA REVISANDO TECLA
0190 80	RETURN	RTI		; REGRESA DE INTERRUPCION
0191 B600	GOTIT	LDA	PORTA	; LEE COD. DE TECLA OPRIMIDA
0193 ADOC		BSP	DBOUNC	; PRUEBA QUENO SEA RUIDO
0195 2FF9		BIH	RETURN	; FALLA PRESION DE TECLA RE-
0197 2EFE	RELEAS	BIL	RELEAS	; GRESA, ESPERA QUE SE SUELDE
0199 ADO6		BSR	DBOUNC	; TECLA
019B 2EFA		BIL	RELEAS	; LATECLA NO HA SIDO SOLTADA
019D 3F00		CLR	PORTA	;
019F 2006		BRA	DECODE	; VA A RUTINA DE DECODIFI.
01A1 AEFF	DBOUNC	LDX	#\$FF	; RUTINA DE PRUEBA DE RUIDO
01A3 5A	AGAIN	DECC		;
01A4 26FD		BNE	AGAIN	;
01A6 81		PTS		;
01A7 B109	DECODE	CMP	CRESET	; COMPARA EL CODIGO DE LA
01A9 2723		BEQ	PRESET	; TECLA OPRIMIDA Y CONTINUA
01AB B10A		CMP	CHUMED	; CON LA RUTINA CORRESPON-
01AD 274E		BEQ	PHUMED	; DIENTE.
01AF B10C		CMP	CFLUJO	;
01B1 2726		BEQ	RFLUJO	;
01B3 B111		CMP	CAUTO	;
01B5 271C		BEQ	RAUTO	;
01B7 B112		CMP	CRUIDO	;
01B9 2736		BEQ	PRUIDO	;
01BB B114		CMP	CCAMPO	;
01BD 272C		BEQ	PCAMPO	;
01BF B121		CMP	CVIBRA	;
01C1 271C		BEQ	RVIBRA	;
01C3 B122		CMP	CTEMP	;
01C5 2730		BEQ	RTEMP	;
01C7 B124		CMP	CHUMO	;
01C9 271A		BEQ	PHUMO	;
01CB CC017D		JMP	TECL	;
01CE B0B0	RRESET	JSR	PRESET	;
01D0 CC017D		JMP	TECL	;
01D3 CD0203	RAUTO	JSR	AUTO	;
01D6 CC017D		JMP	TECL	;

```

01D9 CD0207 RFLUJO JSR FLUJO ;
01DC CC017D JMP TECL ;
01DF CD022C RVIBRA JSR VI BRA ;
01E2 CC017D JMP TECL ;
01E5 CD025D RHUMO JSR HUMO ;
01E8 CC017D JMP TECL ;
01EB CD0282 RCAMPO JSR CAMPO ;
01EE CC017D JMP TECL ;
01F1 CD02B9 RRUIDO JSR RUIDO ;
01F4 CC017D JMP TECL ;
01F7 CD02EA RIEMP JSR TEMPER ;
01FA CC017D JMP TECL ;
01FD CD0327 RHUMED JSR HUMED ;
0200 CC017D JMP TECL ;

```

```

; *****
; * RUTINA PARA INICIAR MANEJO AUTOMATICO *
; *****

```

```

0203          ORG $203 ;
0203 A80F AUTO LDA #15 ; ENCIENDE INDICADOR PARA
0205 B712 STA INDAUTO ; PROCESO EN AUTOMATICO.

```

```

; *****
; * RUTINA DE FLUJO *
; *****

```

```

0207          ORG $207 ;
0207 3F02 FLUJO CLR PORTC ;
0209 3F01 CLR PORTB ;
020B A87E LDA #57E ; CONFIGURA ENTRADAS Y
020D B706 STA DDRC ; SALIDAS DEL PUERTO C
020F B802 LDA PORTC ; LEE PUERTO C
0211 B713 STA FFLUJO ; PREGUNTA POR BIT 7, SI
0213 0E1309 BRSET 7,FFLUJO,SFLU ; ESTA ENCENDIDO, MANDA
0216 1202 BSET 1,PORTC ; A ERROR, SI NO:
0218 A80F LDA #15 ; ENCIENDE BIT DE VAR OK
021A B112 CMP INDAUTO ; VE SI ES AUTOMATICO
021C 270E BEQ VI BRA ; Y MANDA A SIGUIENTE VAR.
021E 81 RTS ;
021F 3F02 SFLU CLR PORTC ;
0221 3F01 CLR PORTB ;
0223 A8FF LDA #5FF ; CONFIGURA ENTRADAS Y
0225 B705 STA DDRB ; SALIDAS DE PUERTO B
0227 A884 LDA #584 ; ENCIENDE LED DE ERROR
0229 B701 STA PORTB ; CORRESPONDIENTE
022B 81 RTS ;

```

```

; *****
; *  Rutina de Vibracion *
; *****

```

```

022C          ORG      $22C          ;
022C 3F02     VIBRA   CLR      PORTC  ;
022E 3F01     CLR      PORTB      ;
0230 A67E     LDA      #$7E       ; CONFIGURA ENTRADAS Y
0232 B706     STA      DDRC       ; SALIDAS DEL PUERTO C
0234 1402     BSET     2,PORTC     ;
0236 A601     LDA      #$1        ; SELECCIONA ENTRADA DEL
0238 CD015B   JSR      CONADR      ; CONV. A/D Y VA A LEER
023B B714     STA      VVIBRA     ;
023D A680     LDA      #$80       ; CARGA ACUMULADOR CON
023F B114     CMP      VVIBRA     ; FACTOR DE COMPARACION
0241 2208     BHI      OVIBRA     ; SI ES MAYOR ES OK
0243 3F01     CLR      PORTB      ; NO, CONFIGURA PUEBTO B
0245 A6FF     LDA      #$FF       ; Y ENCIENDE LED DE ERROR
0247 B705     STA      DDRB      ; CORRESPONDIENTE
0249 A688     LDA      #$88       ;
024B B701     STA      PORTE     ;
024D 81       RTS                ;
024E 3F02     OVIBRA  CLR      PORTC  ;
0250 A67E     LDA      #$7E       ;
0252 B706     STA      DDRC       ; ENCIENDE INDICADOR DE
0254 1202     BSET     1,PORTC     ; VARIABLE OK
0256 A615     LDA      #$15       ; PREGUNTA SI ESTA EN AUTO
0258 B112     CMP      INDAUTO    ; Y MANDA A SIGUIENTE
025A 2701     BEQ      HUMO      ; VARIABLE.
025C 81       RTS                ;

```

```

; *****
; *  Rutina de Humo *
; *****

```

```

025D          ORG      $25D          ;
025D 3F02     HUMO    CLR      PORTC  ;
025F 3F01     CLR      PORTB      ;
0261 A67E     LDA      #$7E       ; CONFIGURA ENTRADAS Y
0263 B706     STA      DDRC       ; SALIDAS DEL PUERTO C
0265 B602     LDA      PORTC     ; LEE EL BIT O DEL PUERTO
0267 B715     STA      FHUMO     ; C, SI ESTA ENCENDIDO
0269 001509   BRSET   0,FHUMO,SHUMO    ; VA A ERROR
026C 1202     BSET     1,PORTC     ; NO ENCIENDE BIT DE VAR
026E A60F     LDA      #$F        ; OK Y SI ESTA EN AUTO
0270 B112     CMP      INDAUTO    ; MANDA A SIGUIENTE
0272 270E     BEQ      CAMPO     ; VARIABLE
0274 81       RTS                ;
0275 3F02     SHUMO   CLR      PORTC  ;
0277 3F01     CLR      PORTB      ;
0279 A6FF     LDA      #$FF       ; CONFIGURA ENTRADAS Y
027B B705     STA      DDRB      ; SALIDAS DEL PUERTO B

```

```

027D A681          LDA      #381          ; Y ENCIENDE LED DE ERROR
027F B701          STA      PORTB        ; CORRESPONDIENTE
0281 81            RTS

```

```

; *****
; * RUTINA DE CAMPO ELECTRICO *
; *****

```

```

0282              ORG      $282          ;
0282 3F02          CAMPO  CLR      PORTC          ;
0284 3F01          CLR      PORTB          ;
0288 A67E          LDA      #87E          ; CONFIGURA ENTRADAS Y
0288 B706          STA      DDRC          ; SALIDAS DEL PUERTO C
028A 1402          BSET    2,PORTC        ; ACTIVA MULTIPLEXOR
028C A603          LDA      #3          ; Y ENTRADA DEL CONVERTIDOR
028E CD015B        JSR      CONADR         ; A/D, SALTA A RUTINA DE
0291 B716          STA      VCAMP         ; CONVERSION
0293 0F1601        BRSET   7,VCAMP,VCAMPO;
0296 43            COMA
0297 B716          STA      VCAMP         ; SACA EL COMPLEMENTO
0299 A6C0          LDA      #8C0          ; CARGA FACTOR
029B B116          CMP      VCAMP         ; Y COMPARA
029D 2A0B          BPL      OCAMPO         ; SI ES MENOR VE A OK
029F 3F01          CLR      PORTB          ; NO,
02A1 A6FF          LDA      #8FF          ; CONFIGURA PUERTO B
02A3 B70B          STA      DORB          ; Y ENCIENDE LED DE
02A5 A682          LDA      #82          ; ERROR CORRESPONDIENTE
02A7 B701          STA      PORTB          ;
02A9 81            RTS
02AA 3F02          CAMPO  CLR      PORTC          ;
02AC A67E          LDA      #87E          ;
02AE B706          STA      DDRC          ;
02B0 1202          BSET    1,PORTC        ; ENCIENDE VALOR DE VAR
02B2 A615          LDA      #815          ; OK, Y SI ESTA EN AUTO
02B4 B112          CMP      INDAUTO        ; CONTINUA CON LA SIGUIENTE
02B6 2701          BEQ      RUIDO         ; VARIABLE
02B8 81            RTS

```

```

; *****
; * RUTINA DE RUIDO *
; *****

```

```

02B9              ORG      $2B9          ;
02B9 3F02          RUIDO  CLR      PORTC          ;
02BB 3F01          CLR      PORTB          ;
02BD A67E          LDA      #87E          ; CONFIGURA ENTRADAS Y
02BF B706          STA      DDRC          ; SALIDAS DEL PUERTO C
02C1 1402          BSET    2,PORTC        ; ACTIVA MULTIPLEXOR
02C3 A603          LDA      #3          ; Y SELECCIONA ENTRADA DEL
02C5 CD015B        JSR      CONADR         ; CONV A/D, MANDA A RUTINA
02CA A65C          LDA      #85C          ; CARGA ACUM. CON FACTOR
02CC B117          CMP      VPUIDO         ; COMPRA

```

```

02CE 220B      BHI      ORUIDO
02D0 3F01      CLR      PORTB
02D2 A6FF      LDA      #FF
02D4 B705      STA      DDRB
02D6 A6A0      LDA      #A0
02D8 B701      STA      PORTB
02DA 81
02DB 3F02      ORUIDO  CLR      PORTC
02DD A67E      LDA      #7E
02DF B706      STA      DDRC
02E1 1202      BSET    1,PORTC
02E3 A615      LDA      #15
02E5 B112      CMP      INDAUTO
02E7 2701      BEQ      TEMPER
02E9 81

```

```

;SI ES MAYOR ES OK
;NO,
;CONFIGURA PUERTO B
;Y ENCIENDE LED DE ERROR
;CORRESPONDIENTE
;
;
;
;ENCIENDE LED DE VAR OK
;Y SI ESTA EN AUTO
;CONTINUA CON SIGUIENTE
;VARIABLE
;
;

```

```

; *****
; * RUTINA DE TEMPERATURA *
; *****

```

```

02EA          ORG      $2EA
02EA 3F02      TEMPER  CLR      PORTC
02EC 3F01      CLR      PORTB
02EE A67E      LDA      #7E
02F0 B706      STA      DDRC
02F2 A602      LDA      #02
02F4 CD015B   JSR      CONADR
02F7 B718      STA      VTEMP
02F9 A6AD      LDA      #AD
02FB B118      CMP      VTEMP
02FD 2515      BLO     ATEMP
02FF A60A      LDA      #0A
0301 B118      CMP      VTEMP
0303 2210      BHI     ATEMP
0305 3F02      CLR      PORTC
0307 1202      BSET    1,PORTC
0309 A615      LDA      #15
030B B112      CMP      INDAUTO
030D 2718      BEQ     HUMED
030F B618      LDA      VTEMP
0311 CD045D   JSR      RESULT
0314 81      RTS
0315 3F02      ATEMP  CLR      PORTC
0317 3F01      CLR      PORTB
0319 A6FF      LDA      #FF
031B B705      STA      DDRB
031D A690      LDA      #90
031F B701      STA      PORTB
0321 B618      LDA      VTEMP
0323 CD045D   JSR      RESULT
0326 81      RTS

```

```

;
;
;
;CONFIGURA ENTRADAS Y
;SALIDAS DEL PUERTO C
;SELECCIONA ENTRADA DEL
;CONV A/D Y MANDA A RUTINA
;DE CONVERSION
;CARGA LIMITE SUPERIOR
;Y COMPARA,
;ES MENOR. SALTA A ERROR
;NO CARGA LIMITE INFERIOR
;Y COMPARA
;SI ES MAYOR VE A ERROR
;NO,
;ENCIENDE LED DE VAR OK
;Y SI ESTA EN AUTO
;VA A LA SIGUIENTE VAR.
;
;
;VA A DESPLEGAR LECTURA
;
;
;
;CONFIGURA ENTRADAS Y
;SALIDAS DEL PUERTO B
;Y ENCIENDE LED DE
;ERROR CORRESPONDIENTE
;
;Y VA A DESPLEGAR LECTURA
;
;

```

\*\*\*\*\*  
 \* RUTINA DE HUMEDAD \*  
 \*\*\*\*\*

0327		ORG	\$327	:
0327 3F02	HUMED	CLR	PORTC	:
0329 3F01		CLR	PORTB	:
032B A67E		LDA	#\$7E	: CONFIGURA ENTRADAS Y
032D B706		STA	DDRC	: SALIDAS DEL PTO. C
032F 1402		BSET	2,PORTC	: SELECCIONA RESP. RECTA
0331 A600		LDA	#\$00	: SELECCIONA ENTRADA DEL
0333 CD015B		JSR	CONADR	: CONV A/D
0336 A1AE		CMP	#174	: CHECA SI FUE RECTA
0338 250A		BLO	RECTA	:
033A 1502		BCLR	2,PORTC	:
033C CD03FE		JSR	RELEE	:
033F CD015D		JSR	LISTO	:
0342 203C		BRA	CURVA	:
0344 B72B	RECTA	STA	VHUM	: SALVA LECTURA
0346 A140		CMP	#\$40	: COMPARA QUE ESTE DENTRO
0348 2526		BLO	EHUMR	: DEL RANGO, NO ES ERROR
034A A101	RECTA1	CMP	#1	: RUTINA PARA RESPUESTA
034C 2408		BHS	FUNA	: RECTA
034E 1602		BSET	3,PORTC	:
0350 CD03FE		JSR	RELEE	:
0353 CD015D		JSR	LISTO	:
0356 B71E	FUNA	STA	PH	:
0358 3F1C		CLR	QH	:
035A 3F1F		CLR	PL	:
035C A629		LDA	#\$29	:
035E B71D		STA	QL	:
0360 CD0530		JSR	MULT	: SALTA A RUTINA DE MULT.
0363 4F		CLRA		:
0364 B01C		SUB	QH	:
0366 B71C		STA	QH	:
0368 A61C		LDA	#\$1C	:
036A B21B		SBC	TEMPB	:
036C B71B		STA	TEMPB	:
036E 2065		BRA	SALE	:
0370 A6FF	EHUMR	LDA	#\$FF	: SI ES ERROR CONFIGURA
0372 B705		STA	DDRC	: E/S DEL PUERTO B
0374 A6C0		LDA	#\$C0	: ENCIENDE LED DE
0376 B701		STA	PORTB	: ERPOR
0378 A6FF		LDA	#\$FF	:
037A B72C		STA	ESERR	:
037C B62B		LDA	VHUM	:
037E 20CA		BRA	RECTA1	: Y CONTINUA
0380 B72B	CURVA	STA	VHUM	: SALVA LECTURA
0382 A120		CMP	#\$20	: COMPARA SI ESTA DENTRO
0384 223F		BHI	EHUMC	: DEL RANGO, NO ES ERROR
0386 A1FA	CURVA1	CMP	#250	: RUTINA PARA RESPUESTA
0388 250A		BLO	FUNB	: CURVA
038A 1502		BCLR	2,PORTC	:
038C CD03FE		JSR	RELEE	:

038F	CD015D		JSR	LISTO	:
0392	2041		BRA	SALE	:
0394	B71E	FUNB	STA	PH	: PREPARA OPERANDOS
0395	3F1C		CLR	QH	:
0398	A806		LDA	##5B	:
039A	B71F		STA	PL	:
039C	3F1D		CLR	QL	:
039E	CD040B		JSR	DIV	: SALTA A RUTINA DE DIVISION
03A1	A633		LDA	##33	:
03A3	BB1B		ADD	TEMPB	:
03A5	B71E		STA	PH	:
03A7	A633		LDA	##33	:
03A9	B71F		STA	PL	:
03AB	3F1D		CLR	QL	:
03AD	CD040B		JSR	DIV	:
03B0	A8A6		LDA	##5A6	:
03B2	B71E		STA	PH	:
03B4	A87A		LDA	##57A	:
03B6	B71C		STA	QH	:
03B8	B61B		LDA	TEMPB	:
03BA	B71F		STA	PL	:
03BC	B61C		LDA	QH	:
03BE	B71D		STA	QL	:
03C0	CD040B		JSR	DIV	:
03C3	2023		BRA	CONTI	:
03C5	A6FF	EHUMC	LDA	##FF	: SI ES ERROR CONFIGURA
03C7	B705		STA	DDR8	: E/S DEL PUERTO B
03C9	A6C0		LDA	##C0	: ENCIENDE LED DE ERROR
03CB	B701		STA	PORTB	:
03CD	A6FF		LDA	##FF	:
03CF	B72C		STA	ESERR	:
03D1	B62B		LDA	VHUM	:
03D3	20B1		BRA	CURVA1	: Y CONTINUA
03D5	CD045B	SALE	JSR	RESULT1	: SALTA A MANEJO DE
03D8	CD0139		JSR	DISTAB	: RESULTADO
03DB	A6FF		LDA	##FF	:
03DD	B12C		CMP	ESERR	:
03DF	2706		BEQ	SALE1	:
03E1	A60F		LDA	##15	: PREGUNTA SI ESTA EN
03E3	B112		CMP	INDAUTO	: AUTOMATICO
03E5	271C		BEQ	AUTO	:
03E7	81	SALE1	RTS		:
03E8	A642	CONTI	LDA	##42	:
03EA	B71F		STA	PL	:
03EC	A6B2		LDA	##B2	:
03EE	B71D		STA	QL	:
03F0	B61C		LDA	QH	:
03F2	B01D		SUB	QL	:
03F4	B71C		STA	QH	:
03F6	B61B		LDA	TEMPB	:
03F8	B21F		SBC	PL	:
03FA	B71B		STA	TEMPB	:
03FC	20D7		BRA	SALE	:
03FE	AE30	RELEE	LDX	##30	:
0400	5A	DECRE	DECX		:
0401	26FD		BNE	DECRE	:

0403	AE01		LDX	#1	:
0405	BFOE		STX	ADCR	:
0407	B1		RTS		:
0408	3F22	DIV	CLR	CENT	: SUBROUTINA PARA DIVISION DE
040A	341F	BUSCA	LSR	PL	: NUMEROS DE 16 X 16 BITS
040C	361D		ROR	QL	: ENTEROS Y FRACCIONES.
040E	3C22		INC	CENT	:
0410	2408		BCC	NOUNO	:
0412	3A22		DEC	CENT	:
0414	391D		ROL	QL	:
0416	391F		ROL	PL	:
0418	2008		BRA	SIGUEN	:
041A	B822	NOUNO	LDA	CENT	:
041C	A108		CMP	#38	:
041E	25EA		BLO	BUSCA	:
0420	3F1A	SIGUEN	CLR	TEMPA	:
0422	3F1B		CLR	TEMPB	:
0424	A610		LDA	#16	:
0426	B022		SUB	CENT	:
0428	97		TAX		:
0429	CD043C	DIVENT	JSR	OPDIV	:
042C	391B		ROL	TEMPB	:
042E	5A		DECX		:
042F	26F8		BNE	DIVENT	:
0431	CD043C	DIVFRA	JSR	OPDIV	:
0434	391C		ROL	QH	:
0436	5C		INCX		:
0437	A308		CPX	#8	:
0439	25F6		BLO	DIVFRA	:
043B	B1		RTS		:
043C	381C	OPDIV	LSL	QH	: RUTINA DE ALGORITMO DE LA
043E	391E		ROL	PH	: DIVISION.
0440	391B		ROL	TEMPB	:
0442	391A		RCL	TEMPA	:
0444	B61B		LDA	TEMPB	:
0446	B01D		SUB	QL	:
0448	B728		STA	TEMPC	:
044A	B61A		LDA	TEMPA	:
044C	B21F		SBC	PL	:
044E	2509		BCS	REZERO	:
0450	B71A		STA	TEMPA	:
0452	B626		LDA	TEMPC	:
0454	B71B		STA	TEMPB	:
0456	99		SEC		:
0457	2001		BRA	TERM	:
0459	98	PEZERO	CLC		:
045A	B1	TERM	RTS		:

```

;
; *****
; * RUTINA PARA MANEJO DE RESULTADOS *
; *****
;

```

045B			ORG	\$45B	:
045B	B61B	RESULT1	LDA	TEMPB	:

```

045D CD04A2 RESULT JSR CONHDE ;HACE CONV. DE HEX-BCD
0460 B727 STA BCDTAB ;GUARDANDO CENTENAS EN
0462 9F TXA ;BCDTAB Y LAS DECENAS Y
0463 AE01 LDX #1 ;UNIDADES EN BCDTAB+1.
0465 E727 STA BCDTAB,X ;
0467 BF2A STX WORK6 ;SALVA REGISTRO INDICE
0469 CD04CC JSR CONHBF ;VA A CONV. FRACCIONES
046C BE2A LDX WORK6 ;HEX-BCD,CARGA INDICE
046E 5C INCX ;LO INCREMENTA Y GUARDA
046F E727 STA BCDTAB,X ;RESULTADO DE CONV EN
0471 AE05 LDX #5 ;BCDTAB+2
0473 A600 LDA #0 ;
0475 E710 CLEAR STA DTABL,X ;CARGA CEROS EN DTABL PARA
0477 5A DECX ;BORRA LA ULTIMA LECTURA
0478 2AFB BPL CLEAR ;DEL DISPLAY
047A CD0139 JSR DISTAB ;SALTA A RUTINA DEL DISPLAY
047D CD04FA JSR FRMDSP ;SALTA A FORMATEO PARA DISP
0480 AE05 LDX #5 ;
0482 E610 SIGUE LDA DTABL,X ;CARGA ACUM CON 1ER DIGITO
0484 A1D7 CMP #D7 ;A DISP. Y REvisa SI ES 0
0486 2702 BEQ BLANK ;COMPARANDOLO CONTRA SU MIS-
0488 200B BRA EXIT ;MO CODIGO MANDANDO UN ESPA-
048A A600 BLANK LDA #0 ;CIO EN SU LUGAR, CONTINUAN-
048C E710 STA DTABL,X ;DO CON ESTO HASTA ENCONTRAR
048E 5A DECX ;ALGUNO QUE NO SEA 0 HASTA
048F A302 CPX #2 ;LLEGAR AL DIGITO DE UNIDA-
0491 2702 BEQ EXIT ;DES DONDE LO DEJA COMO
0493 20ED BRA SIGUE ;ESTABA.
0495 AE02 EXIT LDX #2 ;
0497 E610 LDA DTABL,X ;CARGA EL ACUM. CON EL DIGI-
0499 B728 STA PUNTO ;TO UNIDADES Y ENCIENDE EL
049B 1628 BSET 3,PUNTO ;BIT 3 PARA ENCENDER LED
049D B628 LDA PUNTO ;DEL PUNTO DECIMAL Y REGRE-
049F E710 STA DTABL,X ;SANDO A LA MISMA POSICION
04A1 81 RTS ;EN LA TABLA DISPLAY.

```

```

; *****
; * RUTINA DE CONVERSION DE ENTEROS HEXADECIMALES A BCD *
; *****

```

```

04A2          ORG      $4A2 ;
04A2 AEFF CONHDE LDX   #FF  ;CARGA REG. INDICE CON -1
04A4 99          SEC          ;COLOCA EL CARRY EN 1
04A5 9D          D100 NOP          ;
04A6 5C          INCX         ;
04A7 A064 SUB     #100 ;RESTA 100 AL ACUMULADOR
04A9 24FA BCC     D100 ;HASTA QUE SEA MENOR A 100
04AB AB84 ADD     #100 ;REVISANDO EL CARRY Y LLE-
04AD B723 STA     REM ;VANDO EL NO. DE VECES PES-
04AF 9F TXA          ;TANDO CON EL REG. DE INDICE
04B0 BF22 STA     CENT ;GUARDANDO EN CENT. EL
04B2 B623 LDA     REM ;PESTO EN REM. CARGA ACUM.
04B4 AEFF LDX     #FF  ;Y VUELVE A HACER LO MISMO
04B6 99          SEC          ;PERO AHORA LE PESTA 10, Y

```

04B7 9D	D10	NOP		; CUENTA EL NO. DE VECES CON
04B8 5C		INCX		; EL REG. INDICE (DECENAS) Y
04B9 A00A		SUB	#10	; EL RESTO LO GUARDA EN
04BB 24FA		BCC	D10	; TEMP (UNIDADES).
04BD A80A		ADD	#10	;
04BF B719		STA	TEMP	;
04C1 9F		TXA		; COLOCA EN UNA SOLA PALABRA
04C2 48		LSLA		; DE 8 BITS QUE SERA EL ACUM
04C3 48		LSLA		; EL RESULTADO DE LAS DECENAS
04C4 48		LSLA		; Y LAS UNIDADES, ENVIANDOLO
04C5 48		LSLA		; DESPUES AL REGISTRO INDICE
04C6 BA19		ORA	TEMP	;
04C8 97		TAX		;
04C9 B822		LDA	CENT	; CARGA EL ACUMULADOR CON LAS
04CB 81		RTS		; CENTENAS

```

; *****
; * RUTINA DE CONVERSION DE FRACCIONES HEXADECIMALES A BCD *
; *****

```

04CC		ORG	\$4CC	;
04CC AE02	CONHBF	LDX	#2	; CARGA REG. INDICE CON EL
04CE BF29		STX	WORK5	; NUM DE DECIMALES A PEDIR
04D0 B81C	START	LDA	QH	; PARA LA CONVERSION DE USA
04D2 B71D		STA	QH	; EL AGL. DE MULT. DE LA BA-
04D4 3F1C		CLR	QH	; SE DE CONVERS. POR LA PA-
04D6 A50A		LDA	#30A	; LABRA. CARGA EL ACUM. CON
04D8 B71E		STA	PH	; LA BASE DE CONV. Y ALMA-
04DA 3F1F		CLR	PL	; CENA LOS VALORES EN LAS
04DC CD0530		JSR	MULT	; VARIABLES USADAS EN LA
04DF BE29		LDX	WORK5	; MULTIPLICACION.
04E1 B81B		LDA	TEMPB	; GUARDA EL ENTERO DEL RE-
04E3 E720		STA	DIGIT,X	; SUL. DE LA MULT. COMO EL
04E5 5A		DECX		; PRIMER DECIMAL.
04E6 BF29		STX	WORK5	;
04E8 2AE6		BPL	START	; SALTA A CALC. EL 2DO. DE-
04EA AE01		LDX	#1	; CIMAL. COLOCA EN UNA SOLA
04EC E620		LDA	DIGIT,X	; PALABRA DE 8 BITS EL RE-
04EE B721		STA	DIGITO	; SULTADO DE LA CONV. POR
04F0 5C		INCX		; MEDIO DE REGS. TEMPORALES
04F1 E620		LDA	DIGIT,X	; Y CORRIMIENTOS.
04F3 48		LSLA		; QUEDANDO FINALMENTE CAR-
04F4 48		LSLA		; GADO EN EL ACUMULADOR.
04F5 48		LSLA		;
04F6 48		LSLA		;
04F7 BA21		ORA	DIGITO	;
04F9 B1		RTS		;

```

: *****
: * RUTINA PARA CONVERSION A FORMATO DE DISPLAY *
: *****

```

```

04FA          ORG      $4FA
04FA AE06     FRMDSP   LDX      #80          ; CARGA EL REG. X CON EL
04FC BF24     STX      INDICE          ; NUM. DE DIGITOS A USAR EN
04FE AE00     LDX      #0              ; DISP.
0500 BF25     STX      INDIC2         ;
0502 E827     NXTBCD   LDA      BCDTAB,X ; CARGA EL ACUMUL. CON LOS 2
0504 A4F0     AND      #8FO           ; DIGITOS BCD MAS SIGNIFIC.
0506 44       LSRA     ; Y QUITA EL MENOS SIGNIFIC.
0507 44       LSRA     ; RECORRE EL 1ER A LA POSI-
0508 44       LSRA     ; CION DEL MENOS SIGNIFIC.
0509 44       LSRA     ; PARA QUE SIRVA COMO INDICE
050A 97       TAX      ; EN LA TABLA FORDIS QUE CON-
050B D805CO   LDA      FORDIS,X      ; TIENE LOS COD. DE LOS DIGI-
050E BE24     LDX      INDICE          ; TOS BCD.
0510 5A       DECX     ;
0511 E710     STA      DTABL,X        ; GUARDA EL CODIGO EN DTABL.
0513 BF24     STX      INDICE          ;
0515 BE25     LDX      INDIC2         ;
0517 E827     LDA      BCDTAB,X      ; CARGA DE NUEVO LOS 2 DIGITOS
0519 A40F     AND      #80F          ; MAS SIGNIFICATIVOS PARA HACER
051B 97       TAX      ; LA CONVERSION DEL 2DO DIG.
051C D806CO   LDA      FORDIS,X      ;
051F BE24     LDX      INDICE          ;
0521 5A       DECX     ;
0522 E710     STA      DTABL,X        ; GUARDA EL CODIGO EN DTABL.
0524 BF24     STX      INDICE          ;
0526 2707     BEQ     SALIDA          ; REvisa SI HAY MAS DIGITOS.
0528 BE25     LDX      INDIC2         ;
052A 5C       INCX     ;
052B BF25     STX      INDIC2         ;
052D 20D3     BRA      NXTBCD        ; SALTA POR EL SIG. PAR DE
052F B1       SALIDA   RTS           ; CARACTERES BCD.

```

```

: *****
: * RUTINA DE MULTIPLICACION DE 16 X 16 BITS *
: *****

```

```

0530          ORG      $530
0530 AE16     MULT    LDX      #16          ; ALGORITMO PARA MULTIPLICAR
0532 3F1A     CLR      TEMPA          ; DOS PALABRAS DE 16 BITS
0534 3F1B     CLR      TEMPB         ; CADA UNA, FORMADAS COMO
0536 381C     ROR      QH            ; SIGUE:
0538 381D     ROR      QL            ; (PH PL) Y (QH QL)
053A 240C     NXT     BCC     ROTAT     ; CON 32 BITS DE RESULTADO
053C B81B     LDA      TEMPB         ; EN:
053E B81F     ADD     PL            ; TEMPA, TEMPB, QH, QL.
0540 B71B     STA     TEMPB         ;
0542 B81A     LDA     TEMPA         ;

```

0544	B91E		ADC	PH	:
0546	B71A		STA	TEMPA	:
0548	361A	ROTAT	ROR	TEMPA	:
054A	361B		ROR	TEMPB	:
054C	361C		ROR	QH	:
054E	361D		ROR	QL	:
0550	5A		DECX		:
0551	26E7		BNE	NXT	:
0553	81		RTS		:

## CONCLUSIONES

-----

## CONCLUSIONES.

Tomando en cuenta el planteamiento del problema, el cual consiste en garantizar la integridad de los datos que se manejan por sistemas de cómputo y/o equipos de entrada y salida dentro de un centro de cómputo, por medio del control de algunas de las variables que afectan al medio ambiente de éste. Pensamos que el diseño del controlador desarrollado en el presente trabajo, será una herramienta muy útil que nos ayudará a resolver ya sea la mayoría o la totalidad del problema.

Para lograr esto, primeramente fué necesario determinar que variables era necesario controlar dentro de un centro de cómputo, investigar métodos y dispositivos (transductores) para la medición y/o detección de estas variables, así como el análisis para su selección.

Para determinar el lugar adecuado en el cual deben estar colocados nuestros medidores y/o detectores, se consultó información especializada de fabricantes tales como DIGITAL e IBM.

En el diseño de las interfases, éstas se adecuaron para que sus salidas pudieran ser manejadas por el microcomputador.

Además se diseñó el software para que el microcomputador al ser encendido, corra rutinas que verifiquen que éste esté

trabajando adecuadamente, tambien se diseñaron las rutinas para la medición y/o detección de cada una de las variables, éstas pueden trabajar en orden secuencial (automáticamente) o en forma aleatoria (manualmente). Es conveniente señalar que estas rutinas pueden ser modificadas, de acuerdo a los rangos del centro de cómputo a controlar.

Finalmente, después de haber concluido el presente trabajo, y de acuerdo al objetivo planteado, damos por hecho que éste ha sido plenamente satisfecho. En general, coincidimos en que al desarrollar este trabajo, adquirimos ciertas habilidades para manejar e interpretar cierta información de áreas que en algunos casos no nos son del todo familiares, así como conocimientos de un tema en el cual no todos nos desenvolvemos y que estamos seguros será una excelente base para nuestro futuro desarrollo profesional.

## APENDICES

-----

## APENDICE A

ANEXO  
PRONTUARIO DE FORMULAS

1.- LEY DE COULOMB

$$F = (k q q') / r^2$$

2.- DEFINICION DE CAMPO ELECTRICO

$$E = F / q'$$

3.- DIFERENCIA DE POTENCIAL (PLACAS PARALELAS)

$$V_{AB} = E d$$

4.- DEFINICION DE CAPACITANCIA

$$C = q / V_{AB}$$

5.- CONDENSADOR DE LAMINAS PARALELAS

$$C = (\epsilon_0 A) / d$$

6.- LEY DE OHM

$$V_{AB} = R I$$

7.- GANANCIA DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL INVERSOR

$$(V_o / V_i) = - (R_f / R_i)$$

8.- SUMADOR

$$V_o = -R_f (V_1 / R_1 + V_2 / R_2)$$

## ANEXO

### DEMOSTRACION DEL SUMADOR

EL VOLTAJE DE SALIDA EN UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL ESTA DADO POR:

$$V_o = -R_f (V_1 / R_1 + V_2 / R_2)$$

EN ESTE TIPO DE DISPOSITIVOS SE CUMPLE QUE:

IMPEDANCIA DE ENTRADA TIENDE A INFINITO

IMPEDANCIA DE SALIDA TIENDE ACERO

HACIENDO  $V_A$  UNA TIERRA VIRTUAL SE TIENE:

$$(V_1 - V_A) / R_1 = I_1 \quad 1$$

$$(V_2 - V_A) / R_2 = I_2 \quad 2$$

SUSTITUYENDO EL VALOR DE  $V_A$  EN AMBAS ECUACIONES

$$V_1 / R_1 = I_1$$

$$V_2 / R_2 = I_2$$

EL VOLTAJE DE SALIDA SERA:

$$V_A - V_o = R_f I_f$$

$$I_f = I_1 + I_2$$

SUSTITUYENDO VALORES NOS QUEDA

$$-V_o = R_f I_f$$

$$-V_o = R_f (V_1 / R_1 + V_2 / R_2)$$

CAMBIANDO DE SIGNOS AMBOS MIEMBROS DE LA ECUACION

$$V_o = -R_f (V_1 / R_1 + V_2 / R_2)$$

L.Q.Q.D.

## ANEXO

### DEMOSTRACION DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL NOS DA UN VOLTAJE DE SALIDA  
DADO POR:

$$V_o = -R_f V_i / R_i$$

POR LAS CARACTERISTICAS DE UN OPERACIONAL SE TIENE:

IMPEDANCIA DE ENTRADA TIENDE A INFINITO

IMPEDANCIA DE SALIDA TIENDE A CERO

HACIENDO  $V_A$  UNA TIERRA VIRTUAL TENEMOS

$$V_i - V_A = R_i I_i$$

$$V_A - V_o = R_f I_f$$

SUSTITUYENDO A  $V_A$  NOS QUEDA

$$V_i = R_i I_i$$

$$-V_o = R_f I_f$$

DADO QUE  $I_f = I_i$  TENEMOS:

$$-V_o = R_f V_i / R_i$$

MULTIPLICANDO AMBOS MIEMBROS POR -1

$$V_o = -R_f V_i / R_i$$

L.Q.Q.D

ANEXO  
 DEMOSTRACION DEL CAMPO ELECTRICO  
 EN PLACAS PARALELAS

EL CAMPO ELECTRICO PARA UN PAR DE PLACAS PARALELAS ESTA DADO POR:

$$V_{AB} = E d$$

LA DIFERENCIA DE POTENCIAL ENTRE DOS PUNTOS SE DEFINE COMO:

$$dV = - E \cdot dS$$

EL PRODUCTO ESCALAR DE DOS VECTORES ESTA DADO POR:

$$E \cdot dS = E \cos \theta$$

SUSTITUYENDO LO ANTERIOR TENEMOS

$$dV = E \cos \theta dS$$

INTEGRANDO AMBOS MIEMBROS

$$\int_a^b dV = \int_{x_1}^{x_2} - E \cos \theta dS$$

EFFECTUANDO LA INTEGRAL EN EL PRIMER MIEMBRO

$$V_b - V_a = \int_{x_1}^{x_2} - E \cos \theta dS$$

CONSIDERANDO QUE LA REGION DEL CAMPO ENTRE LAS PLACAS ES CONSTANTE Y QUE EL EJE DE LAS EQUIS ES LA DIRECCION DEL CAMPO NOS QUEDA

$$\cos \theta = \cos 0 = 1$$

$$V_b - V_a = -E \int_{x_1}^{x_2} dx$$

HACIENDO  $x_2 - x_1$  IGUAL A  $d$   $V_{ab} = E d$

L. O. D. J.

## ANEXO

### DEMOSTRACION DE POTENCIAL

EN UNA CARGA ELECTRICA LA FUERZA ESTA DADA POR

$$F = \Sigma F_t + \Sigma F_n$$

DE LA DEFINICION DE CAMPO ELECTRICO

$$F = E q'$$

TOMANDO LAS FUERZAS TANGENCIALES

$$\Sigma F_t = F \cos \phi + q'E \cos \theta$$

TOMANDO LAS FUERZAS NORMALES

$$\Sigma F_n = F \sin \phi + q'E \sin \theta$$

LA SEGUNDA LEY DE NEWTON NOS DICE

$$\Sigma F = m a$$

LA FUERZA NORMAL ES UNA FUERZA CENTRIFETA Y MODIFICA LA DIRECCION, MAS NO LA VELOCIDAD POR LO QUE SUSTITUYENDO

$$F = \Sigma F_t$$

SUSTITUYENDO EN LA LEY DE NEWTON NOS QUEDA:

$$\Sigma F_t = m a$$

AHORA BIEN LA ACELERACION SE PUEDE ESCRIBIR COMO:

$$a = dv / dt$$

MULTIPLICANDO Y DIVIDIENDO EL SEGUNDO MIEMBRO POR ds

$$a = (ds / dt) (dv / ds)$$

RECORDANDO QUE ds / dt ES LA VELOCIDAD NOS QUEDA

$$a = v dv / ds$$

SUSTITUYENDO EN LA LEY DE NEWTON

$$\Sigma F_t = m v dv / ds$$

SUSTITUYENDO EN LA ECUACION DE FUERZAS TANGENCIALES

$$F \cos \phi + q' E \cos \theta = m V dv/ds$$

MULTIPLICANDO AMBOS MIEMBROS POR ds

$$F \cos \phi ds + q' E \cos \theta ds = m V dv$$

RECORDANDO QUE

$$F \cos \phi ds = dW$$

(DIFERENCIAL DEL TRABAJO)

$$m V dv = dEC$$

(DIFERENCIAL DE ENERGIA CINETICA)

DE LA DEFINICION DE LA LEY DE LA CONSERVACION DE LA ENERGIA:

$$dW = dEC + dEP$$

REACOMODANDO LA ECUACION DE LA ENERGIA

$$F \cos \phi ds = -q' E \cos \theta ds + mV dv$$

RECONOCIENDO TERMINOS Y SUSTITUYENDOLOS

$$dW = -q' E \cos \theta ds + dEC$$

REACOMODANDO TERMINOS NOS QUEDA QUE  $q' E \cos \theta ds$  ES LA ENERGIA PÓTENCIAL.

DADO QUE LA FUERZA EXTERIOR ES NULA EL INCREMENTO EN LA ENERGIA CINETICA ES NULA POR LO TANTO

$$W_{AB} = \int_A^B -q' E \cos \theta ds$$

DADO QUE LA FUERZA ES NULA

$$0 = EC_B - EC_A + EP_B - EP_A$$

$$EC_B + EP_B = EC_A + EP_A = CTE$$

SI SUPONEMOS QUE LA CARGA LA TRAEMOS DESDE EL INFINITO

$$EP_A = 0$$

$$E \cdot \rho = - \int^{\theta} q' \cdot E \cos \theta \, ds$$

SI DIVIDIMOS ENTRE  $q'$  AMBOS MIEMBROS TENEMOS

$$E \rho / q' = - \int E \cos \theta \, ds$$

$$V = - \int E \cos \theta \, ds$$

L.Q.D.D

## APENDICE B

### HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES EMPLEADOS



# MC68705R3

## Advance Information

### 8 BIT EPROM MICROCOMPUTER UNIT WITH A/D

The MC68705R3 Microcomputer Unit (MCU) is an EPROM member of the M6805 Family of low-cost single-chip microcomputers. The user programmable EPROM allows program changes and lower volume applications in comparison to the factory mask programmable versions. The EPROM versions also reduce the development costs and turnaround time for prototype evaluation of the mask ROM versions. This 8 bit microcomputer contains a CPU, on chip CLOCK, EPROM, bootstrap ROM, RAM, I/O, A/D Converter, and a TIMER.

Because of these features, the MC68705R3 offers the user an economical means of designing an M6805 Family MCU into his system, either as a prototype evaluation, as a low-volume production run, or a pilot production run.

A comparison table of the key features for several members of the M6805 Family is shown on the last page of this data sheet.

#### HARDWARE FEATURES:

- 8 Bit Architecture
- 112 Bytes of RAM
- Memory Mapped I/O
- 3276 Bytes of User EPROM
- Internal 8 Bit Timer with 7 Bit Prescaler
  - Programmable Prescaler
  - Programmable Timer Input Modes
- 4 Vectored Interrupts — External (E), Timer (T), and Software (S)
- Zero Cross Detection on INT Input
- 24 TTL (CMOS) Compatible Bidirectional I/O Lines (I/O Lines are LED compatible)
- 2-to-8 Digital Input Lines
- A/D Converter
  - 8 Bit Conversion, Monotonic
  - 1 to 4 Millivolt Analog Inputs
  - $\pm 1/2$  LSB Quantizing Error
  - $\pm 1/2$  LSB All Other Errors
  - $\pm 1$  LSB Total Error (Max)
  - Ratio Metric Conversion
- On Chip Clock Generator
- Master Reset
- Complete Development System Support on EXORCiser\*
- 5 V Single Supply
- Emulates the M6805F2
- Bootstrap Program in ROM Simplifies EPROM Programming

#### SOFTWARE

- Similar to M6805 Family
- Byte Efficient Instruction Set
- Easy to Program
- True Bit Manipulation
- Bit Test and Branch Instructions
- Versatile Interrupt Handling
- Versatile Index Registers
- Powerful Indexed Addressing for Tables
- Full Set of Conditional Branches
- Memory Used as Registers (I/O)
- Single Instruction Memory Examined/Change
- 30 Program Addressing Modes
- All Addressing Modes Apply to EPROM, RAM, and I/O

\* EXORCiser is a registered trademark of Motorola Inc.

## HMOS

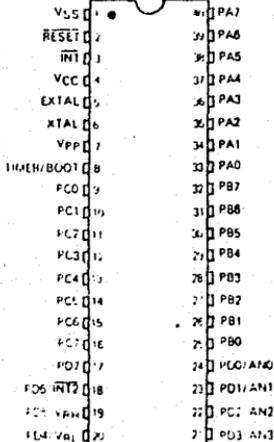
HIGH DENSITY, 8 CHANNEL  
DEPLETION LOAD,  
6 V EPROM PROCESS

### 8-BIT EPROM MICROCOMPUTER WITH A/D



L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 715

FIGURE 1 — PIN ASSIGNMENTS





## LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/LM35D Precision Centigrade Temperature Sensors

### General Description

The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over other temperature sensors calibrated in Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  at room temperature and  $\pm 1/4^\circ\text{C}$  over a full  $-55$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only  $60 \mu\text{A}$  from its supply, it has very low self-heating, less than  $0.1^\circ\text{C}$  in still air. The LM35 is rated to operate over a  $-55^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$  temperature range while the LM35C is rated for a  $-40^\circ\text{C}$  to  $+110^\circ\text{C}$  range ( $-10^\circ\text{C}$  with improved accuracy). The LM35 series is

available packaged in hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C is also available in the plastic TO-92 transistor package.

### Features

- Calibrated directly in  $^\circ\text{C}$  (Celsius) (Centigrade)
- Linear  $\pm 10.0 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  scale factor
- $0.5^\circ\text{C}$  accuracy guaranteed (at  $+25^\circ\text{C}$ )
- Rated for full  $-55^\circ$  to  $+150^\circ\text{C}$  range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to  $30 \text{ VDC}$
- Less than  $50 \mu\text{A}$  current drain
- Low self-heating ( $0.1^\circ\text{C}$  in still air)
- Inhomogeneity only  $\pm 1/2^\circ\text{C}$  typical
- Low impedance output ( $0.1 \Omega$ ) for  $1 \text{ mA}$  load

### Connection Diagrams

TO-46  
Metal Can Package\*



\*Case is connected to negative pin.

Order Number LM35AH, LM35AAH,  
LM35CH, LM35CAH or LM35DQH  
See M6 Package Number M23M

TO-92  
Plastic Package



Order Number LM35CE or LM35DCE  
See M6 Package Number 283A

### Typical Applications

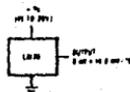
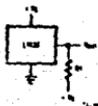


FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ( $-2^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$ )



Draws  $I_T = 70 \mu\text{A}$

$V_{OUT} = +1.025 \text{ mV}/^\circ\text{C} \times 100^\circ\text{C}$   
 $= +125 \text{ mV}$  at  $+25^\circ\text{C}$   
 $= 500 \text{ mV}$  at  $+150^\circ\text{C}$

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

## PCRC-ELECTRO-HUMIDITY SENSOR-PROBE

A probe for housing either the PCRC-11 or the PCRC-65 humidity sensor is available. It consists of a perforated plastic shell and a base in which the sensor is mounted by means of spring clips. The shell is attached to the base by two nylon machine screws. In addition, the base provides six pins for the addition of other transducers or thermistors to the probe. The base is molded from Hi-strength phenolic plastic and the shell from phenolic or urea plastic. All base pins and sensor clips are gold-plated. A plastic base cap with cable strain release completes the probe. The overall length of the probe is 4 3/4" and the maximum diameter is 1 1/2".

The standard probe assembly consists of the cap, base, shell, 5 feet of 2-conductor shielded cable and a 3 pin connector.



PCRC-11  
SENSOR  
IN BASE



PLASTIC  
HOUSING



PCRC-65  
SENSOR  
IN BASE



COMPLETE ASSEMBLY  
WITH LINE CABLE AND CONNECTOR

## AVAILABLE TYPES OF SENSOR PROBES

- 1 COMPLETE PROBE ASSEMBLY (in green) with PCRC-11 mounted sensor
- 2 COMPLETE PROBE ASSEMBLY (in green) with PCRC-65 mounted sensor
- 3 COMPLETE PROBE ASSEMBLY without sensor
- 4 PROBE ONLY, without sensor, cable or connector

PHYS-CHEM  
SCIENTIFIC CORP.



DESIGNERS AND  
MANUFACTURERS  
OF HUMIDITY  
SENSORS AND  
INSTRUMENTS



National  
Semiconductor  
Corporation

## LM134/LM234/LM334 3-Terminal Adjustable Current Sources

### General Description

The LM134/LM234/LM334 are 3-terminal adjustable current sources featuring 10,000:1 range in operating current, excellent current regulation and a wide dynamic voltage range of 1V to 40V. Current is established with one external resistor and no other parts are required. Initial current accuracy is  $\pm 3\%$ . The LM134/LM234/LM334 are true floating current sources with no separate power supply connections. In addition, reverse applied voltages of up to 20V will draw only a few dozen microamperes of current, allowing the device to act as both a rectifier and current source in AC applications.

The setpoint voltage used to establish operating current in the LM134 is 64 mV at 25°C and is directly proportional to absolute temperature (°K). The simplest one external resistor connection, then, generates a current with  $\pm 0.33\%/^{\circ}\text{C}$  temperature dependence. Zero drift operation can be obtained by adding one extra resistor and a diode.

Applications for the new current sources include bias networks, surge protection, low power references, ramp generation, LED drives, and temperature sensing. The LM134/

LM234 and LM134-6/LM234-6 are specified as true temperature sensors with guaranteed initial accuracy of  $\pm 2^{\circ}\text{C}$  and  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  respectively. These devices are ideal in remote sense applications because series resistance in long wire runs does not affect accuracy. In addition, only 2 wires are required.

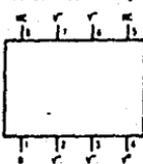
The LM134 is guaranteed over a temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ ; the LM234 from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+100^{\circ}\text{C}$  and the LM334 from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+75^{\circ}\text{C}$ . These devices are available in TO-18 hermetic, TO-18 and SO-8 plastic packages.

### Features

- Operates from 1V to 40V
- 0.02%/V current regulation
- Programmable from 1  $\mu\text{A}$  to 10 mA
- True 3-terminal operation
- Available as fully specified temperature sensor
- $\pm 3\%$  initial accuracy

### Connection Diagrams

80-8  
Surface Mount Package



Order Number LM334B  
See NS Package Number 8085A

TO-18  
Metal Can Package



Bottom View

Pin 3 is internally connected to case.  
Order Number LM134M, LM134AM-3,  
LM134H-3, LM234M, LM234AM-3,  
LM134H-6, or LM334M  
See NS Package Number 8085M

TO-18  
Plastic Package



Bottom View

Order Number LM334Z, LM234Z-3  
or LM234Z-6  
See NS Package Number 203A

### Typical Application

Basic 3-Terminal Current Source

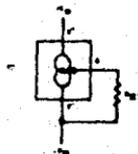


Figure 1

NEOSIL

## ICL8048, ICL8049 Monolithic Log Amplifier Monolithic Antilog Amplifier

### FEATURES

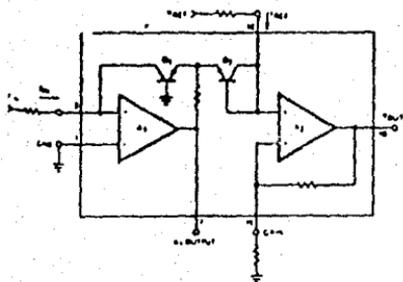
- 1/2% Full Scale Accuracy
- Temperature Compensated 0°C to 70°C
- Scale Factor 1V/Decade, Adjustable
- 120dB Dynamic Current Range (8048)
- 60dB Dynamic Voltage Range (8048 & 8049)
- Dual FET-Input Op-Amps

### GENERAL DESCRIPTION

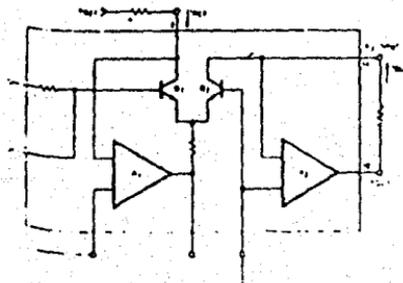
The 8048 is a monolithic logarithmic amplifier capable of handling six decades of current input, or three decades of voltage input. It is fully temperature compensated and is nominally designed to provide 1 volt of output for each decade change of input. For increased flexibility, the scale factor, reference current and offset voltage are externally adjustable.

The 8049 is the antilogarithmic counterpart of the 8048, it nominally generates one decade of output voltage for each 10x change of the input.

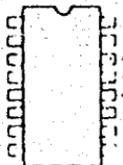
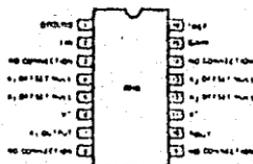
8048 SCHEMATIC DIAGRAM



8049 SCHEMATIC DIAGRAM



PIN CONFIGURATION  
(outline dwgs DE, PE)



# ORDERING INFORMATION

Device	Alternate	Temperature Range	Package
MLM101AG	LM101AH	-55°C to +125°C	Metal Can
MLM101AU	—	-55°C to +125°C	Ceramic DIP
MLM201AG	—	-25°C to +85°C	Metal Can
MLM201AP1	—	-25°C to +85°C	Plastic DIP
MLM201AU	—	-25°C to +85°C	Ceramic DIP
MLM301AG	LM301AH	0°C to +70°C	Metal Can
MLM301AP1	LM301AN	0°C to +70°C	Plastic DIP
MLM301AU	—	0°C to +70°C	Ceramic DIP

**MLM101A**  
**MLM201A**  
**MLM301A**

## OPERATIONAL AMPLIFIER

A general purpose operational amplifier that allows the user to choose the compensation capacitor best suited to his needs. With proper compensation summing amplifier slew rates to 10 V/μs can be obtained.

- Low Input Offset Current - 20 nA maximum Over Temperature Range
- External Frequency Compensation for Flexibility
- Class AB Output Provides Excellent Linearity
- Output Short Circuit Protection
- Quiescent Drain Characteristics

FIGURE 1 - STANDARD COMPENSATING AND OFFSET BALANCING CIRCUIT

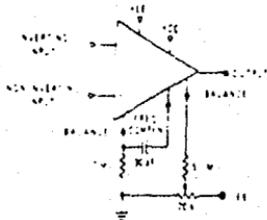
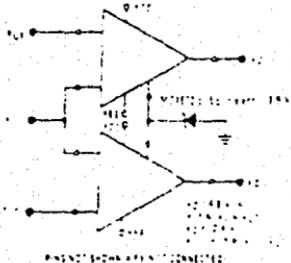


FIGURE 2 - DOUBLE ENDED LIMIT DEFECTOR



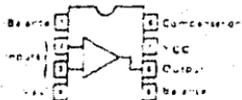
## OPERATIONAL AMPLIFIER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

P1 SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 87A

U SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 901

LM101A (P1) MLM101A (U)



G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 801

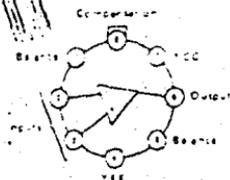


FIGURE 3 - REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC



### TYPICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = +15$  V,  $V_{EE} = -15$  V,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

FIGURE 4 - MINIMUM INPUT VOLTAGE RANGE

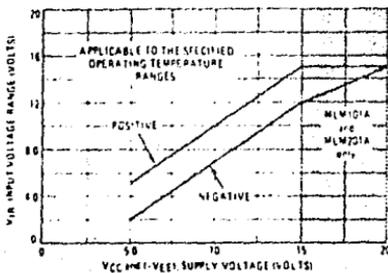


FIGURE 5 - MINIMUM OUTPUT VOLTAGE SWING

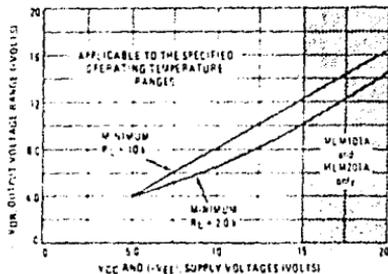


FIGURE 6 - MINIMUM VOLTAGE GAIN

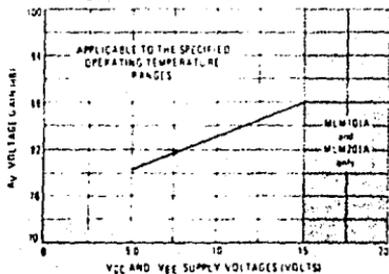


FIGURE 7 - TYPICAL SUPPLY CURRENTS

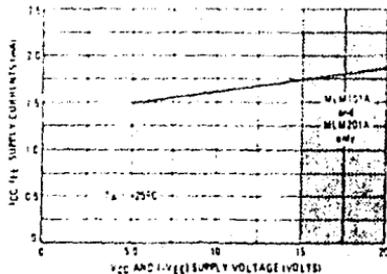


FIGURE 8 - OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

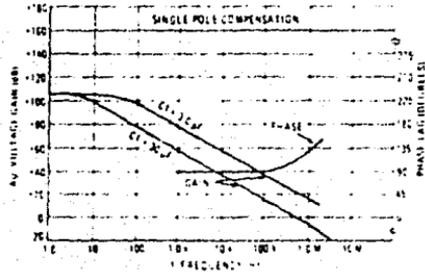
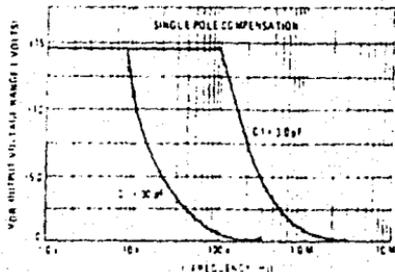


FIGURE 9 - LARGE SIGNAL FREQUENCY RESPONSE



See last page of data sheet for ordering information.

# MC1741, MC1741C MC1741N, MC1741NC

## INTERNALLY COMPENSATED, HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIERS

designed for use as a summing amplifier, integrator, or amplifier with operating characteristics as a function of the external feedback components

- No Frequency Compensation Required
- Short Circuit Protection
- Offset Voltage Null Capability
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Power Consumption
- No Latch Up
- Low Noise Selections Offered - R<sub>1</sub> Suffix

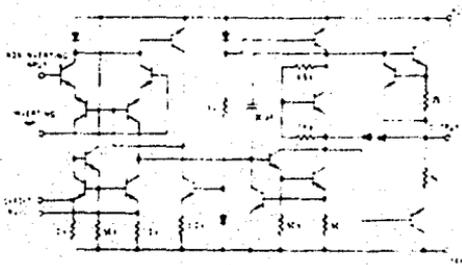
### MAXIMUM RATINGS (T<sub>a</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	MC1741C	MC1741	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	+18	+22	Vdc
	V <sub>EE</sub>	-18	-22	Vdc
Input Differential Voltage	V <sub>ID</sub>		+30	Vdc
Input Common-Mode Voltage, Note 1	V <sub>ICM</sub>		+15	Vdc
Output Short-Circuit Duration, Note 2	t <sub>s</sub>		Continuous	
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>a</sub>	0 to +70	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>		-65 to +150	°C
			55 to 125	
Junction Temperature Range	T <sub>j</sub>		175	°C
			150	

Note 1: For supply voltages less than +15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

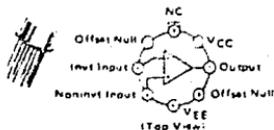
Note 2: Supply voltage equal to or less than 15 V.

### EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC



## OPERATIONAL AMPLIFIER SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

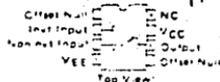
### D SUFFIX METAL PACKAGE CASE 601



### P1 SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 626 MC1741C MC1741NC1



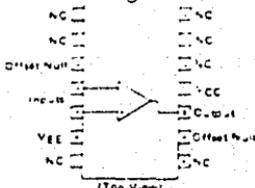
### U SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 883



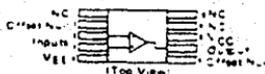
### L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 832 TO 116



### P2 SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648 MC1741C MC1741NC1



### F SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 606 04 TO 91



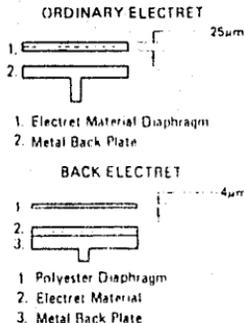


## FEATURES :

- Frequency response and performance are equal to more expensive studio microphones.
- Omni directional pattern with excellent frequency characteristics allows a full 360° pickup
- Ultra miniaturized - By clipping the microphone to your tie or lapel, you can speak without being aware of the microphone.
- Perfect for applications which require an unobtrusive microphone. The small size combined with a wide frequency response allows accurate signal pickup with freedom of movement. Typically, this minute size makes it ideal for TV, stage and similar theatrical use as well as for the executive office or the home recording session.
- A tie-clasp type microphone holder is included.

## BACK ELECTRET PRINCIPLE

The electret principle has been around for many years, it brought studio-quality microphones (the equivalent of \$ 300 plus professional microphones) down to a \$ 30 level for the average consumer. The technology of the 80's has produced the "Back electret principle". By combining the electrostatic electret material with the back electrode, the moving diaphragm can be made ultra thin (4  $\mu\text{m}$ ) which means it can vibrate more easily and, as a result, it has much greater frequency response and dynamic range.

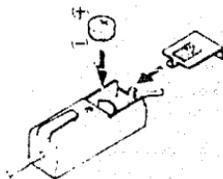


## INSTALLING THE BATTERY

You will need one Button type 357A, alkaline battery (RADIO SHACK catalog number, 23 115 or its equivalent).

Slide open the battery compartment cover on the switch box. Install the battery with the plus side up as shown below.

Close the battery compartment cover; set the power switch to ON and you are ready to use the microphone.



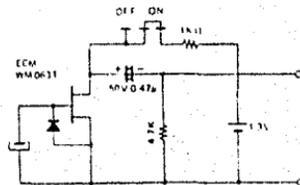
## Notes:

1. Turn the power off when not using the microphone.
2. If you do not intend to use your microphone for several months, remove the battery.
3. Replace the battery when the output level becomes too low for normal use.
4. Avoid continuous operation or storage in areas of high temperature and humidity.
5. Never throw used batteries into a fire as they could explode.

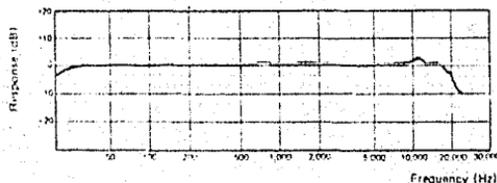
## SPECIFICATIONS

Frequency response : 50 - 15,000 Hz  
 Impedance : 800 ohms  
 Sensitivity : -72dB  $\pm$ 4dB (0dB = 1V/ $\mu$  bar, 1 kHz)  
 Cable and plug : 30" (750 mm) length - connecting cable  
 12" (300 mm) length - output cable  
 1/8" (3.5 mm) dia. - plug

## SCHEMATIC DIAGRAM



## TYPICAL FREQUENCY RESPONSE CURVE



**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
**TECHNICAL DATA**

**Photo Detector**  
**Diode Output**

This device is designed for infrared remote control and other sensing applications, and can be used in conjunction with the MLED81 infrared emitting diode.

- Low Cost
- Designed for Automated Handling and Accurate Positioning
- Sensitive Throughout the Near Infrared Spectral Range
- Infrared Filter for Rejection of Visible Light
- High Speed

**MRD821**

**PHOTO DETECTOR**  
**DIODE OUTPUT**



CASE 341-01

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	$V_R$	35	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	100	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150 2.3	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-30 to +70	°C
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 to +80	°C
Lead Soldering Temperature, 5 seconds max, 1/16 inch from case	—	260	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ( $V_R = 10\text{ V}$ )	$I_D$	—	3	30	nA
Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V = 0$ )	$C_J$	—	175	—	pF

**OPTICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Wavelength of Maximum Sensitivity	$\lambda_{max}$	—	940	—	nm
Spectral Range	$\Delta\lambda$	—	170	—	nm
Sensitivity ( $\lambda = 940\text{ nm}, V_R = 20\text{ V}$ )	$S$	—	90	—	$\mu\text{A/mW/cm}^2$
Temperature Coefficient of Sensitivity	$\Delta S$	—	0.18	—	%/K
Acceptance Half-Angle	$\theta$	—	$\pm 70$	—	°
Short Circuit Current ( $E_V = 1000\text{ lux}$ )	$I_S$	—	90	—	$\mu\text{A}$
Open Circuit Voltage ( $E_V = 1000\text{ lux}$ )	$V_L$	—	0.3	—	V

NOTE 1:  $E_V$  is the illuminance from an unfiltered tungsten filament source, having a color temperature of 2856K (standard type A, in accordance with CIE4620 and IEC publication 308).

## TYPICAL CHARACTERISTICS

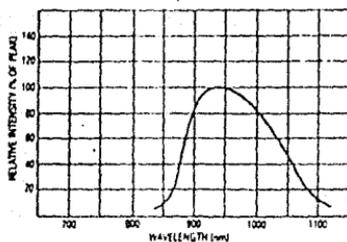


Figure 1. Relative Spectral Sensitivity

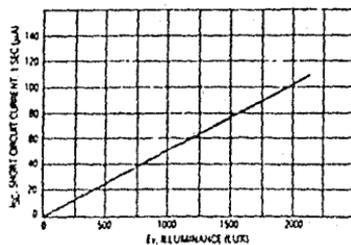


Figure 2. Short Circuit Current versus Illuminance

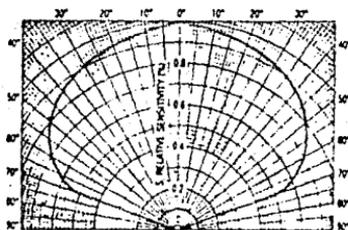


Figure 3. Angular Response

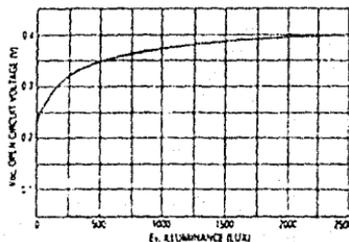


Figure 4. Open Circuit Voltage versus Illuminance

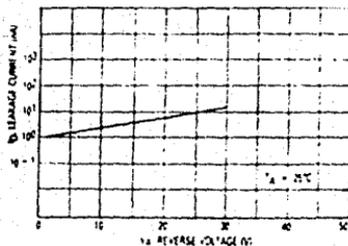


Figure 5. Dark Current versus Reverse Voltage

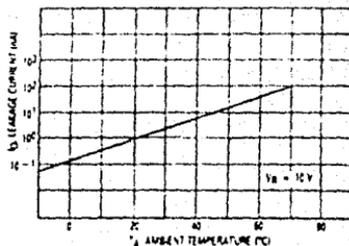


Figure 6. Dark Current versus Temperature

## Infrared LED

This device is designed for infrared remote control and other sensing applications, and can be used in conjunction with the MRD821 photodiode. It features high power output, using long-life gallium arsenide technology.

- Low Cost
- Popular T-1 1/2 Package
- Ideal Beam Angle for Most Remote Control Applications
- Uses Stable Long-Life LED Technology
- Clear Epoxy Package

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	$V_R$	5	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	100	mA
Forward Current — Peak Pulse	$I_{FP}$	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	100 2.2	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-30 to +70	°C
Storage Temperature	$T_{stg}$	-30 to +80	°C
Lead Soldering Temperature, 5 seconds max, 1/16 inch from case	—	260	°C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	10	—	$\mu\text{A}$
Reverse Leakage Current ( $V_R = 5\text{ V}$ )	$I_{R1}$	—	1	10	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.35	1.7	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\Delta V_F$	—	-1.8	—	mV/°C
Capacitance @ 1 MHz	C	—	25	—	pF

### OPTICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Wavelength ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$\lambda_p$	—	840	—	nm
Spectral Half Power Bandwidth	$\Delta\lambda$	—	50	—	nm
Total Power Output ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$P_o$	—	18	—	mW
Temperature Coefficient of Total Power Output	$\Delta P_o$	—	-0.25	—	%/°C
Axial Radiant Intensity ( $I_F = 100\text{ mA}$ )	$I_a$	10	18	—	mW/sr
Temperature Coefficient of Axial Radiant Intensity	$\Delta I_a$	—	-0.25	—	%/°C
Power Half-Angle	$\theta$	—	$\pm 30$	—	°

**MLED81**

INFRARED  
LED  
840 nm



CASE 2798-01

# MLED81

## TYPICAL CHARACTERISTICS

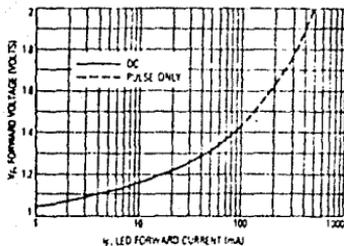


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

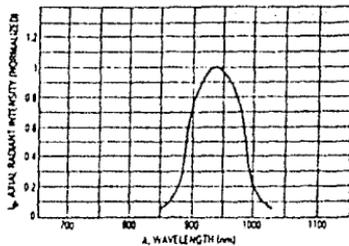


Figure 2. Relative Spectral Emission

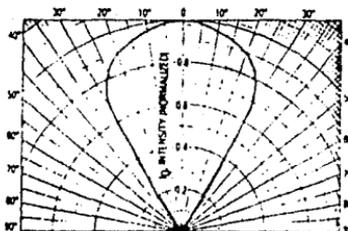


Figure 3. Spatial Radiation Pattern

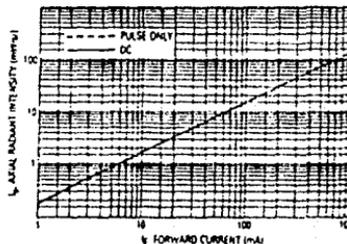


Figure 4. Intensity versus Forward Current

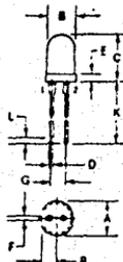
## OUTLINE DIMENSIONS

CASE 2798-01

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.57	5.96	0.211	0.235
B	4.80	5.20	0.189	0.205
C	8.13	8.14	0.320	0.360
D	0.51	0.71	0.020	0.028
E	1.15	1.38	0.045	0.055
F	0.51	0.76	0.020	0.030
G	2.29	2.79	0.090	0.110
H	25.40	25.67	1.00	1.05
L	0.18	1.82	0.007	0.072
R	2.42	2.79	0.095	0.110

NOTES:  
 1. DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M (1983)  
 2. CONTROLLING DIMENSION IN CH

STYLE 1  
 PNP CATHODE  
 7 ANODE



**LINEAR  
INTEGRATED  
CIRCUITS**

**TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,  
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

DAILEY DYN. NO. 61-8-12840, SEPTEMBER 1978, REVISED, BY SUPPL. 1270

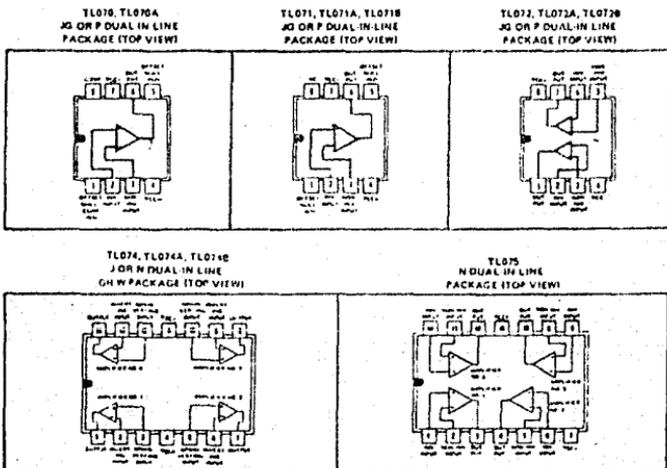
20 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

- Low Noise ...  $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  Typ
- Low Harmonic Distortion ... 0.01% Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance ... JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate ... 13 V/ $\mu\text{s}$  Typ

**Description**

The JFET-input operational amplifiers of the TL071 series are designed as low-noise versions of the TL081 series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL071 series ideally suited as amplifiers for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages all integrated on a single monolithic chip.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ , those with an "I" suffix are characterized for operation from  $-25^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$ , and those with a "C" suffix are characterized for operation from  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ .



Copyright © 1978 by Texas Instruments Incorporated

# TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075

## LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

### TYPICAL CHARACTERISTICS†



FIGURE 6

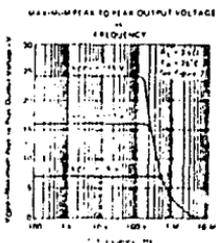


FIGURE 7

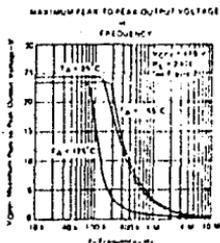


FIGURE 8

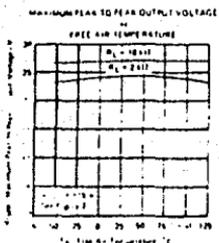


FIGURE 9



FIGURE 10

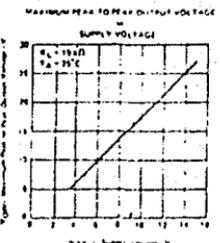


FIGURE 11

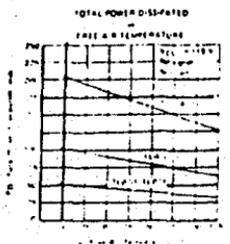


FIGURE 12



FIGURE 13

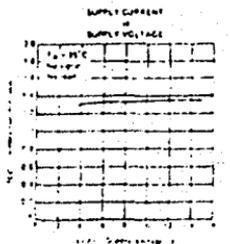
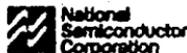


FIGURE 14

† Typical values only. See Note 1.

CD4051BM/CD4051BC/CD4052BM/CD4052BC/CD4053BM/CD4053BC



## CD4051BM/CD4051BC Single 8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

## CD4052BM/CD4052BC Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

## CD4053BM/CD4053BC Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

### General Description

These analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low "ON" impedance and very low "OFF" leakage currents. Control of analog signals up to 15V<sub>DD</sub> can be achieved by digital signal amplitudes of 3-15V. For example, if V<sub>DD</sub> = 15V, V<sub>SS</sub> = 0V and V<sub>GS</sub> = -5V, analog signals from -1V to +5V can be controlled by digital inputs of 0-5V. The multiplexers operate extremely low quiescent power over the full V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> and V<sub>DD</sub>-V<sub>GS</sub> supply voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logical "1" is present at the control input, all channels are "OFF".

CD4051BM/CD4051BC is a single 8-channel multiplexer having three binary control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. The three binary address select 1 of 8 channels to be turned "ON" and connect the input to the output.

CD4052BM/CD4052BC is a differential 4-channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary address select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

CD4053BM/CD4053BC is a triple 2-channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B, and C, and

an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

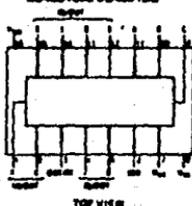
### Features

- Wide range of digital and analog signal levels, digital 3-15V, analog to 15V<sub>DD</sub>
- Low "ON" resistance 80Ω (typ) over entire 15V<sub>DD</sub> signal input range for V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 15V
- High "OFF" resistance: channel leakage of ±10 pA (typ) at V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 15V
- Logic level conversion for digital addressing signals of 3-15V (V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 3-15V) to switch analog signals to 15V<sub>DD</sub> (V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 15V)
- Matched switch characteristics: ΔP<sub>ON</sub> = 5% (typ) for V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 15V
- Very low quiescent power dissipation under all digital control input and supply conditions: 1 μW (typ) at V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = V<sub>DD</sub>-V<sub>SS</sub> = 10V
- Binary address decoding on chip

### Connection Diagrams

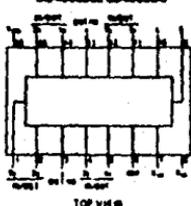
Dual-In-Line Packages

CD4051BM/CD4051BC



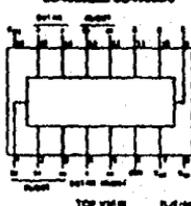
TOP VIEW

CD4052BM/CD4052BC



TOP VIEW

CD4053BM/CD4053BC



TOP VIEW

Convly Dual-In-Line Package (N)  
Order Number CD4051BM, CD4051BC, CD4052BM, CD4052BC, CD4053BM, or CD4053BC  
See NS Package Number J 15A

Small Outline Package (N)  
Order Number CD4051BCN, CD4052BCN or CD4053BCN  
See NS Package Number M 15A

Notched Dual-In-Line Package (N)  
Order Number CD4051BM, CD4051BCN, CD4052BM, CD4052BCN, CD4053BM, or CD4053BCN  
See NS Package Number M 15E





## BIBLIOGRAFIA

-----

BIBLIOGRAFIA.

- ELECTRICIDAD Y MAGNETISMO: Francis W. Sears, Sexta Ed. Editorial Aguilar.
  
- FISICA II: David Halliday & Robert Resnick, Tercera Ed. 1984 Editorial CECSA.
  
- ELECTRONICA DIGITAL MODERNA: J. M. Angulo, Segunda Ed. Editorial Paraninfo.
  
- INTRODUCTION TO MICROCOMPUTING: Sydney B. Newrl, Segunda Ed. Editorial Jhon Wiley & Sons.
  
- ELECTRONICA TEORIA DE CIRCUITOS: Robert Boylestad & Louis Nashelsky, impresión diciembre de 1986, Editorial Prentice Hall.
  
- ELECTRONICS: BJT's, FET's AND MICROCIRCUITS: James Angelo, Impresión de 1969, Editorial Mc. Graw Hill.
  
- TRANSDUCTORES Y MEDIDORES ELECTRONICOS: Varios autores. Editorial Marcombo Boixareu Editores.
  
- SYSTEM ENVIROMENTAL SUPPORT SEMINAR: Volumenes 1, 2 y 3 Student Guide, DIGITAL.

- MANUAL GENERAL DE INFORMACION IBM: Instalación y planeación física, 1987.
- INTRODUCCION AL AREA DE COMPUTACION: Gabriela Gómez, Eumelia Mendoza y Guadalupe Quijano, P.U.C., UNAM, 1983.
- CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES Y AMPLIFICADORES OPERACIONALES: Robert F. Coughlin & Frederick F. Driscoll, Editorial Prentice Hall Internacional, 1987.
- METODOS EXPERIMENTALES PARA INGENIEROS: J. P. Holman, Editorial Mc. Graw Hill, 1977.
- TERMODINAMICA: Reynolds, Editorial Mc. Graw Hill, 1967.
- GROUNDING AND SHIELDING TECHNIQUES IN INSTRUMENTATION: Morrison, Ralph, Ed. John Wiley & Sons, New York.
- INTERCONEXION DE PERIFERICOS A MICROPROCESADORES: José Mompin Poblet, Serie Mundo Electrónico. Editorial Marcombo, 1984.
- M6805 HMOS/M146805 CMOS FAMILY USERS MANUAL: By Motorola Inc., Editorial Prentice Hall International.
- CIRCUITOS DIGITALES Y MICROPROCESADORES: Herbert Taub, Editorial Mc. Graw Hill, 1982.

- DISEÑO Y APLICACION DE SISTEMAS DE MEDICION: Ernest O. Doebelin, Primera Ed., Editorial Diana, 1980.

- ELECTRONICS ENGINEERS HANDBOOK: Donald G. Fink, Primera Ed., Editorial Mc. Graw Hill.