



UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES  
ARAGON

22  
Ej-  
A graphic consisting of several vertical black lines of varying heights, resembling a stylized tree or a set of bars.

APUNTES PARA LA ASIGNATURA DE MEDICION  
E INSTRUMENTACION

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

**T E S I S**

PARA OBTENER EL TITULO DE  
ING MECANICO ELECTRICO  
P R E S E N T A :  
JUAN MANUEL SERRANO GARCIA

SAN JUAN DE ARAGON, EDO. DE MEX. 1992



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.

## CONTENIDO

CONCEPTOS BASICOS DE LA MEDICION . . . . .	pag 1
CONCEPTOS BASICOS . . . . .	pag 1
SISTEMA GENERAL DE MEDICION . . . . .	pag 2
CONCEPTOS GENERALES . . . . .	pag 3
ESTANDARES . . . . .	pag 26
METODOLOGÍA PARA LA MEDICIÓN DE VARIABLES FÍSICAS	pag 32
ANALISIS ESTADISTICO DE DATOS EXPERIMENTALES . . . . .	PAG, 36
ANALISIS DE DATOS . . . . .	PAG, 36
PROBABILIDAD DE LOS ERRORES . . . . .	PAG, 56
ANÁLISIS DE INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO DE MEDICIÓN	
. . . . .	PAG, 57
CRITERIO PARA LA SELECCIÓN DE DATOS EXPERIMENTALES	
. . . . .	PAG, 59
MEDICIÓN DE VARIABLES ELÉCTRICAS . . . . .	pag. 61
PRINCIPIO Y OPERACION DE MEDIDORES ELECTRICOS . . . . .	pag. 62
MULTIMETRO . . . . .	pag. 157
OSCILOSCOPIO . . . . .	pag. 175

TRANSDUCTORES ELECTRICOS . . . . . PAG 209

CARACTERISTICAS GENERALES . . . . . PAG 210

TRANSDUCTORES DE DESPLAZAMIENTO . . . . . PAG 213

TRANSDUCTORES DE FUERZA Y DEFORMACION . . . . . PAG 219

TRANSDUCTORES FOTOELÉCTRICOS . . . . . PAG 226

ELEMENTOS PRIMARIOS DE MEDICION . . . . . PAG 233

MEDICION DE PRESION . . . . . PAG 233

MEDICION DE FLUJO . . . . . PAG 256

MEDICIÓN DE TEMPERATURA Y PIROMETRIA . . . . . PAG 272

VISCOMETRÍA . . . . . PAG 308

SISTEMAS DE MEDICION . . . . . pag 320

ELEMENTOS FISICOS QUE INTEGRAN UN SISTEMA . . . pag 320

## **INTRODUCCION**

Las mediciones juegan un papel importante en la vida profesional del ingeniero, ya que son esencialmente el desarrollo de las experimentaciones en muchas áreas de la investigación básica. Su aplicación es tan importante en todas las fases de la ingeniería que es necesario que el ingeniero se familiarice con los métodos de medición y las técnicas de análisis para interpretar la información experimental.

## CONCEPTOS BASICOS DE LA MEDICION

### CONCEPTOS BASICOS

**Medir** Es el resultado de la comparación cuantitativa entre dos magnitudes, una de las cuales está preestablecida y la otra es desconocida, hasta antes de efectuar la medición.

Es importante que los ingenieros puedan realizar experimentos con éxito pero es igualmente importante que conozcan o puedan estimar la exactitud de sus mediciones, para que la información adquiriera importancia máxima.

Es evidente que no todos los trabajos experimentales tienen naturaleza de "investigación", la mayor parte de las mediciones se realizan en aplicaciones prácticas y rutinarias en la industria. Dichas mediciones exigen destreza y habilidad ya que de ello depende de manera directa la generación de utilidades o la total quiebra en una empresa.

Las mediciones involucran un gran número de pasos antes de lograr un conjunto de información. Para estudiar los métodos que producirán resultados efectivos en las mediciones vamos a considerar el proceso de medición como una secuencia de cinco pasos:

- 1.- Diseño de un conjunto eficiente de medición. Este paso incluye una apropiada selección del equipo disponible y una correcta interconexión de los diferentes componentes e instrumentos.
- 2.- Operación inteligente de los aparatos de medición.
- 3.- Registro de los datos de una forma clara y completa, ya que la información registrada no debe presentar ambigüedad para futuras interpretaciones.
- 4.- Estimación de la precisión de las mediciones y magnitud de los posibles errores causados.
- 5.- Preparación de un informe el cual se describa la medición y sus resultados para aquellos quienes puedan estar interesados en usarlos.

Todos los cinco pasos anteriores deben completarse exitosamente para que la medición sea realmente útil.

Ahora bien las mediciones generalmente involucran la utilización de un instrumento como un medio físico para determinar una cantidad o variable. El medidor sirve como una extensión de las facultades humanas y en muchos casos habilita a una persona para determinar el valor de una cantidad desconocida, que con las facultades humanas innatas no podría medir. Un instrumento entonces, se puede definir como un *dispositivo para determinar el valor*

**o magnitud de una cantidad o variable que contiene o representa a la unidad de medida.**

## **SISTEMA GENERAL DE MEDICION**

Todos los sistemas de medición incluyen tres elementos básicos:

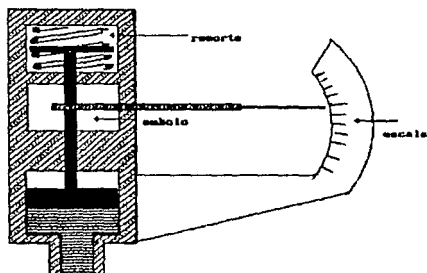
- a) **Un elemento de detección y medición (transductor):** Es el encargado de detectar la variable física a medir, (por ejemplo, la temperatura, presión, el caudal, etc.), y que convierte la señal de entrada o registrada en otra forma más manejable. En la práctica, la variable física se transforma en una señal mecánica o eléctrica.
- b) **Una fase intermedia:** La cual modifica la señal del transductor originando una señal de salida conveniente. Por ejemplo en el caso de una señal de salida o respuesta eléctrica, puede ser conveniente una amplificación de la misma antes de ser indicada o registrada.
- c) **Una etapa de determinación:** Que indica, registra o controla la variable que se mide.

Para hacer mas claro esto considérese el siguiente dispositivo de medición: Un voltmetro el cual efectuará la medida de una resistencia, a la que se le aplica una cantidad de voltaje mínima, al momento de efectuarse la medición de la misma el dispositivo por sí solo no podría efectuarla sin antes ser amplificada dentro del dispositivo, ésto sería la etapa b descrita anteriormente.

La etapa final del sistema de medición es la escala o display del dispositivo que leerá en la gama de voltaje de salida del amplificador; en realidad, un voltímetro electrónico es un sistema similar al descrito aquí. El amplificador y el voltímetro de lectura están contenidos en una caja, y los interruptores permiten que el usuario cambie la escala del instrumento por la variación de las condiciones de entrada del amplificador.

Otra ejemplificación de los tres elementos de cualquier dispositivo de medición nos la da el manómetro rudimentario como el de la figura 1-1. El elemento de detección es el pistón ya que convierte la presión del líquido (fuerza por unidad de área) en una fuerza resultante en la cara del pistón. Se transmite la fuerza por la biela al resorte, que la convierte en un desalojamiento

proporcional, este desalojamiento de la biela se amplifica por la transmisión de las palancas para que se produzca en el índice un desalojamiento mayor. El índice o manecilla y la escala indican la presión, sirviendo así como elementos presentadores de datos.



[fig. 1-1]

#### CONCEPTOS GENERALES

Si entre los instrumentos comerciales disponibles se está tratando de elegir el más adecuado para hacer una medida, o como alternativa, si se está trabajando en el proyecto de instrumentos para trabajos de medida específicos, el tema de los criterios de funcionamiento adquiere relevancia. Es decir, para tomar una decisión inteligente, debe haber ciertas bases cuantitativas y/o cualitativas, a fin de comparar un instrumento o proyecto propuesto con las posibilidades alternativas. Entonces debemos abocarnos a estudiar con gran detalle el funcionamiento de los instrumentos y sistemas de medida.

El tratamiento de las características de funcionamiento se ha dividido generalmente en dos clases: características estáticas y características dinámicas. Las razones para esta clasificación son varias: Primera, en algunas aplicaciones se usan medidas de cantidades que son constantes o que sólo varían lentamente. Bajo esta condición es posible definir un conjunto de criterios de funcionamiento que dan una descripción significativa de la calidad de medida, sin referirse a las descripciones dinámicas en las que haya que usar ecuaciones diferenciales. A estos criterios se les llama características estáticas. Muchos otros problemas de medida se refieren a cantidades rápidamente variables: aquí las relaciones dinámicas entre la entrada y la salida del instrumento deben examinarse, generalmente usando ecuaciones diferenciales.



En realidad, las características estáticas influyen también en la calidad de la medida, bajo condiciones dinámicas, pero aquellas generalmente aparecen como efecto alineal o estadístico en las que de otra manera serían ecuaciones diferenciales lineales que dieran las características dinámicas. Estos efectos harían inmanejable las ecuaciones diferenciales por tanto, el enfoque tradicional es tratar los dos aspectos del problema separadamente. Así las ecuaciones diferenciales del funcionamiento dinámico desprecian los efectos del rozamiento seco, holgura, histéresis, dispersión estática, etc. Aun estos afectan el comportamiento dinámico. Estos fenómenos se estudian de manera mas conveniente como características estáticas y el funcionamiento global de un instrumento se juzga entonces por una superposición semicuantitativa de las características estáticas y dinámicas. Por supuesto, este procedimiento es aproximado, pero es necesario conocerlo.

Características Estáticas Las características estáticas son las siguientes:

**Exactitud** Cuando se mide alguna cantidad física con un instrumento y se obtiene un valor numérico, ordinariamente está uno interesado en lo aproximado que este valor puede estar al verdadero. Primero se debe entender que el verdadero valor es, en general, desconocido e, incognoscible, ya que las mediciones completamente exactas de las cantidades físicas que se van a medir son imposibles. Esto puede ilustrarse con un ejemplo específico: la longitud de una varilla cilíndrica, cuando nos preguntamos lo que realmente significa la longitud de esta varilla, debemos considerar cuestiones como estas:

¿Son planos los dos extremos de la varilla?  
Si son planos, ¿son paralelos?  
Si no son planos, ¿que clase de superficie son?  
¿Que hay respecto a la rugosidad de la superficie?

Vemos que los problemas complejos se presentan cuando tratamos con el objeto real y no con el sólido geométrico abstracto. Entonces el término "valor verdadero" se refiere al valor que se considera se mediría con un patrón o standard, es decir, uno convenido por los expertos como suficiente exacto para el objeto al que se destinará idealmente los datos.

Debemos tomar en cuenta también que si estamos describiendo la característica de una sola lectura de un instrumento o de las características de un proceso de medida (describiéndose como la realización física imperfecta). Si hablamos de una sola medida, el error es la diferencia entre la medida y el valor verdadero correspondiente, que se toma como positivo si la medida es mayor que la verdadera. Sin embargo, cuando usamos un instrumento nos referimos a las características del proceso de medida asociado a ese instrumento. Es decir, podemos tomar una sola lectura, pero

esta es una muestra de una población estadística generada por el proceso de medida. Si conocemos las características del proceso podemos poner fronteras en el terreno de la medida única, aunque no podamos decir cuál es el error, ya que esto implicaría que sabemos el verdadero valor. Ahora tenemos que tomar en cuenta que un instrumento no es un aparato aislado; siempre deberá considerarse el instrumento más su ambiente y el método con que se use, es decir, el instrumento más sus entradas. Cada instrumento tiene un número infinito de entradas; es decir las causas que pueden afectar posiblemente la salida, se consideran las más ligeras, son ilimitadas. Estos efectos, como la presión atmosférica, la temperatura y la humedad son los más evidentes pero si se quiere ser riguroso, puede descubrirse una multitud de otras causas físicas que podrían afectar el instrumento severamente.

Como conclusión podemos decir que la exactitud de una medición específica la diferencia entre el valor medido y el valor verdadero de una cantidad; en contraparte, el error es la diferencia entre la medición obtenida y el valor estándar.

**Precisión** Es la mínima variación de magnitud que puede determinar el elemento de medición. Es mayor la precisión mientras menor sea el rango intermedio entre dos valores adyacentes de la variable, medidos confiablemente.

**Repetitividad** La concordancia entre un número consecutivo de mediciones de la variable, bajo las mismas condiciones.

**Gama** Es la diferencia algebraica entre los límites superior e inferior del rango.

**Resolución** Es el rango más pequeño entre dos valores adyacentes que pueden ser distinguidos uno del otro.

**Sensibilidad** La sensibilidad de un instrumento en cualquier valor indicado es la razón del movimiento del indicador del instrumento al cambio de la variable que causa este movimiento; esto es la relación del cambio de la salida con respecto a un cambio en la entrada. Por ejemplo: un registrador de 1 mV puede tener una escala en forma lineal de 25 cm de longitud, su sensibilidad sería de 25 cm/mV.

Ahora si se trata de un manómetro en el cual obtuviésemos una salida (lectura) de 1 en unidades de libras por pulgada cuadrada de presión manométrica ( $1 \text{ lb/pulg}^2$ ), la salida física real será una rotación de la manecilla. Así para definir correctamente la sensibilidad, hay que conocer la separación angular de las marcas del manómetro que indican la presión en libras por pulgada cuadrada de la escala del manómetro. Supongamos que es de 5 grados angulares. Obtenemos la sensibilidad que es 5 grados angulares/ $\text{lb/pulg}^2$ . En esta forma la sensibilidad permite la comparación de este

manómetro con otros con respecto a su capacidad de detectar cambios de presión. Por consiguiente un instrumento muy sensible produce un gran movimiento del indicador para un pequeño cambio en la cantidad de medida.

Para la lectura de un instrumento digital, el término "sensibilidad" no tiene el mismo significado, porque pueden aplicarse diferentes factores de escala con solo oprimir un botón. Sin embargo, el fabricante por lo general especifica la sensibilidad para una cierta posición de escala, es decir, 100  $\mu$ A en una escala de 200  $\mu$ A para medición de corriente.

Aunque la sensibilidad del instrumento a su entrada es de gran importancia, su sensibilidad para inferir y/o modificar entradas pueden ser también de interés. A modo de ejemplo, considérese la temperatura como entrada al manómetro mencionado anteriormente. La temperatura puede producir una contracción y dilatación relativas que produzcan un cambio en la lectura de la salida, aunque la presión no haya cambiado. En este sentido es una entrada interforente. Además la temperatura puede cambiar en la sensibilidad a la presión. En este sentido es una entrada modificadora. Al primer efecto se le llama a menudo *corrimiento del cero*, mientras que al segundo es una *variación de factor de escala*.

**Linealidad** La proximidad de la curva de transferencia del elemento de medición a una línea recta. Esto es a un incremento de medición registrará una lectura mientras exista una entrada. Haciendo incrementos en la entrada se producirán también incrementos en su salida (lectura), los valores obtenidos se grafican, colocando las entradas en el eje de las abscisas y las salidas en el eje de las ordenadas. Al unir los puntos, estos deben formar lo mas posible una línea recta. Si este no fuese el caso se utilizaría algún método como el de mínimos cuadrados para lograrlo. Es importante señalar que las lecturas no deben alejarse una distancia considerable de la recta.

**Rango** Es la región entre límites dentro de los cuales una cantidad es medida, esto es, los límites dimensionales en los cuales opera el instrumento de medición.

En la siguiente tabla se darán algunos ejemplos:

TÍPICO RANGO	NOMBRE	RANGO		RANGO INFERIOR	RANGO SUPERIOR	ESPACIO
0-100	---	0 a 100		0	+100	100
20-100	ELEVACION DE RANGO CERO	20 a 100		20	+100	80
-25-0-+100	ELEVACION RANGO CERO	-25 a 100		-25	+100	125
-100-0	ELEVACION DE RANGO CERO	-100 a 0		-100	0	100
-100 - (-20)	ELEVACION DE RANGO CERO	-100 a -20		-100	-20	80

Escala La subdivisión rayada, dotada de cifras (unidades de medida) sobre los instrumentos de medida.

Existen una cantidad innumerable de escalas, como por ejemplo un voltmetro puede tener en su salida escalas como de volt, milivolts o megavolts, otro sería los termómetros los cuales se pueden encontrar en escalas Celsius, Fahrenheit, Kelvin. Pero lo importante es conocer la legibilidad de la escala, ya que la mayoría de los instrumentos tienen una salida analógica ( en vez de digital), los lee un observador humano notando la posición de una manecilla sobre la escala calibrada, por lo general conviene que el observador exprese su opinión respecto a la presión con que pueda leer esta escala. Esta característica, que depende tanto del instrumento como del observador, se llama legibilidad de la escala.

Histéresis Para definir este concepto lo haremos mediante un ejemplo: en el caso de un manómetro que se le aplica una presión que se hace variar lenta y uniformemente desde cero hasta toda la escala y luego se hace regresar a cero. Si no hubiera rozamiento debido a las partes que se deslizan, la gráfica en la que se muestra la relación entre la entrada y la salida puede parecerse a la de la figura 1-2 a. La falta de coincidencia entre las curvas de carga y descarga se debe al rozamiento interno o amortiguamiento por histéresis de las partes sometidas a esfuerzos (principalmente el muelle). Es decir, toda la energía aplicada a las partes sujetas a esfuerzos al cargar, no es recuperable al descargar, debido a la segunda ley de la termodinámica, que gobierna perfectamente los procesos reversible en el mundo real. Algunos materiales manifies-

tan un rozamiento interno mínimo y deberá tomarse en cuenta al proyectar las partes de los instrumentos sujetas a grandes esfuerzos, siempre que sus demás propiedades sean también adecuadas para la aplicación específica. En los instrumentos en que pueden hacerse lecturas a ambos lados del cero, el comportamiento es el que aparece en la figura 1-2 b.

Si fuera posible reducir a cero el rozamiento interno aunque el externo todavía existiera, los resultados podrían ser como los de la figura 1-2c y d, en las que se supone una fuerza de rozamiento constante. En los mecanismos del instrumento existe juego en sus elementos, por consecuencia resultará una curva de forma semejante.

El efecto de histéresis también aparece en los fenómenos eléctricos. Un ejemplo es el que se presenta en la relación entre el voltaje de salida y la corriente de entrada en los campos de un generador de cc, que es de forma semejante la de la figura 1-2 b. Este fenómeno se debe a la histéresis magnética del hierro de los campos del generador.

En un instrumento determinado pueden combinarse varias causas, como las que acaban de mencionarse, para producir un efecto de histéresis global que podría producir una relación entre la entrada y la salida como la de la figura 1-2e. El valor numérico de la histéresis puede especificarse en función de la entrada o de la salida y por lo común se da como porcentaje de toda la escala. Cuando la histéresis total tiene un componente grande de rozamiento interno los efectos del tiempo durante sus pruebas pueden hacer confusas las observaciones, ya que algunas veces se presentan fenómenos importantes de relajamiento y de recuperación.

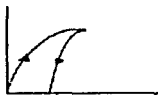


Fig 1-2 a

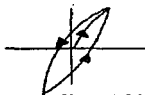


Figura 1-2 b



Fig 1-2 c

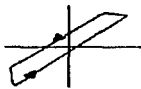
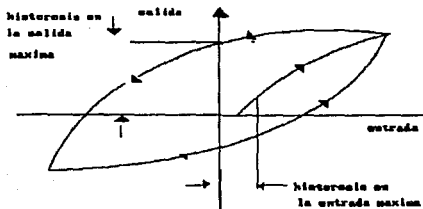


Fig 1-2 d

[Fig. 1-2]



□ Figura 1-2a

[Fig. 1-2]

**Banda muerta** El termino también es conocido como espacio muerto o zona muerta se usan algunas veces intercambiamente con el término histéresis. Sin embargo puede definirse como el intervalo total de variación de los valores de entra posibles para una salida dada y pueden así ser numéricamente el doble de la histéresis.

**Impedancia de entrada y salida** En muchos arreglos experimentales es necesario conectar diversos elementos de equipo eléctrico, con el objeto de alcanzar el objetivo global de medición.

Quando se hacen las conexiones entre los dispositivos eléctricos, debe tenerse el cuidado apropiado para evitar el desacoplamiento de impedancias. La impedancia de entrada en un dispositivo de dos terminales se puede ilustrar como la ecuación 1-1. El dispositivo se comporta como si la resistencia interna  $R_i$  estuviera conectada en serie con la fuente interna de voltaje  $E$ . Las terminales del instrumento se denominan A y B, y el voltaje en el circuito abierto presentado a estas terminales es el voltaje interno  $E$ . Ahora si se conecta una carga externa  $R$  al dispositivo y permanece constante el voltaje interno  $e$ , el voltaje presentado a las terminales de salida A y B depende de  $R$ , el potencial presentado en las terminales de salida es:

$$E_{AB} = E \frac{R}{R+R_i} \quad 1-1$$

Cuanto mayor es el valor en las terminales se aproxima más al voltaje interno E. Por lo tanto, el dispositivo se usa como una fuente de voltaje con cierta impedancia interna, la impedancia externa (o carga) debe ser lo bastante grande para que el voltaje se presente esencialmente en las terminales. Si se desea medir el voltaje interno E, la impedancia del dispositivo de medición conectado a la terminales debe ser grande en comparación con la impedancia interna.



[fig. 1-3]

Ahora supongase que se desea suministrar potencia del dispositivo a la carga externa R. La potencia está dada por:

$$P = \frac{E^2}{R} \quad 1-2$$

Se pregunta el valor de la carga externa que da la máxima potencia para un voltaje interno constante E y una impedancia interna  $R_i$ . La ecuación anterior toma la forma:

$$P = \frac{E^2}{R} \left( \frac{R}{R+R_i} \right)^2 \quad 1-3$$

y se aplica a la condición para el máximo:

$$\frac{dP}{dR} = 0 \quad 1-4$$

se obtiene entonces:

Este puede consumir la máxima cantidad de potencia del dispositivo cuando la impedancia de la carga externa iguale la impedancia en los circuitos eléctricos.

La impedancia interna y la carga externa de un dispositivo electrónico complicado puede contener componentes inductivos y capacitivos importantes para la transmisión y disipación de ca; no obstante, la idea es la misma.

Entonces, los principios generales de acoplamiento son que la impedancia externa iguale a la impedancia interna para la transmisión máxima de energía (atenuación mínima), y que la impedancia externa debe ser grande comparada con la impedancia interna cuando se desea una medición del voltaje interno del dispositivo.

Por lo general, los problemas de acoplamiento de impedancias se encuentran en los sistemas eléctricos; pero también puede ser importante en los sistemas mecánicos. Es posible, por ejemplo, imaginar el sistema de resorte-masa como sistema de transmisión mecánica. Mediante las curvas que describen el comportamiento, (fig 1-14) se ve que las frecuencias por debajo de cierto valor se transmiten a través del sistema; es decir, la fuerza se convierte en desplazamiento con poca atenuación. Cerca de la frecuencia natural se lleva a cabo una amplificación de la señal; arriba de ésta, presenta una fuerte atenuación. Cuando se desea transmitir movimiento, se deben considerar las características de amortiguamiento y frecuencia natural, de modo que se obtenga un buen "acoplamiento". El problema es una situación de acoplamiento de impedancias, aún cuando usualmente se trata como un tema de vibraciones mecánicas. figura 1-14.

Características dinámicas Muchas mediciones experimentales se realizan en circunstancias tales, que se cuenta con suficiente tiempo para que el sistema de medición alcance el estado estacionario y por lo tanto, no es necesario procurarse del comportamiento bajo condiciones de estado no estacionario. Sin embargo, en muchas otras situaciones puede ser deseable determinar el comportamiento de una variable física en un período de tiempo. Algunas veces el intervalo es corto, y algunas otras puede ser extenso. En cualquier circunstancia el problema de medición se complica cuando se necesita considerar las características transitorias de un sistema.

El modelo matemático que más se usa para el estudio de las respuestas dinámicas de los sistemas de medida es la ecuación diferencial lineal ordinaria con coeficientes constantes.

donde



$$a_n \frac{d^{a_n}}{dt^{a_n}} + a_{n-1} \frac{d^{a_{n-1}}}{dt^{a_{n-1}}} + \dots + a_1 \frac{d^{a_1}}{dt^{a_1}} + a_0 q_0 = b_m \frac{d^{b_m}}{dt^{b_m}} + b_{m-1} \frac{d^{b_{m-1}}}{dt^{b_{m-1}}} + \dots + b_1 \frac{d^{b_1}}{dt^{b_1}} + b_0 q_1 \quad \text{[1-6]}$$

$q_0$  = Cantidad de salida

$q_1$  = Cantidad de entrada

$t$  = Tiempo

$a_1, a_{n-1}, \dots, a_n$  = Combinación de los parámetros del sistema físico, que se suponen constantes.

$b_0, b_{m-1}, \dots, b_m$  = Combinación de los parámetros del sistema físico, que se suponen constantes.

La solución de las ecuaciones de este tipo se ha sistematizado, ya sea el método "clásico de D operadores o el método de las transformadas de Laplace. Por el método del operador D se obtienen la solución completa  $q_0$  en dos partes separadas, que son:

$$q_0 = q_{ocf} + q_{opt} \quad \text{[1-7]}$$

donde

$q_{ocf}$  = Parte de la función complementaria

$q_{opt}$  = Parte particular entera de la solución.

**Ecuación de transferencia de orden cero** Mientras que el modelo matemático de la ecuación 1-6 ocurre generalmente cuando se supone que todas las  $a$ 's y  $b$ 's son cero, la ecuación diferencial degenera en la sencilla ecuación algebraica

$$a_0 q_0 = b_0 q_1 \quad \text{[1-8]}$$

Cualquier instrumento o sistema que obedezca aproximadamente la ecuación anterior dentro de un intervalo de condiciones de operación se define como un instrumento del orden cero. En realidad, no son necesarias dos constantes  $a_0$  y  $b_0$  y, por tanto, definimos la sensibilidad estática (o ganancia de estado estable) como sigue:

$$k = \frac{b_0}{a_0} q_1 = K q_1 \quad \text{[1-9]}$$

donde  $k = \frac{b_0}{a_0}$  = sensibilidad estática

Como la expresión  $q_0 = Kq$  es una ecuación algebraica, es claro que sin importar cómo puede variar  $q$  con el tiempo, la salida del instrumento la sigue perfectamente sin distorsión ni retraso de ningún tipo, así, el instrumento del orden cero representa el funcionamiento dinámico ideal o perfecto.

Un ejemplo práctico del orden cero es el del resorte, cuando aplicamos una fuerza sobre él, la ecuación matemática es de la siguiente forma:

$$F = Kx \quad [1-10]$$

donde

- F= Fuerza aplicada al resorte
- K= Constante de elasticidad ( no confundir con la K de la sensibilidad estática)
- x= Distancia recorrida por el alargamiento del resorte.

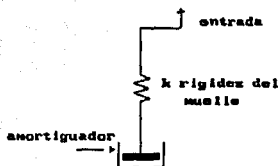
Esta ecuación tiene la misma forma que la ecuación 1-9.

Instrumento de primer orden Si la ecuación 1-6 se toma como todas las a's y las b's con un valor de cero y solamente dejamos  $a_1$ ,  $a_0$ , y  $b_0$ , entonces obtenemos:

$$a_1 \frac{d^2 q}{dt^2} + a_0 q_0 = b_0 q_i \quad [1-11]$$

Cualquier instrumento que siga por esta ecuación es por definición un instrumento de primer orden.

Como ejemplo sencillo considérese el sistema amortiguamiento-resorte (muelle), como el que se muestra en la siguiente figura 1-4.



[fig. 1-4]

Se supone que la fuerza de amortiguamiento es proporcional a la velocidad, definiéndose el coeficiente de amortiguamiento  $c$  como la fuerza de amortiguamiento por unidad de velocidad (N/ s/m).

Para este tipo de sistema lo representaremos por el modelo matemático siguiente:

$$c \frac{dx}{dt} + Kx = F(x) \quad [1-12]$$

Observando que esta ecuación es igual a la ecuación 1-11.

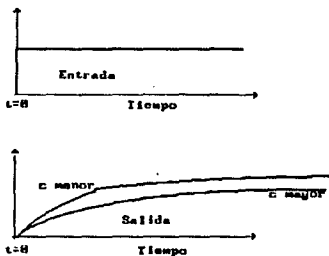
Una vez que se ha obtenido la ecuación diferencial que relaciona la entrada y la salida de un instrumento, puede estudiarse su funcionamiento tomando la entrada (cantidad que se va a medir) como una función conocida del tiempo y luego resolviendo la ecuación diferencial para la salida como una función del tiempo. Si la salida es aproximadamente proporcional a la entrada todo el tiempo, la exactitud dinámica es buena.

La dificultad fundamental en este procedimiento radica en el hecho de que en la práctica real las cantidades que se van a medir no siguen comúnmente una función matemática sencilla, sino que son de naturaleza aleatoria. Sin embargo, por fortuna, puede aprenderse mucho al respecto del comportamiento de los instrumentos examinando la respuesta a ciertas funciones de entrada "estándar" relativamente sencillas. No se puede trabajar con las entradas reales a un sistema, sino con representaciones simplificadas de las mismas, es decir, no es posible analizar el sistema real, sino más bien un modelo idealizado del mismo. Esta simplificación de las entradas (así como la de los sistemas) puede efectuarse en varios grados, que conducen a funciones de entrada algo sencillas, más bien inexactas, que se manejan matemáticamente con facilidad o como

alternativa, a representaciones más exactas y complejas que conducen a dificultades matemáticas.

Comenzaremos nuestro estudio considerando varias entradas estándares bastante sencillas y que se usan mucho. Aunque estas entradas son, en general bastantes sencillas y que se usan mucho, son extremadamente útiles para estudiar los efectos de los cambios de los parámetros en un instrumento dado.

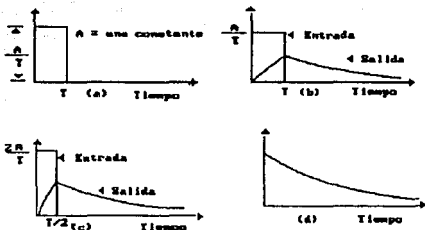
Respuesta escalonada Para aplicar una entrada escalonada a un sistema suponemos que se encuentra en equilibrio o sea que las entradas y las salidas son iguales a cero. En el tiempo  $t=0$  la cantidad de la entrada aumenta a una cantidad instantánea. Tal como se muestra en la figura siguiente [1-5]



[fig. 1-5]

Examinando la gráfica se ve que la velocidad de la respuesta depende solamente de un valor de  $c$  y es más rápida si  $c$  es más pequeña. Así en los instrumentos del primer orden se lucha por disminuir  $c$  a fin de obtener lecturas dinámicas mas justas.

Respuesta al impulso La entrada estándar final acerca de la cual trataremos es la función impulso. Consideraremos la función de pulso  $p(t)$  definida gráficamente en la figura 1-6.



[fig. 1-6]

La función de impulso de intensidad  $A$  (área) está definida por el proceso limitador:

Función de impulso de intensidad  $A = \lim_{T \rightarrow 0} p(t)$

Observamos que esta función tiene propiedades un tanto peculiares. Su duración es infinitesimal, su máximo es infinitamente elevado y su área es  $A$ . Si se toma  $A$  como 1, se llama función de impulso unidad,  $u_1(t)$ . Así, una función de impulso de cualquier intensidad  $A$  puede escribirse como  $Au_1(t)$ . Esta función desempeña un papel importante en el desempeño dinámico del sistema.

Encontraremos ahora la respuesta de un instrumento del primer orden a una entrada de impulso, por medio de las gráficas.

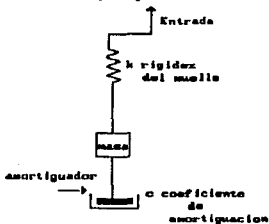
En las gráficas 1-6 observamos un pulso, mientras que en b se aprecia la salida correspondiente que tendría éste al ser insertada en un instrumento de primer orden. En c se ha recortado el período a la mitad y la magnitud se ha incrementado en 2 por lo tanto el área se mantiene constante, prosiguiendo así hasta un valor infinito de donde solamente se aprecia una línea recta con magnitud infinita, la respuesta a esta entrada será como en d.

Notando que la salida es perpendicular porque tiene una pendiente infinita (vertical) en  $t=0$  y así va de cero a un valor finito en un tiempo infinitesimal. Este comportamiento es claramente imposible para un sistema físico, ya que requiere transferencia de energía con una rapidez infinita.

Instrumento de segundo orden El instrumento de segundo orden se define como el que sigue la siguiente ecuación

$$s_2 \frac{d^2 a_1}{dt^2} + s_1 \frac{da_1}{dt} + s_0 a_0 = b_0 Q_1 \quad [1-13]$$

Como ejemplo consideremos el sencillo sistema de amortiguación, masa muelle, representado en la figura 1-7.



[fig. 1-7]

Para la figura representa un modelo matemático como este:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + Kx = P(x) \quad [1-14]$$

Podemos observar que esta ecuación es igual a la ecuación 1-13. Esta ecuación diferencial se basa en la segunda ley de movimiento de Newton, en donde los únicos términos que nos faltan por definir son:

$m$  = Masa

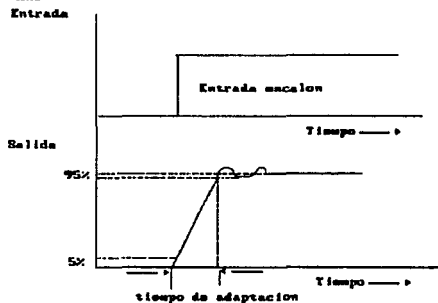
$\frac{d^2 x}{dt^2}$

= Aceleración (recuerde que la segunda derivada del desplazamiento es la aceleración)

Se puede imaginar que este sistema simple vibracional es similar a una báscula simple de resorte. La masa de la báscula es  $m$ , el resorte de la báscula se representa con la constante  $K$ , y cualquier rozamiento mecánico que pudiera ocurrir se representa con  $c$ . Así cuando a la báscula se le introduce una fuerza, el sistema ejerce otra en sentido contrario a la primera, siendo esta última

la fuerza de inercia. Por tanto, el efecto de la inercia es oponerse a cualquier cambio que tenga lugar en el sistema. Así en este sistema de medición la fuerza de salida debe vencer la inercia natural del mismo, lo que causa que transcurra cierto tiempo entre las señales de entrada y salida.

Si tienen cambios bruscos o escalonados, se produce un retraso en la respuesta de salida según se muestra en la figura 1-8.



[fig. 1-8]

Con ello se puede mostrar el tiempo de adaptación, el cual se define como el tiempo que tarda un sistema en pasar del 5% al 95% de su valor final en la parte inicial de la curva, pero también suelen emplearse el 10% y el 90%. Este tiempo de adaptación es una medida de la velocidad de respuesta de un sistema de medición, requiriéndose por lo general, un sistema con un tiempo de adaptación corto.

El tiempo de ajuste se define como el tiempo invertido por el índice de un instrumento para alcanzar una desviación específica (normal  $\pm 2\%$ ) de su valor deseado, y permanecer dentro de ella después de un cambio brusco en la magnitud.

Respuesta de un sistema de segundo orden a una entrada escalonada Para este tipo de entrada se tienen tres salidas diferentes, y ellas dependen de la relación de amortiguamiento el cual se define como:

$$\xi = \frac{c}{c_c}$$

[1-15]

donde

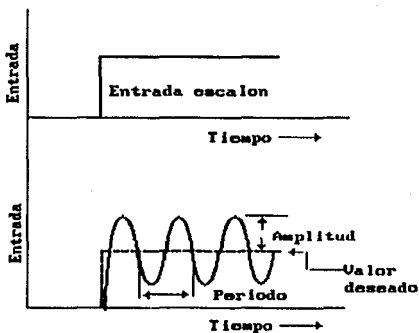
c = coeficiente de amortiguamiento  
c<sub>c</sub> = coeficiente de amortiguamiento crítico  
ambos en (N s/m).

#### PARA VALORES

VALOR DE LA RELACIÓN DE AMORTIGUAMIENTO	RESPUESTA TRANSITORIA
cero	Movimiento armónico simple sin amortiguación.
Mayor que la unidad	Movimiento sobreamortiguado
Inferior a la unidad	Movimiento oscilatorio, con poca amortiguación.

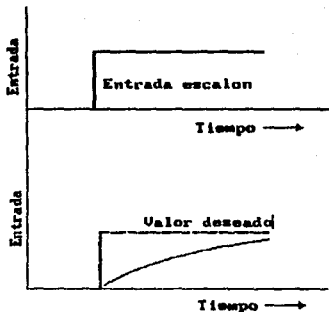
Movimiento armónico simple sin amortiguación El desplazamiento de entrada de la masa, oscila con movimiento armónico simple respecto al valor deseado de la señal de salida. La amplitud del movimiento depende de la sensibilidad del sistema. Lo podemos observar en la siguiente figura 1-9.





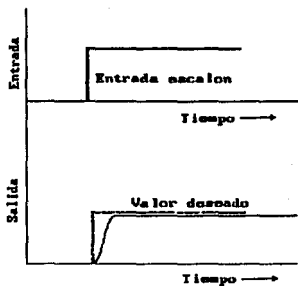
[fig. 1-9]

**Movimiento sobreamortiguado** Se dice que un instrumento esta sobreamortiguado cuando, el grado de amortiguamiento es mayor que el suficiente para evitar la oscilación del índice después de un cambio brusco en el valor de la cantidad medida. Con relación al sistema de amortiguación masa-muelle, si se le aplica un desplazamiento de entrada en escalón la respuesta se aproxima exponencialmente al valor deseado sin oscilación, como se aprecia en la figura 1-10. En estas condiciones se dice que el movimiento es "aperiodico".



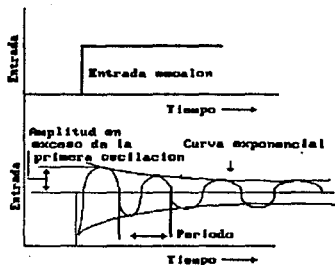
[fig. 1-10]

**Movimiento de amortiguación crítica** Se dice que un instrumento estará amortiguado críticamente cuando está sujeto al mínimo grado de amortiguación que bastará para evitar la oscilación del índice después de un cambio brusco en el valor de la magnitud medida. Bajo condiciones de amortiguamiento crítico el sistema masa-muelle se comporta de un manera similar al caso de sobre amortiguamiento, con la excepción de que el desplazamiento de salida aumenta mas rápidamente. Esto representa el estado transición entre el movimiento "aperiodico" y el movimiento oscilatorio. Un instrumento se considera aperiodico cuando el movimiento de lectura es amortiguado críticamente o sobreamortiguado. Ver la fig 1-11.



[fig. 1-11]

**Movimiento con poca amortiguación** Se dice que un instrumento es poco amortiguado cuando el grado de amortiguación es insuficiente para evitar la oscilación del índice después de un cambio brusco en el valor de la cantidad medida. Cuando el sistema masa-muelle está sujeto a condiciones de escasa amortiguación, el desplazamiento de salida excede del valor deseado, resultando oscilaciones que decrecen exponencialmente con el tiempo. Fig 1-12.



[fig. 1-12]

**Respuesta en frecuencia** Cuando en nuestro sistema existe una entrada, se dice que el sistema responde en forma diferente dependiendo de la frecuencia de entrada, y el comportamiento global se designa como la respuesta de frecuencia del sistema.

En nuestro sistema simple de amortiguamiento masa-muelle muestra que los desplazamientos de masa no están en fase con el desplazamiento aplicado; es decir, el desplazamiento máximo de la masa no ocurre al mismo tiempo que el desplazamiento máximo de la función aplicada. Este fenómeno se describe como un corrimiento de fase. Por ejemplo; Una entrada de la siguiente forma:

$$P(t) = P_0 \cos \omega_1 t \quad [1-16]$$

Se aplica en el sistema de masa-resorte, y se desea determinar el desplazamiento de la masa  $x(t)$  como una función del tiempo. La ecuación diferencial del sistema es:

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + Kx = F_0 \cos \omega_1 t \quad [1-17]$$

La ecuación tiene una solución

donde

$$x = \frac{(F_0/k) \cos(\omega_1 t - \theta)}{((1 - (\omega_1/\omega_n)^2)^2 + (2(c/c_c)(\omega_1/\omega_n))^2)^{1/4}} \quad [1-18]$$

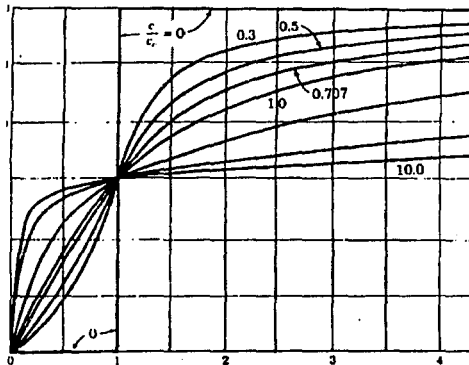
$$\theta = \tan^{-1} \frac{2(c/c_c)(\omega_1/\omega_n)}{1 - (\omega_1/\omega_n)^2}$$

$\theta$  es el ángulo de fase,  $\omega_n$  la frecuencia natural y  $c_c$  el coeficiente crítico de amortiguamiento.

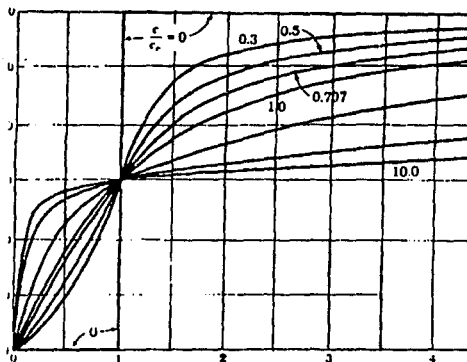
La razón de salida a la amplitud de entrada  $x_0/(F_0/k)$ , donde  $x_0$  es la amplitud del movimiento dada por

$$x_0 = \frac{F_0/k}{([1 - (\omega_1/\omega_n)^2]^2 + [2(c/c_c)(\omega_1/\omega_n)]^2)^{1/4}} \quad [1-20]$$

Se graficará en la figura 1-13 para mostrar la respuesta de frecuencia del sistema, el ángulo de fase  $\theta$  se graficará en la figura 1-14, para ilustrar las características del corrimiento de fase.



[fig. 1-13]



[fig. 1-14]

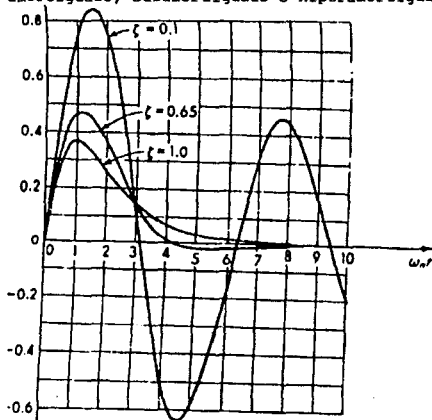
En estas gráficas se puede observar que:

- 1.- Para los valores bajos de  $c$ , (sistema sobre amortiguado), la amplitud es casi constante hasta una razón de frecuencia de .3.
- 2.- Para valores grandes de  $c/c$ , (sistema sobre amortiguado), la amplitud se reduce considerablemente.
- 3.- Las características de corrimiento de fase con una función intensa de la razón de amortiguamiento para todas las frecuencias.

Aunque esta exposición se relaciona con un sistema mecánico simple, debe hacerse notar que estas características frecuencia y corrimiento de fase también presentan los sistemas eléctricos y térmicos en forma similar, y que donde quiera que se efectúen mediciones que varían con el tiempo deben considerarse estas características. Idealmente es deseable tener un sistema con una respuesta lineal a la frecuencia sobre todos los espectros y con corrimiento de cero; pero esto nunca se pueda alcanzar por completo, aún cuando ciertos instrumentos pueden ser lineales

dentro del intervalo de operación en el cual se tiene interés, de modo que el comportamiento es lo bastante bueno para los propósitos perseguidos.

**Respuesta de un instrumento de segundo orden al impulso** Para los instrumentos de segundo orden que manejen una entrada de impulso la respuesta dependerá de las condiciones de amortiguamiento; esto es, si el instrumento se encuentra críticamente amortiguado, subamortiguado o hiperamortiguado. fig 1-15.



[fig. 1-15]

#### ESTANDARES

Los estándares o patrones son la base de las mediciones por ello antes de entrar al estudio de los mismos, es necesario conocer conceptos básicos como:

**Unidades fundamentales y derivadas** Para especificar cálculos con cantidades físicas, estas se deben definir tanto en su clase como en su magnitud. La medida estándar de cada clase de magnitud física es la unidad. Por ejemplo, cuando hablamos de una distancia de 100 metros, reconocemos que el metro es la unidad de longitud y que el número de unidades de longitud es un ciento. La cantidad

física Longitud, se define por medio de la unidad metro. Sin la unidad, el número de la medida no tiene significado físico.

En la ciencia y en la ingeniería se usan dos tipos de unidades, unidades fundamentales y unidades derivadas. Las unidades fundamentales en el sistema internacional son: metro, kilogramo, segundo, ampere, kelvin, candela, mol.

Todas las otras unidades que se pueden expresar en términos de las unidades fundamentales se llaman unidades derivadas. Cada unidad derivada se origina de alguna ley física que define esa unidad. Por ejemplo, el área (A) de un rectángulo es proporcional a su longitud (l) y su ancho (b) o  $A = l \cdot b$ . Si se escoge el metro como la unidad de longitud, entonces el área del rectángulo de 3m por 4m es  $12m^2$ . Observando que las unidades se multiplican ( $m \cdot m = m^2$ ). Por tanto, la unidad derivada para el área (A) es el metro cuadrado.

**Dimensiones** Estas que también reciben el nombre de cantidades fundamentales o magnitudes, sirven para reconocer una unidad derivada. Los símbolos dimensionales son:

L longitud	t tiempo
M masa	T temperatura
F fuerza	

Todas las cantidades físicas se pueden expresar en términos de estas dimensiones, por ejemplo si en el caso anterior de buscar el área del rectángulo hubiésemos escogido como unidad el pie, entonces el área sería de  $12 \text{ ft}^2$ , pero si hacemos su análisis dimensional, veremos que ambas son unidades de longitud esto es:  $\text{ft}^2 = \text{área} = L \cdot L = L^2$ .

**Sistema internacional de unidades** El sistema internacional MKS de unidades se adaptó en 1960 por la Decimoprimerá Conferencia de Pesos y Medidas bajo el nombre de Sistema Internacional de Unidades (SI). El sistema SI está reemplazando todos los otros sistemas



métricos y su amplia aceptación los deja en una eventual obsolescencia.

Las cantidades fundamentales se enumeran en la siguiente tabla.

<i>Cantidad</i>	<i>Unidad</i>	<i>Símbolo</i>
Longitud	metro.	m
Masa	kilogramo	Kg
Tiempo	segundo	seg
Corriente eléctrica	amperio	A
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K
Intensidad luminosa	candela	cd
Cantidad de masa	Mol	mol

Las unidades básicas se expresan en términos de estas siete unidades básicas por medio de las ecuaciones que las definen. Algunas de estas ecuaciones se dan como ejemplo en la tabla siguiente para las cantidades eléctricas y magnéticas.

<i>Cantidad</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Dimensión</i>	<i>Unidad</i>	<i>Simbolo de la unidad</i>
Cantidad de electricidad	Q	Tt	columbio	C(A seg)
Diferencia de potencial, fuerza electromotriz	V	L <sup>2</sup> M <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup>	voltio	V(W/A)
Intensidad de campo eléctrico	E, E	L <sup>-1</sup> M <sup>1</sup> T <sup>-2</sup>	voltio por metro	V/m
Resistencia eléctrica	R	L <sup>2</sup> M <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup>	ohmo	Q(V/A)
Capacitancia eléctrica	C	L <sup>2</sup> M <sup>-1</sup> T <sup>2</sup>	faradio	F(A seg <sup>2</sup> /V)
Flujo magnético	Φ	L <sup>2</sup> M <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup>	weber	Wb(v seg)
Intensidad de corriente magnética	H	L <sup>-1</sup> T <sup>-1</sup>	amperio	A/m
Densidad de flujo magnético	B	MT <sup>-2</sup>	tesla	T(Wb/m <sup>2</sup> )
Inductancia	L	L <sup>2</sup> M <sup>-1</sup> T <sup>-2</sup>	henrio	H(V seg/A)
Factor magnetomotriz	U	I	amperio	A
Flujo			lumen	lm(cd sr)
Luminancia			candela por metro cuadrado	cd/m <sup>2</sup>
Irradiancia			lux	lx(lm/m <sup>2</sup> )

**Estándar o patrón** Un patrón de medición es una representación física de una unidad de medición. Una unidad se realiza con referencia a un patrón material arbitrario o a un fenómeno natural incluyendo constantes físicas y atómicas. Por ejemplo, la unidad fundamental de masa en el sistema internacional (SI) es el kilogramo, definiendo como la masa de un decímetro cúbico de agua a su temperatura de máxima densidad de 4 °C. Esta unidad se representa por medio de un patrón material: la masa del kilogramo prototipo internacional que consiste en un cilindro de una aleación de platino e iridio. Este cilindro se conserva en la oficina internacional de Pesos y Medidas en Sevres, cerca de París, y es la representación material del kilogramo. Patrones similares se han desarrollado para las otras unidades de medición tanto para las fundamentales como para algunas de las unidades mecánicas y eléctricas derivadas.

Así como existen unidades fundamentales y derivadas de medición existen diferentes tipos de patrones de medición, clasificados de acuerdo con su función y aplicación en las siguientes categorías:

- a- Patrones internacionales
- b- Patrones primarios
- c- Patrones secundarios
- d- Patrones de trabajo

Patrones internacionales Se definieron por medio de un acuerdo internacional. Ello representa ciertas unidades de medida con mejor exactitud posible permitida por la tecnología de la producción y la medición. Los patrones internacionales se evalúan y checan periódicamente por medio de mediciones absolutas en términos de las unidades fundamentales. Estos patrones se conservan en la oficina nacional de Pesos y Medidas y no están disponibles para el usuario ordinario de instrumentos de medición para propósito de comparación o calibración.

Patrones primarios (básicos) Se conservan en los laboratorios nacionales de patrones en diferentes partes del mundo. La Oficina Nacional de Estándares (NBS) en Washington es la responsable por el mantenimiento de lo patrones primarios en Norteamérica. Otros laboratorios nacionales son el laboratorio Físico Nacional (NPL) en la Gran Bretaña y el más antiguo del mundo, el laboratorio Físico Técnico en Alemania. Los patrones primarios de nuevo representan las unidades fundamentales y algunas de las unidades mecánicas y eléctricas derivadas, se calibran independientemente por medio de mediciones absolutas en cada uno de los laboratorios nacionales. Los valores de estas mediciones se comparan entre sí, dando una cifra promedio mundial. Los patrones primarios no están disponibles para uso por fuera de los laboratorios nacionales. Una de las funciones principales de los patrones primarios es la verificación y calibración de los patrones secundarios.

Patrones secundarios Son los patrones básicos de referencia usados en los laboratorios industriales de medición. Estos patrones se conservan en la industria particular y se checan locamente contra patrones de referencia en el área. La responsabilidad de su mantenimiento y conservación descansa completamente en los laboratorios industriales. Los patrones secundarios se envían periódicamente a los laboratorios nacionales para su calibración y comparación contra los patrones primarios. Se devuelven al usuario industrial con una exactitud de su valor medido en términos del patrón primario.

Patrones de trabajo Son las principales herramientas de los laboratorios de medición. Se utilizan para checar y calibrar la exactitud de las mediciones efectuadas en las aplicaciones industriales. Un fabricante de resistencias de precisión, por ejemplo, puede utilizar una resistencia patrón (un patrón de trabajo) en el departamento de control de calidad de su planta para checar su

equipo de prueba. En este caso, él verifica que sus mediciones se realizan de acuerdo con los límites requeridos de exactitud.

En las mediciones eléctricas y magnéticas existen patrones eléctricos y magnéticos como: el amperio absoluto, resistencia estándar, patrón de voltaje, patrón de capacitancia, patrón de inductancia, patrón de flujo magnético y otros como los patrones de temperatura e intensidad luminosa.

**Calibración** La calibración de todos los instrumentos es importante porque compara el instrumento contra un patrón (o estándar) conocido y por lo tanto, reduce los errores de exactitud. Los procedimientos de calibración del instrumento particular se pueden realizar con: 1) un patrón primario; 2) un patrón secundario con mayor exactitud que el instrumento que se calibra y 3) con un patrón de trabajo.

Ahora los pasos a seguir para la calibración de un instrumento son:

1- Examine la construcción del instrumento e identifiqúese una lista de todas las entradas posibles.

2- Decídase lo mejor que se pueda, cual de las entradas será importante en la aplicación para la que se va a calibrar el instrumento.

3- Consígase aparatos que permiten todas las entradas importantes dentro de los intervalos que se consideren necesarios.

4- Manteniendo constantes algunas entradas, haciendo variar otras y registrando la salida o salidas, obténgase las relaciones deseadas entre la entrada y la salida.

La importancia de la calibración no puede dejar de recalcar ya que establece la exactitud de los instrumentos. Mejor que aceptar la lectura de un instrumento, es preferible efectuar cuando menos una calibración de verificación para asegurarse de la validez de las mediciones.

Aunque las especificaciones o calibraciones de los fabricantes no siempre pueden tomarse como idóneas, la mayoría de los fabricantes de instrumentos son confiables, pero algunos no.

#### **METODOLOGÍA PARA LA MEDICIÓN DE VARIABLES FÍSICAS**

La clave del éxito experimental es preguntarse de manera continua: ¿qué se busca? ¿porqué se mide ésto? ¿La medición responde a las necesidades reales? ¿Qué dirá la medición? Estas preguntas pueden parecer elementales; pero deben elaborarse con

frecuencia durante el proceso de cualquier programa experimental. Algunas particulares que deben plantearse en las fases iniciales de la planeación del experimento son:

- 1.- ¿Qué variables básicas deben investigarse?
- 2.- ¿Qué control debe ejercerse sobre el experimento?
- 3.- ¿Qué márgenes de las variables básicas son necesarias para describir los fenómenos en estudio?
- 4.- ¿Cuántos puntos de información deben tomarse en los diversos intervalos de operación para asegurar un muestreo de los datos, considerando la exactitud de los instrumentos y otros factores.
- 5.- ¿Que exactitud de instrumento se requiere para cada medición?
- 6.- Si está implicada una medición dinámica, ¿qué respuesta a la frecuencia deben tener los instrumentos?
- 7.- ¿Los instrumentos se encuentran en el mercado o deben fabricarse para el experimento?
- 8.- ¿Qué precauciones de seguridad son necesarias si alguna operación peligrosa está implicada en el experimento?
- 9.- ¿Qué recursos financieros están disponibles para realizar el experimento, y cómo entran los requerimientos de diversos instrumentos en el presupuesto propuesto?
- 10.- ¿Qué provisiones deben tomarse a fin de registrar la información? La importancia del control de cualquier experimento debe reconocerse siempre.

El ingeniero debe considerar cuidadosamente la necesidad del experimento. Tal vez, después de pensar un poco, el ingeniero decida que un experimento planeado con anterioridad no es necesario, y que la información deseada puede encontrarse mediante un estudio analítico de los resultados de experimentos que ya se han realizado. No se tome este paso con ligereza; gran cantidad de dinero se desperdicia porque los ingenieros se precipitan en un programa, sólo para descubrir después que los experimentos eran innecesarios para sus intereses particulares. Por ello vamos a dar un procedimiento experimental generalizado.

## Procedimiento experimental generalizado

1. a) Establecer la necesidad del experimento.  
b) Establecer las necesidades óptimas presupuestas, de mano de obra y de tiempo, habyendo la economía temporal del proyecto.  
c) Modificar el objetivo del experimento, de acuerdo con el presupuesto, mano de obra y programa cronológico permitido.
2. Iniciar la planeación detallada del experimento, establecer con claridad los objetivos del experimento (verificar el desempeño del modelo de producción, el análisis técnico de un fenómeno físico especificado, etc.). Si los experimentos son similares a los de investigación anteriores, asegurarse y usar la experiencia de esos trabajos. No desatender la posibilidad de que el trabajo ya se haya realizado y publicado.
3. Continuar planeando el realizar los siguientes pasos:  
a) Establecer las variables primarias que deben medirse (fuerza, esfuerzo, flujo, presión, temperatura, etc.).  
b) Determinar con mayor aproximación posible la exactitud que puede alcanzarse en las mediciones primarias y el número de las repeticiones para el adecuado análisis de los datos.  
c) Planear circuitos de reducción de datos antes de realizar los experimentos, para asegurarse de que se están recolectando los datos adecuados a fin de cumplir con los objetivos del experimento.  
d) Analizar los posibles errores en los resultados anticipados antes de realizar los experimentos, de manera que en caso necesario se puedan cambiar las condiciones de exactitud de las diferentes mediciones.
4. Seleccionar el instrumental para las diferentes mediciones, al fin de que sea adecuada para los requerimientos o necesidades, anticipados con exactitud.
5. Recopilar otros cuantos datos y efectuar un análisis preliminar, a fin de asegurarse que el experimento se comporta según se planeó.
6. Modificar los aparatos y procedimientos experimentales y analizar los resultados.
7. Recopilar el grueso de los datos experimentales y analizar los resultados.
8. Organizar, analizar y publicar los descubrimientos y resultados de los experimentos, asegurándose incluir la información referente a los puntos anteriores.

Análisis de datos experimentales Ninguna medición se puede efectuar con una exactitud perfecta, pero es importante hallar cual es la exactitud actual y cómo los diferentes errores entran en la medición. Un estudio de los errores es el primer paso para determinar la exactitud del resultado final y sus errores.

Los errores pueden venir de diferentes fuentes y normalmente se clasifican bajo tres categorías principales:

Errores humanos  
Errores sistemáticos  
Errores al azar

Errores humanos Estos errores son principalmente humanos al efectuar la lectura o utilización de los instrumentos y el registro y cálculo de los resultados de las mediciones. Los errores humanos se cometerán inevitablemente mientras participen humanos en las mediciones. Aun cuando la eliminación completa de estos errores es imposible probablemente se debe tratar de anticiparlos y corregirlos. Algunos de estos errores se detectan fácilmente, pero otros son muy evasivos. Un error que frecuentemente cometen los principiantes consiste en el uso inapropiado de un instrumento. En general, los instrumentos indicadores cambian sus condiciones de funcionamiento cuando se conecta a un circuito completo, de tal forma que la cantidad medida se alterna por el método empleado. Por ejemplo, un voltímetro muy bien calibrado puede dar una lectura errada cuando se conecta a través de dos puntos en un circuito de una resistencia alta. El mismo voltímetro puede conectarse a un circuito de baja resistencia, está dará una lectura más fiel. Estos

ejemplos ilustran que el voltímetro tiene el "efecto de carga" en el circuito, alterando la situación original en el proceso.

Un gran número de los errores humanos se pueden atribuir a la falta de cuidado o malos hábitos, tal como la lectura innapropiada de un instrumento, registrado de los resultados en forma diferente a las lecturas obtenidas, ajuste incorrecto de los instrumentos. Considérese el caso en el cual un voltmetro de rango múltiple que utiliza un solo conjunto de escalas con diferentes designaciones para los diversos rangos de voltaje. Es fácil utilizar una escala que no corresponda al rango seleccionado en el voltímetro. Otro error puede ocurrir cuando el instrumento no está en cero antes de empezar a emplearlo.

Errores como estos no pueden tratarse matemáticamente. Se pueden evitar solamente teniendo cuidado en la lectura y registro de los datos de medida. Una buena práctica consiste en efectuar más de una lectura de la misma cantidad, perfectamente por un observador diferente. Nunca dependa únicamente de una sola lectura tome al menos tres lecturas separadas.

Errores sistemáticos Este tipo de error normalmente se divide en dos categorías diferentes: 1) errores instrumentales, debido a deficiencias del instrumento 2) errores ambientales, debido a las condiciones externas que afectan la medición.

Los errores instrumentales Son errores inherentes al instrumento de medición por su estructura mecánica. Por ejemplo en una báscula, la fricción entre las paredes da está al efectuar una medición pueden originar lecturas incorrectas.

Otros errores instrumentales son los errores de calibración por los cuales el instrumento lee más alto o más bajo a lo largo de toda su escala. (no colocar el instrumento en cero antes de efectuar una medición tiene un efecto similar).

Existen muchas clases de errores instrumentales, dependiendo del instrumento utilizado. El experimentador debe siempre tomar todas las precauciones necesarias para que el instrumento que está empleando está funcionando apropiadamente y no contribuya con errores excesivos. Las fallas en los instrumentos se pueden detectar chequeando por compartimiento errático y la estabilidad y reproductividad de los resultados. Una forma fácil y rápida de chequear un instrumento es compararlo con otro de sus mismas características o con alguno que se conoce es más exacto.

Los errores instrumentales se pueden evitar: 1) Seleccionando el instrumento adecuado para la aplicación particular; 2) aplicando los factores de corrección después de determinar la cantidad del error instrumental; 3) Calibrando el instrumento contra un patrón.

Los errores ambientales Se deben a las condiciones externas del dispositivo de medida, incluyendo las condiciones en el área que rodea el instrumento, tales como los efectos de cambio en la temperatura, humedad, presión barométrica o los campos eléctricos y magnéticos. Un cambio en la temperatura ambiental a la cual se usa el instrumento causa un cambio en las propiedades elásticas del resorte en le mecanismo móvil afectando la lectura del instrumento. Mediante correctivas para reducir estos efectos incluyen aire acondicionado, sellamiento hermético de ciertos componentes, uso de blindaje magnético, etc.

Errores al leer Estos errores se deben a causas desconocidas y ocurren cuando todos los errores sistemáticos se han contabilizado. En los experimentos bien diseñados, normalmente ocurren pocos errores al azar, pero en los trabajos de alta exactitud ellos son importantes. Supongase que un voltaje se está controlando por medio de un voltmetro que lee a intervalos de media hora, aun cuando el instrumento se opere bajo condiciones ambientales ideales y se ha calibrado exactamente antes de la medición, se encontrará que las lecturas varían ligeramente sobre el período de observación. Esta variación no se puede corregir por ningún método de calibración u otro método conocido de control y no se puede explicar con una investigación minuciosa. Única forma de eliminar estos errores es incrementando el número de lecturas y utilizar medios estáticos para obtener la mejor aproximación al valor verdadero de la cantidad bajo medición.



## ANALISIS ESTADISTICO DE DATOS EXPERIMENTALES

La medición experimental de una cantidad puede mostrar algunas variaciones cuando ésta se realiza repetidas veces. Esta variación es debida a dos diferentes causas. Primera, la cantidad que esta siendo medida puede mostrar cambios en el proceso cuando se lleva a cabo la medición. Por ejemplo, en la medición de la velocidad del aire en una sección de tubo puede existir gran variación relativa a cambios en el aire debido al sistema, a fluctuaciones en el bombeo, o a cambios locales en turbulencia. Segundo, los componentes del instrumento, como el transductor, los elementos de modificación de señal y los elementos de salida, o el propio operador del aparato de medición pueden ocasionar error en la medida. Estos errores pueden ser sistemáticos o al azar, dependiendo de la fuente.

Los datos obtenidos por una repetición de medidas son un conjunto de lecturas, los cuales muestran que no son un resultado exacto de la medida. Mayor información puede extraerse trabajando este conjunto de lecturas con métodos estadísticos. El primer paso para trabajar con estadística de datos es establecer una distribución. Una representación gráfica de la distribución es usualmente la más usada para iniciar la evaluación. Después, la distribución estadística es caracterizada con un valor de la medida central, que tiene el nombre de media. Finalmente el espaciamiento de la dispersión de la distribución se determina en términos de la varianza o desviación estándar.

Con métodos estadísticos básicos, los investigadores pueden reducir una gran cantidad de datos, utilizando esta forma compacta para definir la representación de la distribución, estableciendo un solo valor que es el mejor representante de la distribución y determinando la variación por el valor llamado (desviación estándar). Utilizando este método es lo mejor para aplicaciones las designadas a problemas en comunicaciones o en otros campos de la ingeniería.

### **ANALISIS DE DATOS**

Para comenzar con nuestro estudio del análisis de datos por medios estadísticos definiremos términos básicos como:

**Media aritmética**— El valor más probable de una medida es la media aritmética de las lecturas tomadas. La mejor aproximación se logra cuando el número de lecturas de la misma cantidad es muy grande. Teóricamente, un número infinito de lecturas daría el mejor resultado, aún cuando en la práctica solamente se pueden hacer un número finito de mediciones. La media aritmética esta dada por la siguiente expresión:

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n}{n}$$

donde:

$\bar{x}$  = media aritmética  
 $x_1, x_2, x_3$  = lecturas tomadas  
 $n$  = numero de lecturas

Desviación de la media La desviación es el alejamiento de una lectura dada de la media aritmética del grupo de lecturas. Esto es el error que presenta cada lectura con respecto al valor probablemente verdadero. Si  $d_i$  es la desviación de la media se puede expresar como:

$$d_i = x_i - \bar{x}$$

Obsérvese que las desviaciones de la media pueden tener un valor positivo o negativo y que la suma algebraica de todas las desviaciones debe ser cero.

Ejemplo: Un conjunto de mediciones independientes de corriente se tomaron por medio de seis observadores y se registraron como 12.8 mA, 12.2 mA, 12.5 mA, 13.1 mA, 12.9 mA y 12.4 mA. a) Calcule la media aritmética. b) las desviaciones de la media.

solución:

$$\bar{x} = \frac{12,8+12,2+12,5+13,1+12,9+12,4}{6}$$

$d_1 = 12.8 - 12.65 = 0.15$  mA  
 $d_2 = 12.2 - 12.65 = -0.45$  mA  
 $d_3 = 12.5 - 12.65 = -0.15$  mA  
 $d_4 = 13.1 - 12.65 = 0.45$  mA  
 $d_5 = 12.9 - 12.65 = 0.25$  mA  
 $d_6 = 12.4 - 12.65 = -0.25$  mA

Obsérvese que la suma algebraica de todas las desviaciones es igual a cero.

Desviación promedio La desviación promedio es una indicación de la precisión de los instrumentos empleados al hacer las

mediciones. Instrumentos altamente precisos darán una desviación promedio baja entre lecturas. Por definición la desviación promedio es la suma de los valores absolutos de las desviaciones dividida por el número de lecturas. El valor absoluto de la desviación es el valor sin tomar su signo. La desviación promedio se puede expresar como:

$$D = \frac{|d_1| + |d_2| + |d_3| + \dots + |d_n|}{n} = \frac{\sum |d_n|}{n}$$

También se le puede llamar error promedio

Ejemplo: Calcule la desviación promedio de los datos en el ejemplo anterior

solución:

$$D = \frac{1.15 + 0.45 + 0.15 + 0.45 + 0.25 + 0.25}{6} = 0.283$$

Desviación estándar (error medio cuadrático) En el análisis estadístico de errores al azar, la desviación de la raíz de la media al cuadrado o desviación estándar es una ayuda valiosa. Por definición la desviación estándar de un número infinito de datos es la raíz cuadrada de la suma de todas las desviaciones individuales al cuadrado, dividido por el número de lecturas. Expresado matemáticamente es:

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum d_n^2}{n}}$$

En la práctica, el número de posible de observaciones es finito. La desviación estándar de un número finito de datos está dada por:

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum d_n^2}{n-1}}$$

Otra expresión para la misma cantidad es la varianza o desviación media al cuadrado, la cual es la misma cantidad como la desviación estándar excepto que la raíz cuadrada no se extrae. Por consiguiente:

varianza(V) = desviación media al cuadrado =  $\sigma^2$

La varianza es una cantidad conveniente en muchos cálculos porque tiene la propiedad aditiva. La desviación estándar, sin embargo, tiene la ventaja de tener las mismas unidades de la variable, haciendo fácil la comparación de magnitudes. La mayoría de los resultados científicos se establecen en términos de desviación estándar.

Distribución normal Para abordar este tema lo haremos mediante un ejemplo y consecutivamente iremos definiendo términos al respecto.

Supongamos que contamos con un manómetro, del cual deseamos determinar la relación entre la entrada (presión) y la salida (lectura de escala). Otras entradas que podrían ser importantes y que podrían haberse controlado durante la calibración de la presión incluye temperatura, aceleración y vibración. La temperatura, puede producir dilatación y contracción de las partes del instrumento, de tal manera que la lectura de la escala cambiará aún cuando la presión haya permanecido constante. La aceleración del instrumento que tenga un componente a lo largo del eje del vástago del pistón producirá una lectura en la escala, aunque la presión haya permanecido invariable. Esta entrada es importante si la presión se va a utilizar a bordo de un vehículo de algún tipo. En realidad, una variación pequeña puede ser provechosa para la operación de un instrumento ya que puede reducir los efectos del rozamiento estático. Así, si se va a usar el manómetro adhiriéndola a un componente de aire de movimiento alternativo, que siempre tiene algo de vibración, puede ser más preciso en estas condiciones que si hubiera calibrado cuando no había vibración. Estos ejemplos deben ilustrar la importancia general que tienen el tomar en cuenta cuidadosamente las relaciones entre las condiciones de calibración y las reales de aplicación.

Ahora supongamos que hemos conseguido un patrón de precisión muy bueno y que tenemos todo dispuesto de tal manera que podemos mantener las otras entradas razonablemente aproximadas a las condiciones reales de aplicación. La calibración repetida a una presión dada, digamos de 10 lb/plg<sup>2</sup>, podría proporcionarnos los datos siguientes:

Presión verdadera = 10.000 + 0.0001 lb/pulg<sup>2</sup>

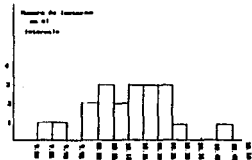
Aceleración = 0

Nivel de vibración = 0

Temperatura ambiental = 70 ± 1 °F

Número de la prueba	Lecturas de la escala lb/pulg <sup>2</sup>
1	10.02
2	10.20
3	10.26
4	10.20
5	10.22
6	10.13
7	9.12
8	10.12
9	10.09
10	9.90
11	10.05
12	10.17
13	10.42
14	10.21
15	10.23
16	10.11
17	9.98
18	10.10
19	10.04
20	9.81

Ahora supongamos que ordenamos las lecturas de la menor (9.81) la mayor (10.42) y que vemos cuantas lecturas quedan en cada intervalo de digamos, 0.05 lb/pulg<sup>2</sup>, empezando en 9.80. El resultado puede representarse gráficamente como en la figura 2-1

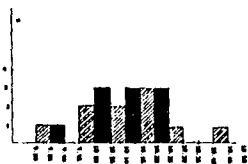


[fig. 2-1]

Supongamos que definimos la cantidad Z por:

$$Z = \frac{\text{(número de lecturas en un intervalo) / (número total de lecturas)}}{\text{anchura del intervalo}}$$

Reconstruyendo la gráfica de barras con una altura  $Z$  en cada intervalo. Este "histograma" se muestra en la siguiente figura 2-2.



[fig. 2-2]

Debemos aclarar, que la ecuación que representa a  $Z$  es el área de una barra determinada que es numéricamente igual a la probabilidad de que una lectura caiga en el intervalo asociado. El área de todo el histograma debe ser, entonces, 1.0 (100% = 1.0), ya que existe una probabilidad de 100% de que la lectura caiga en algún lugar entre los valores inferior y mayor, cuando menos, basándonos en los datos disponibles. Ahora si fuera posible hacer un número infinito de lecturas, cada una de ellas con un número infinito de cifras significativas, podríamos hacer los intervalos elegidos tan pequeños como quisiéramos y todavía cada intervalo contendría un número finito de lecturas. Así los escalones de la gráfica de la figura 2-2 se harían cada vez más pequeños, y la gráfica se aproximaría al límite de una curva lisa. Si tomamos este caso límite abstracto como modelo matemático para el caso físico real, la función  $Z=f(x)$  se llama *función de densidad probabilística* para el modelo matemático del proceso físico real. (Vea la siguiente figura 2-3)

De la definición básica de  $Z$ , debe estar claro que:  
La probabilidad de que la lectura quede entre  $a$  y  $b = P(a < x < b)$

$$a \text{ y } b = \int_a^b f(x) dx$$

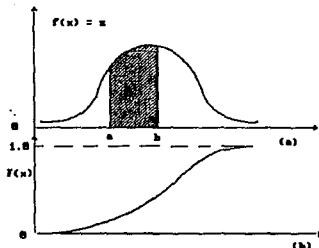
Del número infinito de formas posibles que pueden tener las funciones de densidad probabilística, un número relativamente pequeño ha encontrado modelos matemáticos útiles para aplicaciones prácticas. En efecto, una forma particular es la que casi domina.

La información probabilística se da algunas veces valiéndose de la función de distribución acumulativa  $F(x)$ , que se define por:

$F(x)$  = probabilidad de que la lectura sea menor que cualquier valor elegido de:

$$X = \int_{-\infty}^x f(x) dx$$

y se muestra en la siguiente figura 2-3.



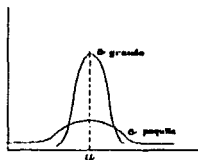
[fig. 2-3]

La función de densidad o de distribución más útil es la normal o gaussiana, que está dada por la fórmula:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad -\infty < x < +\infty$$

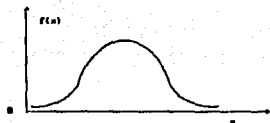
La ecuación define toda una familia de curvas que dependen de los valores numéricos particular de  $\mu$  (el valor medio) y de  $\sigma$  (la desviación estándar). La forma de la curva está determinada completamente por  $\sigma$ ;  $\mu$  sirve solamente para localizar su posición a lo largo del eje de las  $x$ . La función de distribución acumulativa

$F(x)$  no puede escribirse explícitamente en este caso, porque la integral de la ecuación no puede resolverse; sin embargo, la función se ha tabulado ejecutando la integración por métodos numéricos. La figura siguiente muestra que un pequeño valor de  $c$  indica una elevada probabilidad de que encontrará una "lectura" cerca de  $\mu$ .



La ecuación anterior muestra también de que existe una pequeña probabilidad de que ocurran lecturas muy grandes ( $\rightarrow \pm \infty$ ). Esta es una de las razones por la que una distribución gaussiana verdadera nunca puede ocurrir en el mundo real, las variables físicas están siempre limitadas a valores finitos. Por ejemplo, existe una probabilidad de cero de que la manecilla de un manómetro dé una lectura de 100 lb/pulg<sup>2</sup> cuando la amplitud de variación del manómetro es solamente de 20 lb/pulg<sup>2</sup>. Por tanto, las distribuciones reales deben tener, en general, sus "colas" cortadas, como en la figura 2-4.

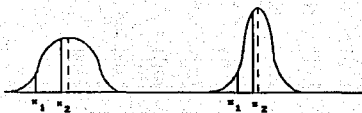




[fig. 2-4]

Aunque es posible que los datos reales no concuerden exactamente con la distribución gaussiana, muy a menudo se aproxima lo suficiente para permitir el uso del modelo gaussiano en los trabajos de ingeniería.

Distribución normal estándar Es la distribución normal con media cero y varianza igual a uno. La distribución normal y estándar se ilustran en la siguiente figura 2-5.



Puesto que todos los valores de  $x$  que se encuentran entre  $x_1$  y  $x_2$  tienen valores correspondientes de  $z$  entre  $z_1$  y  $z_2$ , el área bajo la curva entre las ordenadas  $x=x_1$  y  $x=x_2$  de la figura anterior es igual al área bajo la curva entre las correspondientes ordenadas  $z=z_1$  y  $z=z_2$ .

Con esto se ha reducido el número de tablas para el área bajo la curva normal a una sola, la de la distribución normal estándar. La tabla (\*\*\*\*) proporciona el área bajo la curva normal estándar correspondiente a la probabilidad para valores desde  $-3.49$  hasta  $3.49$ .

A fin de ilustrar el empleo de esta tabla, utilizaremos el ejemplo del manómetro para obtener la probabilidad de que una lectura caiga en el intervalo de  $-\infty$  a  $10.00$ . Para obtener la probabilidad de que nuestra lectura siga entre este intervalo es necesario estandarizar nuestras lecturas para poder entrar así a las tablas (\*\*\*\*), y para ello utilizaremos la fórmula siguiente:

$$z = \frac{x - \mu}{\sigma}$$

Este intervalo de  $x$  corresponde a un intervalo de  $z$  de  $-\infty$  a  $-0.79$ , ya que usamos la ecuación anterior con  $u = x = 10.11$  y

$\sigma = s = 0.14$  para calcular  $z$ . Ahora, la probabilidad de que una lectura quede en el intervalo de  $-\infty$  a  $-0.79$  es la misma que la que quede en  $+0.79$  a  $+\infty$ , ya que la curva gaussiana es perfectamente simétrica con respecto a  $z=0$ . Encontrando en la tabla para  $z = 0.79$ , vemos  $P(-\infty < z < 0.79)$  es  $0.7852$ . Así,  $P(0.79 < z < \infty)$  es  $(1.0000 - 0.7852) = 0.2148$ , y podríamos esperar, en una muestra de 20 tanteos que  $(20)(0.2148) = 4.296$  lecturas quedarían en el intervalo  $-\infty < x < 10.00$ . En realidad, encontramos que exactamente cuatro lecturas quedan dentro de este intervalo.

Teoría elemental del muestreo En estadística interesa principalmente el análisis de datos numérico. En un estudio particular, el número de posibles observaciones puede ser pequeño, grande pero finito, o bien infinito. A estas observaciones se les llama población. En años anteriores, la palabra población consideraba observaciones obtenidas a partir de estudios estadísticos realizados sobre conjunto de personas. En la actualidad, el término se utiliza para considerar observaciones acerca de algo de interés, ya sean grupos de personas, animales u objetos.

El número de observaciones en la población se define como el tamaño de está. Algunas poblaciones finitas son tan grandes, que en teoría se suponen que son infinitas. Pero en el campo de la inferencia estadística interesa lograr conclusiones concernientes a una población no importando el tamaño de está. Por ejemplo: al intentar determinar la duración promedio de cierta marca de focos, sería imposible probar todas ellas puesto que han de dejarse algunos para su venta. Por consiguiente se debe depender de un subconjunto de observaciones a partir de la población para poder realizar inferencias referentes a la misma. Esto lleva a la teoría del muestreo.

Una muestra es un subconjunto de una población, las cuales para inferir en la población deben de ser representativas de está. Con frecuencia se tiende a elegir una muestra seleccionando los elementos más convenientes de la población. Tal procedimiento de muestreo que permita obtener inferencias que sobreestimen o subestimen de manera consistente algunas características de la población, se dice que es *sesgado*. Para eliminar cualquier posibilidad de sesgo en el procedimiento de muestreo, es deseable recurrir a una muestra aleatoria en el sentido de que las observaciones se hacen de modo independiente y al azar.

Al seleccionar una muestra aleatoria de tamaño  $n$  de una población  $f(x)$ , se define que la variable aleatoria  $X_i, i=1,2,\dots,n$ , representa la  $i$ -ésima medición o valor de muestra que se observa. las variables aleatorias  $X_1, X_2, \dots, X_n$  constituirán entonces una muestra aleatoria de la población  $f(x)$  con valores numéricos  $x_1, x_2, \dots, x_n$  si las mediciones se obtienen al repetir el experimento  $n$  veces independientes esencialmente en las mismas condiciones. Ahora

bien, cualquier función de las variables aleatorias que constituyen una muestra aleatoria se llama estadístico.

Anteriormente vimos que dos parámetros,  $\mu$  y  $\sigma^2$ , determinan el punto medio y la variabilidad de una distribución de probabilidad. Estos son parámetros de población constantes, que en ninguna forma son afectados o influidos por las observaciones de una muestra aleatoria. Sin embargo se definirán algunos estadísticos importantes que describen valores correspondientes de una muestra aleatoria. Los estadísticos más comunes utilizados para determinar el punto medio de un conjunto de datos, dispuestos en orden de magnitud, son la *media*, la *mediana* y la *moda*.

**Media muestral** Si  $X_1, X_2, \dots, X_n$  constituyen una muestra aleatoria de tamaño  $n$ , entonces la media muestral se define como el estadístico.

$$\bar{X} = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n}$$

Obsérvese que el estadístico  $\bar{X}$  toma el valor de  $\bar{x} = \sum_{i=1}^n x_i/n$  cuando  $X_i$  toma el valor de  $x_i$  y así sucesivamente.

**Mediana de la muestra** Si  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , constituyen una muestra aleatoria de tamaño  $n$ , dispuesta en orden creciente de magnitud, entonces la mediana de la muestra se define como el estadístico

$$\bar{X} = \begin{cases} X_{(n+1)/2} & \text{si } n \text{ es impar} \\ \frac{X_{(n/2)} + X_{(n/2)+1}}{2} & \text{si } n \text{ es par} \end{cases}$$

**Moda** Si  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , que no son necesariamente diferentes, constituyen una muestra aleatoria de tamaño  $n$ , es entonces la moda  $M$  es el valor de la observación que ocurre más a menudo o con la mayor frecuencia. La moda puede no existir, y cuando existe no es necesariamente única. En algunos conjuntos de datos puede haber varios valores que figurar más a menudo, en cuyo caso se tiene más de una moda.

Las estadísticas más importantes para determinar la variabilidad de una muestra aleatoria son el *rango* y la *variancia*. El más sencillo de calcular es el rango

**Rango** El rango de una muestra aleatoria  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , se define por el estadístico  $X_{(n)} - X_{(1)}$ , donde  $X_{(n)}$  y  $X_{(1)}$  son, respectivamente, las observaciones mayor y menor de la muestra.

**Varianza** Si  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , constituyen una muestra aleatoria de tamaño  $n$ , entonces la varianza muestral se define como el estadístico:

$$S^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n-1}$$

**Desviación estándar muestral** La desviación estándar muestral designada por  $S$ , es la raíz cuadrada positiva de la varianza muestral.

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n-1}}$$

Ahora la distribución de probabilidad de un estadístico se le llama *distribución muestral*.

La distribución muestral dependerá del tamaño de la población, del tamaño de las muestras y del método de selección de las muestras.

**Distribución muestral de medias** Se define mediante la siguiente fórmula

$$\mu_x = \frac{\mu + \mu + \dots + \mu}{n} = \mu$$

Como se puede observar, el resultado es el valor medio de toda la población.

**Desviación estándar de la distribución de medias** Se define mediante la siguiente ecuación:

$$\sigma_x = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}$$

[0000]

En el campo de medición e instrumentación, interesa tomar medidas exactas con la mayor precisión posible, es decir, lecturas de instrumentos más próximas al valor verdadero de la variable dentro del menor intervalo de imprecisión; en otras palabras, lecturas que nos permitan estimar la media poblacional  $\mu$  (el valor verdadero de la variable) dentro del menor intervalo de valores con un alto nivel de confianza.

A partir de las distribuciones muestrales y sus estadísticos es posible estimar los parámetro de la población dentro de un cierto intervalo de confianza.

Conociendo la desviación estándar de las medias es posible determinar los límites de confianza sobre los cuales se encuentra el verdadero valor de  $\mu$ , siempre y cuando el valor de  $n > 20$ . El intervalo está dado por la siguiente ecuación:

$$(\bar{x} - z\sigma_x) < \mu < (\bar{x} + z\sigma_x)$$

donde

$\bar{x} - z\sigma_x$  es el límite de confianza inferior

$\bar{x} + z\sigma_x$  es el límite de confianza superior

La anchura de el intervalo de confianza depende del nivel de confianza requerido. Por ejemplo, si  $z=3$  en la ecuación anterior encontramos un intervalo de confianza existente por ello la probabilidad de que la media de la población se encuentre en este intervalo es de 99.7%. Para los niveles de confianza de 99.9, 99.0, y 95.0 por ciento, los correspondientes valores de  $z$  en la ecuación son 3.30, 2.57, y 1.96, respectivamente así como al ancho del intervalo de confianza aumenta también la probabilidad de que la media de la población se encuentre dentro de este intervalo. Comúnmente se usan los niveles de confianza y sus intervalos correspondientes

99.9% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	3.30 $\sigma_x$
99.7% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	3.00 $\sigma_x$
99.0% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	2.57 $\sigma_x$
95.0% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	1.96 $\sigma_x$
90.0% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	1.65 $\sigma_x$
80.0% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	1.28 $\sigma_x$
68.3% nivel de confianza	-intervalo $\bar{x} \pm$	1.00 $\sigma_x$

60.0% nivel de confianza -intervalo  $\bar{x} \pm 0.84 \sigma_x$

Otra forma de ver el intervalo de confianza es por medio del ejemplo del manómetro, en el cual si suponemos que nuestra distribución real es aproximadamente gaussina, podemos predecir, por ejemplo que si se tomaran más lecturas, 99.7% caerían dentro  $\pm 0.42$  lb/pul<sup>2</sup> de  $x=10.11$  lb/pul<sup>2</sup>. Esto es ya que nuestra  $\sigma=0.14$ , al multiplicar por 3 da como resultado 0.42, que es una estimación del valor de la lectura se encuentre en este intervalo

**t-student's**: Cuando la muestra es pequeña  $n < 20$ , la desviación estándar  $\sigma_x$  no proporciona una verdadera estimación de la desviación  $\sigma$  de la población por ello se debe de manejar una nueva ecuación para muestras pequeñas, la cual es la siguiente

$$[\bar{x} - t(\alpha)\sigma_x] < u < [\bar{x} + t(\alpha)\sigma_x]$$

Donde  $t(\alpha)$  es el estadístico conocido como t-Student's. La distribución de Student's es definida por la ecuación siguiente

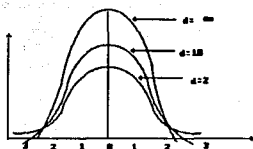
$$f(t) = F_0 \left( 1 + \frac{t^2}{d} \right)^{-(d+1)/2}$$

donde

$F_0$  es la frecuencia relativa cuando  $t=0$  requerida para hacer el área total debajo de la curva de la función  $f(t)$  igual a la unidad

$d$  es el numero de grados de libertad ( $d = n-1$  en esta aplicación)

La función de distribución es mostrada en la figura 2-6 para diferentes grados de libertad  $d$ .



[fig. 2-6]

Esto muestra como los grados de libertad vienen a agrandar la distribución de Student's, ocasionando que tome la forma de la distribución normal. El área debajo de la distribución de Student's es una cantidad importante, esta puede ser usada para determinar  $t(\alpha)$ . También sea calculado el área de la distribución por medio de tablas donde  $t \rightarrow -\infty$  hasta una  $t_1$ . El termino  $t(\alpha)\sigma_x$  en la ecuación representa una medida del intervalo entre la estimación de la media y por otro lado, los límites del intervalo de confianza. Esta  $t(\alpha)$  depende del tamaño de  $n$  en la muestra, el termino  $t(\alpha)\sigma_x$  puede ser usado para estimar el tamaño de la muestra requerido para hacer una estimación de la media con un porcentaje relativamente grande de seguridad. Para denotar el ancho de banda del intervalo de confianza como  $2\delta$  y usando la ecuación siguiente, el número de elementos de la muestra puede ser expresado como:

$$n = [t(\alpha)\sigma_x/\delta]^2$$



El uso de la ecuación puede ser ilustrado considerando los datos de la tabla:

DATO	VALOR	DATO	VALOR
1	65.0	11	79.0
2	68.3	12	79.2
3	72.2	13	79.9
4	73.5	14	80.3
5	74.0	15	81.1
6	75.2	16	82.6
7	76.8	17	84.0
8	77.7	18	85.5
9	78.1	19	87.0
10	78.8	20	89.8

donde  $\sigma_x = 6.04$  y  $\bar{x} = 78.4$ . Si la estimación de  $\mu$  es verdadera a  $\pm 5$  por ciento con una relatividad de 95 por ciento entonces el intervalo de confianza se encuentra a la mitad del ancho de banda  $2\delta$

$$\delta = (0.05)(78.4) = 3.92$$

Entonces  $t(\alpha)$  depende de  $n$ , para establecer una solución probable, es necesario establecer el tamaño de la muestra la cual satisface las especificaciones. Para los datos de la tabla,  $n=20$ ; por ello  $d=19$  y  $t(\alpha) = t(0.975) = 2.09$  calculado a partir de la tabla de valores de la  $t$  de student's. La evaluación de  $t(\alpha) = t(0.975)$  estamos excluyendo un 2.5% de la distribución en un solo lado, pero si querríamos uniformizar esto a un 2.5% en ambos lados de la curva, evaluaríamos en 95%.

Regresamos a nuestro ejemplo y evaluando obtenemos

$$n = [(2.09)(6.04)/(3.92)]^2 = 10.4$$

Ahora con  $n=11$ ,  $d=10$  y  $t(\alpha) = 2.23$  entonces

$$n = [(2.23)(6.04)/(3.92)]^2 = 11.8$$

Finalmente, con  $n=12$ ,  $d=11$ , y  $t(\alpha) = 2.20$

$$n = [(2.20)(6.04)/(3.92)]^2 = 11.5$$

Esto es una muestra de tamaño 12 puede ser suficiente para asegurar una precisión de  $\pm 5\%$  con un intervalo de confianza de 95%. Este simple ejemplo muestra como el tamaño de una muestra puede ser

reducida y por consiguiente reducir los costos que pudiesen ocasionar.

Si nosotros seguimos aumentando el tamaño del grado de libertad ningún número calculado se acercara tanto al valor de  $n$  como  $d=11$ .

Vi al cuadrado ( $\chi^2$ ) Este método sirve para comprobar la normalidad (de la distribución gaussiana), dando conclusiones sobre una base más cuantitativa, pero todavía contiene un elemento de incertidumbre, como debe ser, ya que las distribuciones gaussianas perfectas simplemente no existen en la naturaleza. La distribución gaussiana exacta que se toma como modelo matemático de la distribución real tiene los parámetros  $\mu$  y  $\sigma$ . Los valores verdaderos de estos números no pueden conocerse con exactitud; pueden simplemente estimarse a partir de los datos tomados en la distribución real. Para estimar lo aproximado a la normalidad de un conjunto de datos. El primer paso es ordenar los datos de menor a mayor y luego agruparlos de manera que ningún grupo tenga menos de cuatro o cinco miembros. Para llevar a cabo la prueba, debe haber muestras de cuando menos 16 lecturas. Cuando mayor sea la muestra, tanto más significativa será la prueba. La cantidad  $\chi^2$  se define como sigue:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \frac{(n_o - n_e)^2}{n_e}$$

donde

- $n_o$  = número de lecturas observadas realmente en un intervalo dado (grupo).
- $n_e$  = número de lecturas que se observarían en el mismo intervalo si la distribución fuera normal, es decir, con  $\mu=x$  y  $\sigma=s$
- $n$  = número de grupos.

Es necesario explicar cómo se calcula el número  $n_e$ . Utilizaremos las tablas de distribución gaussiana.

Estas tablas permiten calcular el número  $n_e$  como sigue:

- 1- Utilicemos nuevamente el ejemplo del manómetro
- 2- Haremos el cálculo de  $n_e$  para el mismo intervalo  $[-\infty$  a  $10.00]$
- 3- Estandarizamos nuestro intervalo mediante la ecuación

$$z = \frac{x - \mu}{\sigma}$$

4- Con el valor que obtuvimos de  $x = [-\infty$  a  $0.79]$  buscamos su valor correspondiente en la tabla de la distribución estándar (o gaussiana) que es igual a  $0.7852$ .

5- Obtenemos el área a la derecha de la distribución estándar

$1.000 - 0.7852 = 0.2148$  y podríamos esperar que una muestra de 20 observaciones que  $(20)(0.2148) = 4.296$  lecturas que estarán en el intervalo que también es el valor de  $n_e$ .

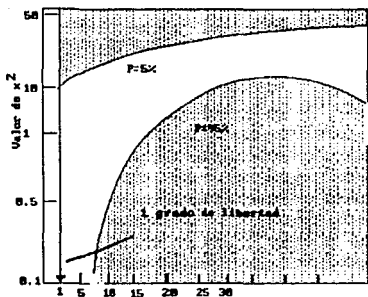
Todas las demás entradas se encuentran de la misma manera

Número del grupo	intervalo de x	intervalo de z	$n_1$	$n_0$	$\frac{(n_0 - n_1)^2}{n_e}$
1	$-\infty$ a 10.00	$-\infty$ a -0.79	4.296	4	0.020
2	10.00 a 10.095	-0.79 a -0.107	4.864	4	0.153
3	10.09 a 10.15	-0.107 a 0.286	3.080	4	0.274
4	10.15 a 10.215	0.286 a 0.75	3.220	4	0.189
5	10.215 a $\infty$	0.75 a $\infty$	4.532	4	0.062

Esto es  $\chi^2 = 0.689$

0.689

Para hacer las interpretaciones finales de esta prueba, debe conocerse el número de "grados de libertad". Este es numéricamente igual al número de grupos menos 3, y, por tanto, en el presente ejemplo tenemos 2 grados de libertad. El significado del valor numérico de  $\chi^2$  se da en la figura 2-7.



[fig. 2-7]

que se interpreta como sigue: si hubiéramos tenido una distribución gaussiana perfecta con  $\mu=10.11$  y  $\sigma=0.14$  de la cual sacamos una muestra de 20 lecturas, no obtendríamos, en general un valor de  $x^2$  de cero. Es decir, debido a la naturaleza aleatoria que su población de origen, y cuanto más pequeña es la muestra tanto más probable es que, precisamente por casualidad, se haya tomado una muestra que no parezca ser gaussiana.

En la figura existe una probabilidad de 5% de que  $x^2$  caiga arriba de la curva superior si la distribución fuera en realidad gaussiana con  $\mu=10.11$  y  $\sigma=0.14$ , y similarmente, una probabilidad de 95% de que caiga arriba de la curva inferior. Así, si calculamos un valor de  $x^2$  que quede en cualquier región sombreada, es muy poco probable, aunque no imposible que la muestra venga de la distribución gaussiana supuesta. ( Los valores de 5% y 95% se eligieron algo arbitrariamente. Para otros porcentajes que elijan se dispone de tablas.) Si el punto no queda en la zona sombreada, podemos solamente decir que no existe una gran evidencia del comportamiento no gaussiano.

**PROBABILIDAD DE LOS ERRORES** La ley gaussiana o normal; de los errores forma la base del estudio analítico de los efectos al azar. Aun cuando el tratamiento matemático de este tema está más allá de los alcances de estos apuntes, se establecen los siguientes postulados cualitativos basados en la ley normal:

- a) Todas las observaciones incluyen pequeños disturbios, llamados errores al azar.
- b) Los errores al azar pueden ser positivos o negativos.
- c) Existe una probabilidad igual de tener errores al azar positivos y negativos

Por consiguiente podemos esperar que las mediciones observadas incluyan errores positivos y negativos en igual cantidad, de tal forma que el error total sea pequeño y el valor sea el valor verdadero de la medida variable.

Las posibilidades para formar la curva de distribución de los errores se pueden establecer como sigue:

- a) Errores pequeños son más probables que los errores grandes.
- b) Errores muy grandes son muy improbables.
- c) Hay una probabilidad igual de tener errores positivos y negativos de tal forma que la probabilidad de un error será simétrica alrededor del valor nulo

**Error límite** En la mayoría de los instrumentos la exactitud se garantiza hasta cierto porcentaje de la lectura de plena escala. Los componentes del circuito (tales como condensadores, resistencias, etc.) se garantizan dentro de un cierto rango de su valor nominal. Los límites de estas desviaciones del valor especificado se conocen como *errores límites* o *errores garantizados*. Por ejemplo si una resistencia se especifica como  $500\Omega \pm 10\%$ , el fabricante garantiza que la resistencia del elemento cae entre los límites del  $450\Omega$  y  $550\Omega$ . El fabricante no especifica la desviación estándar o el error probable, pero promete que el error no es mayor que el límite establecido.

**ANÁLISIS DE INCERTIDUMBRE EN EL PROCESO DE MEDICIÓN** El realizar un análisis de las mediciones tiene como objetivo obtener el valor más cercano al real, este valor real es muy difícil de alcanzar debido a todo el ambiente que rodea a una medición, el cual consiste en factores inherentes al instrumento, o ajenos a él. Por ello cuando se tiene un valor probable de una medición, está tiene un grado de *inexactitud* o *incertidumbre*.

Todas la medidas que encontremos estarán formadas de la siguiente forma (valor estimado al verdadero)  $\pm$  [incertidumbre].

Por ejemplo cuando encontramos que  $p=100 \text{ kn/m}^2 \pm 1 \text{ kn/m}^2$ , nos esta especificando que la persona que realizo la medición cree que el grado de incertidumbre se encuentra en ese rango.

Si recientemente se ha realizado una calibración muy cuidadosa de un instrumento, con patrones o estándares de muy alta precisión, entonces el investigador tiene justificantes para designar una incertidumbre más baja a las mediciones que si se hubiera realizado con un manómetro o instrumento de historia de calibración desconocida.

Ahora la ecuación anterior puede escribirse  $p=100 \text{ kn/m}^2 \pm 1 \text{ kn/m}^2 (20 \text{ a } 1)$  donde la persona que realizo la medición apuesta 20 a 1 que la medición de precisión está dentro de  $\pm 1 \text{ kn/m}^2$ .

Supongase que se realiza un conjunto de mediciones y que la incertidumbre en cada medición se expresa con la misma probabilidad, entonces, estas mediciones se usan a fin de calcular el resultado deseado de los experimentos. Se desea estimar la incertidumbre en el resultado calculado con base en las incertidumbres de las mediciones primarias. El resultado R es una función dada de las variables independientes  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$  por tanto

$$R=R(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$$

Sea  $w_n$  la incertidumbre en el resultado  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$  las incertidumbres en las variables independientes. Si las incertidumbres en las variables independientes tienen la misma probabilidad, entonces la incertidumbre en el resultado, según estas probabilidades, es:

$$w_R = \left[ \left( \frac{\partial R}{\partial x_1} w_1 \right)^2 + \left( \frac{\partial R}{\partial x_2} w_2 \right)^2 + \dots + \left( \frac{\partial R}{\partial x_n} w_n \right)^2 \right]^{1/2} \quad [1]$$

Ejemplo la resistencia de cierto tamaño de alambre de cobre está dada como:

$$R = R_0 [ 1 + \alpha(T-20) ]$$

donde  $R_0 = 6 \Omega \pm$  es la resistencia a  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\alpha = 0.004 \text{ }^\circ\text{C}^{-1} \pm 1\%$  es el coeficiente de temperatura de la resistencia, y la temperatura del alambre es  $T=30 \pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$ . Calcúlese la resistencia del alambre y su incertidumbre.

$$R=(6) [ 1 + (0.004)(30-20) ] = 6.24 \Omega$$

La incertidumbre se calcula por la aplicación de la ecuación anterior

$$\frac{\partial R}{\partial R_0} = 1 + \alpha(T-20) = 1 + (0.004)(30-20) = 1.04$$

$$\frac{\partial R}{\partial T} = R_0 \alpha = (6)(0.004) = 0.024$$

$$\frac{\partial R}{\partial T} = R_0 \alpha = (6)(0.004) = 0.024$$

$$w_{R_0} = (6)(0.003) = 0.018 \Omega$$

$$w_{\alpha} = (0.004)(0.001) = 4 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$w_T = 1 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Debe observarse en forma particular que la propagación de incertidumbre en el resultado  $w_R$  predicho por la ecuación (1) depende de los cuadrados de las incertidumbres en la variable independiente,  $w_n$ . Esto significa que si la incertidumbre en una variable es significativamente más grande que las incertidumbres en las otras variables, por ejemplo, por un factor de 5 o 10, entonces la incertidumbre más grande predomina y las otras quizá pueden despreciarse.

Como ejemplo supóngase que hay 3 variables con un producto de sensibilidad e incertidumbre  $[(\partial R/\partial x) w_n]$  de magnitud 1 y una variable con una magnitud de 5. La incertidumbre en el resultado es

$$\sqrt{\frac{1}{5^2 + 1^2 + 1^2 + 1^2}} = \sqrt{28} = 5.29$$

La importancia de esta breve indicación en relación con la magnitud relativa de las incertidumbres es evidente cuando se valora el diseño de un experimento, la adquisición de instrumental, etc. Se gana muy poco tratando de reducir las "pequeñas" incertidumbres, debido a que predominan las "grandes", en la propagación de cuadrados y cualquier mejora en el resultado global del experimento debe lograrse por la mejora del instrumento o de la técnica en relación con esas incertidumbres relativas grandes.

**CRITERIO PARA LA SELECCIÓN DE DATOS EXPERIMENTALES-** Anteriormente fue contemplado que, una serie de mediciones pueden formar una distribución normal, y que la desviación estándar de la distribu-

ción de medias representa la dispersión del valor verdadero con respecto a la media. También hay que recordar que existen una gran cantidad de errores en torno a la variable de medición, por ello los métodos estadísticos que hasta ahora se han estudiado no resuelven los problemas de obtener la precisión en la calibración del instrumento.

Existen procedimientos estadísticos que pueden ser utilizados para saber si algunos de los datos son erróneos en un experimento o en una medición.

Estos datos que parecen dudosos son comparados con otra colección de datos, y el experimentador puede decidir en base a la desviación si el dato es verdadero o falso (para ser descartado) o dudosos pero dentro de las condiciones reales (para ser retenido). Un método estadístico conocido como el criterio de Chebyshev es una herramienta que sirve para tomar la decisión, de descartar o aceptar un dato.

La aplicación del criterio de Chebyshev requiere realizar el siguiente cálculo:

$$DR = \frac{x_i - \bar{x}}{S_i}$$

donde

- $x_i$  Es el dato sobre el cual se tiene duda
- $\bar{x}$  Es la media
- $S_i$  Desviación estándar de la distribución de medias

Este resultado es comparado con  $DR_0$ , que es un factor que depende del número de datos.

El punto es descartado cuando

$$DR > DR_0$$

Y el dato es conservado cuando

$$DR < = DR_0$$



Los valores de  $DR_0$  Son listados en la tabla siguiente

Numero n	Coefficiente $RD_0$	numero n	Coefficiente $DR_0$
2	1.15	15	2.13
3	1.38	25	2.33
4	1.54	50	2.57
5	1.65	100	2.81
7	1.80	300	3.14
10	1.96	500	3.29

Si el examen estadístico de las ecuaciones anteriores indica que un dato con valor dudoso debe ser eliminado de conjunto de datos, entonces se tendrá que recalcular la media y desviación estándar de la muestra. El método de Chebyshev puede ser aplicado solo para eliminar un dato que presenta apariencia dudosa. Si existe una gran cantidad de datos con apariencia dudosa, entonces esto indica que el instrumento con el que se realizan las mediciones es inadecuado o que el proceso de que se esta investigando es extremadamente variable.

## MEDICIÓN DE VARIABLES ELÉCTRICAS

Existen muchos instrumentos y métodos diferentes utilizados para medir corriente y voltaje. Las mediciones de voltaje se efectúan con una variedad de dispositivos tales como los voltímetros electromecánicos, voltímetro de tubos al vacío, voltímetro digital, osciloscopio y potenciómetro. Para medir corriente se utiliza el instrumento llamado amperímetro. Algunos amperímetros operan sensando directamente la corriente, mientras otros la determinan indirectamente a partir de una variable asociada tal como el voltaje .

Un amperímetro siempre se conecta en *serie* a una rama del circuito y mide la corriente que fluye por ella. Un amperímetro ideal debería ser capaz de realizar la medición sin cambiar o crear disturbios en la corriente de rama. Tal medición libre de disturbios sería posible si el medidor aparece como un cortocircuito al flujo de la corriente. Sin embargo, los amperímetros reales siempre poseen alguna resistencia interna y la corriente en la rama puede cambiar debido a la inserción del medidor.

Por el contrario un voltímetro se conecta en *paralelo* con los elementos en los cuales se desea conocer la diferencia de potencial (voltaje). Así como el amperímetro ideal, el voltímetro ideal no debe cambiar la corriente y el voltaje en el circuito bajo prueba. Tal medición ideal de voltaje se puede lograr si el voltímetro no drena corriente del circuito. El voltímetro debe aparecer como un circuito abierto entre los puntos a través de los cuales se conecta. Sin embargo, la mayoría de los voltímetros actuales necesitan tomar una pequeña corriente para funcionar y por tanto afectan el circuito bajo prueba.

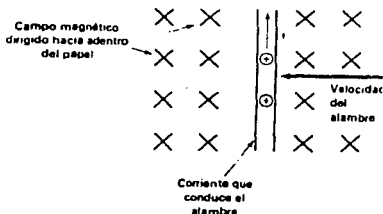
Los instrumentos mas simples utilizados comúnmente para medir las cantidades eléctricas de voltaje y corriente en el laboratorio son los medidores electromecánicos de corriente directa (cd) y corriente alterna (ca).

### **PRINCIPIO Y OPERACION DE MEDIDORES ELECTRICOS**

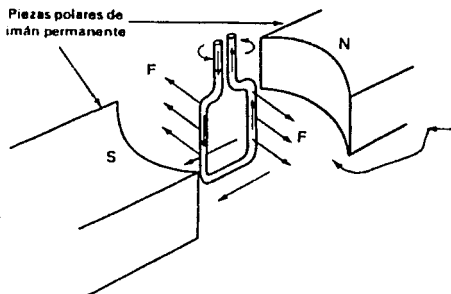
Movimiento del galvanómetro D'Arsonval El mecanismo detector más común utilizado en los amperímetros y voltímetros de cd es un dispositivo detector de corriente. Este mecanismo fue desarrollado por D'Arsonval en 1881 y se le llama el movimiento de imán permanente y bobina móvil o D' Arsonval. También se utiliza en los óhmetros, medidores de ca con rectificador y puentes de impedancias. Su amplia aplicación se debe a su sensibilidad y exactitud extremas. Corrientes menores de 1  $\mu$ A se pueden detectar en medidores de este tipo disponibles en el comercio. (Algunos instrumentos especiales de laboratorio, que utilizan el movimiento

D'Arsonval, pueden medir corrientes tan pequeñas como  $1.0 \times 10^{-13}$  A.) El movimiento detecta la corriente utilizando la fuerza que resulta de la interacción de un campo magnético y una corriente que fluye a través del campo. La fuerza se utiliza para generar un movimiento mecánico, el cual se mide en una escala calibrada.

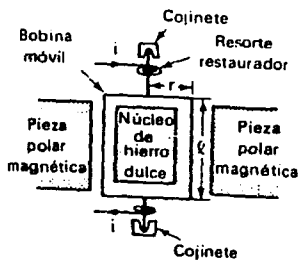
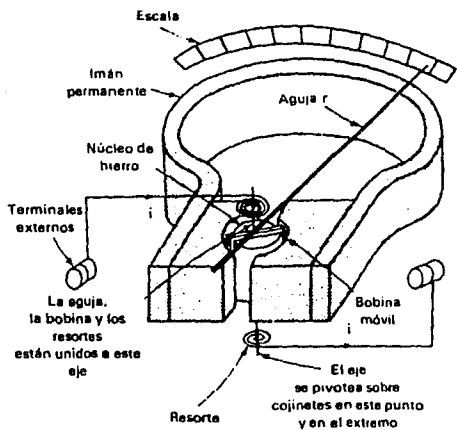
Un conjunto de cargas que se mueven perpendicularmente al flujo de un campo magnético experimentan una fuerza. Puesto que la corriente que fluye en un alambre se debe a un movimiento de cargas, éstas cargas experimentarán una fuerza magnética si el alambre se orienta apropiadamente a un campo magnético. La fuerza se transmite a los átomos del alambre por medio de las cargas y el alambre mismo también experimenta la fuerza. Por ejemplo, coloquemos un alambre en un campo orientado como se muestra en la figura siguiente.



Si la corriente fluye hacia arriba en el alambre, la fuerza que experimenta el alambre lo obligará a moverse a la derecha. Si doblamos el alambre en la forma de una bobina rectangular y lo suspendemos en el mismo campo magnético, la fuerza resultante sobre el alambre tenderá a rotar la bobina como se muestra en la figura siguiente.



El movimiento que patentó D' Arsonval se basa en este principio y se muestra en la figura siguiente:



Una bobina de alambre se une a un eje el cual se pivotea sobre un cojinete de piedra. La bobina puede rotar en el espacio entre un núcleo cilíndrico de hierro y dos piezas polares magnéticas.

Las piezas polares crean el campo magnético y el núcleo de hierro sirve para limitar el campo al entrehierro entre él y las piezas polares. Si se aplica una rotación. Dos resortes pequeños suministran un torque (fuerza rotacional) que se opone al torque magnético. La tensión de los resortes está calibrada de tal forma que una corriente conocida produzca una rotación con un ángulo especificado. (Los resortes también sirven para conectar la corriente eléctrica a la bobina) Una aguja muy liviana muestra la rotación en una escala calibrada.

La deflexión de la aguja es directamente proporcional a la corriente que fluye en la bobina, teniendo como condición que el campo magnético sea uniforme y la tensión en los resortes sea lineal. Por ejemplo si la escala del medidor es lineal, la exactitud del movimiento D' Arsonval utilizado en los medidores comunes de laboratorio es cerca del 1 por ciento de la lectura de plena escala.

El torque  $\tau_D$  (fuerza multiplicada por la distancia radial) desarrollado para una corriente dada  $i$ , determina la sensibilidad del movimiento. Entre mas grande sea el torque para una corriente determinada, más pequeña será la corriente que puede detectar. Este torque depende del número de vueltas ( $N$ ) y la longitud ( $l$ ) del conductor perpendicular al campo magnético y la intensidad del campo ( $B$ ). La expresión matemática para el torque es

$$\tau_D = f \cdot r = B(2Nl)i \cdot r = 2NBrl i$$

El factor 2 se debe a que existen dos secciones de alambre vertical por cada vuelta de la bobina. Valores típicos de  $B=0.15-0.5 \text{ Wb/m}^2$  y  $N=20-100$  vueltas.

Al incrementar el número de vueltas de la bobina también se incrementa la resistencia del alambre, puesto que se incrementa su longitud. Por consiguiente, este método de incrementar la sensibilidad de la bobina, también hace el movimiento menos ideal.

Los dos tipos de escalas generalmente empleados con el movimiento D' Arsonval son: los que tienen el cero en el centro de la escala y los que tienen el cero al extremo izquierdo de la escala. (Los movimientos se ajustan de tal forma que indiquen cero en cada escala cuando no fluya corriente. El tornillo que se encuentra en ambas escalas se utiliza para hacer este ajuste.)

**Sensibilidad del galvanómetro** Generalmente se emplean tres definiciones de sensibilidad para su especificación en los

galvanómetros: a) sensibilidad de corriente, b) sensibilidad de voltaje y c) sensibilidad de megohmios.

La sensibilidad de corriente Se define como la relación entre la deflexión del galvanómetro y la corriente que la produce. La corriente se expresa normalmente en microamperios y la deflexión en milímetros.

Para los galvanómetros que no tienen una escala calibrada en milímetros, la deflexión se puede expresar en divisiones de la escala. La sensibilidad de corriente es

$$s_1 = \frac{d}{I} \frac{\text{mm}}{\mu\text{A}} \quad [3-1]$$

donde

- d = deflexión del galvanómetro en divisiones de la escala o en mm
- I = corriente en el galvanómetro en  $\mu\text{A}$

La sensibilidad de voltaje se define como la relación entre la deflexión del galvanómetro y el voltaje que la produce. Por tanto, la sensibilidad de voltaje se puede expresar en forma siguiente:

$$s_v = \frac{d}{V} \frac{\text{mm}}{\text{mV}} \quad [3-2]$$

donde

- d = deflexión del galvanómetro en divisiones de la escala o en mm
- V = voltaje aplicado al galvanómetro en mV

Se acostumbra considerar el galvanómetro junto con su resistencia crítica de amortiguamiento y por esta razón la mayoría de los fabricantes especifican la sensibilidad de voltaje de un galvanómetro en mm/mV

Sensibilidad de megohmios Se define como el número de megohmios que se requieren conectar en serie con el galvanómetro ( con la resistencia crítica externa de amortiguamiento en corto) para producir una deflexión de una división en la escala cuando se aplica al circuito 1 V. Puesto que la resistencia equivalente del

galvanómetro en estas condiciones es despreciable comparada con el número de megohmios conectados en serie con él, la corriente aplicada es prácticamente igual a  $1/R \mu A$  y produce una deflexión de una división. Numéricamente la sensibilidad de megohmios es igual a la sensibilidad de corriente y por consiguiente:

$$S_R = \frac{d}{I} = S_I \frac{mm}{\mu A} \quad [3-3]$$

donde

d= Deflexión del galvanómetro en divisiones de la escala o en mm

I= corriente en el galvanómetro en  $\mu A$

Una cuarta sensibilidad se emplea con los galvanómetros balísticos. Se llama sensibilidad balística y se define como la relación entre la máxima deflexión,  $d_m$ , del galvanómetro y la cantidad de carga Q en un sólo pulso que produce esta deflexión. Entonces:

$$S_D = \frac{d_m}{Q} \frac{mm}{\mu C} \quad [3-4]$$

donde

$d_m$ = máxima deflexión del galvanómetro en divisiones de la escala o en mm

Q = cantidad de electricidad en  $\mu C$

Resistencia crítica de amortiguamiento Para cualquier galvanómetro se puede encontrar el valor de la resistencia que produce un amortiguamiento crítico, la cual es una constante importante del galvanómetro. El torque de amortiguamiento dinámico producido por esta resistencia depende de la resistencia total del circuito: entre más pequeña es la resistencia total del circuito, mayor es el torque de amortiguamiento.

Una forma de determinar la resistencia crítica de amortiguamiento consiste en observar la oscilación del galvanómetro cuando se le aplica o suprime una corriente a la bobina. Se empieza con una condición de oscilación y se decrece.

Una determinación en esta forma no es muy precisa, pero es adecuada para la mayoría de los propósitos prácticos. El valor de esta resistencia se puede calcular a partir de los parámetro del galvanómetro.



Ejemplo:

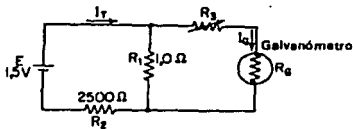
Mediante el circuito de la figura siguiente se prueba un galvanómetro donde

$$E = 1,5 \text{ V}$$

$$R_1 = 1,0 \ \Omega$$

$$R_2 = 2,500 \ \Omega$$

$$R_3 = \text{variable}$$



Con  $R_3$  en  $450 \ \Omega$ , la deflexión del galvanómetro es de 150 mm y con  $R_3$  en  $950 \ \Omega$ , la deflexión se reduce a 75 mm. Calcular a) la resistencia del galvanómetro, b) la sensibilidad de corriente del galvanómetro.

SOLUCION

a) la fracción de corriente total  $I_T$  que pasa por el galvanómetro es igual a

$$I_G = \frac{R_1}{R_1 + R_3 + R_G} \times I_T$$

Puesto que para  $R_3 = 450 \ \Omega$ , la deflexión es de 150 mm y para  $R_3 = 950 \ \Omega$ , de 75 mm, la corriente para el galvanómetro en el segundo caso es la mitad de la corriente que en el primer caso. Por tanto, podemos escribir

$$I_{G1} = 2I_{G2} \text{ o } \frac{1,0}{1,0 + 450 + R_G} = \frac{(2)(1,0)}{1,0 + 950 + R_G} \times I_T$$

y resolviendo para  $R_G$  da  $R_G = 49 \ \Omega$ .

(b) La resistencia total del circuito de la figura es  $R$  entonces

$$R_T = R_2 + \frac{R_1(R_3 + R_g)}{R_1 + (R_3 + R_g)} = 2.5000 \Omega$$

$$I_T = \frac{1,5V}{2.5000} = 0,6 \text{ mA}$$

Para  $R_3 = 450 \Omega$ , la corriente en el galvanómetro  $I_g$  es

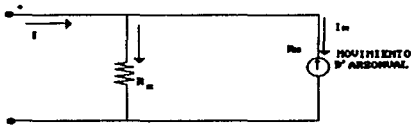
$$I_{g1} = \frac{R_1}{R_1 + R_3 + R_g} \times I_T$$

$$= \frac{1,0}{1,0 + 450 + 49} \times 0,6 \text{ mA} = 1,2 \mu\text{A}$$

$$S_1 = \frac{150 \text{ mm}}{1,2} = 125 \text{ mm}/\mu\text{A}$$

#### AMPERIMETRO DE CD

**Resistencia en derivación** El movimiento básico de un amperímetro de cd es un galvanómetro. Puesto que el devanado de la bobina móvil es pequeño y ligero, solamente puede conducir pequeñas corrientes. Cuando se van a medir corrientes grandes es necesario desviar la mayor parte de la corriente a través de una resistencia en derivación, llamada *shunt*, como se muestra en la figura siguiente:



La resistencia en derivación se puede calcular aplicando el análisis convencional de circuitos a la figura anterior.

donde

$R_m$  = resistencia interna del movimiento (la bobina)

$R_s$  = resistencia del shunt

$I_m$  = corriente de deflexión de plena escala del movimiento

$I$  = corriente de plena escala del amperímetro incluyendo el shunt

Puesto que la resistencia en derivación está en paralelo con el movimiento del medidor, la caída de voltaje a través del shunt y del movimiento D'Arsonval (medidor) debe ser la misma y por tanto podemos escribir

$$V_{shunt} = V_{movimiento} \quad [3-5]$$

$$I_s R_s = I_m R_m \text{ y } R_s = \frac{I_m R_m}{I_s} \quad [3-6]$$

Puesto que  $I_s = I - I_m$ , podemos escribir

$$R_s = \frac{I_m R_m}{I - I_m} \quad [3-7]$$

Ejemplo: Un movimiento de un medidor de 1 mA con una resistencia de  $100\Omega$  se va a convertir en un amperímetro de 0 - 100 mA. Calcular el valor de la resistencia en derivación requerida.

$$I_s = I - I_m = 100 - 1 = 99 \text{ mA}$$

$$R_s = \frac{I_m R_m}{I_s} = \frac{1 \text{ mA} \times 100 \Omega}{99 \text{ mA}} = 1.001 \Omega$$

La resistencia en derivación empleada como movimiento básico puede construirse de un alambre de resistencia constante con la temperatura dentro de la caja del instrumento o un shunt externo (de manganina o constantan) que tiene una resistencia muy baja.

**Shunt de Ayrton** El rango de corriente de un amperímetro de cd se puede extender por medio de varias resistencias en derivación seleccionadas con una llave o un interruptor selector de rango. Tal medidor es un amperímetro de rango múltiple. La figura 3-7,



**Ejemplo:** Diseñar un amperímetro con un shunt de Ayrton con rangos de corriente de 1 A, 5 A, y 10 A. Se utiliza un movimiento D'Arsonval con una resistencia interna de  $R_m = 500\Omega$  y de deflexión de plena escala con una corriente de 1 mA. [ver la figura anterior]

**Solución:** En el rango de 1 A:  $R_a + R_b + R_c$  están en paralelo con el movimiento de  $50\Omega$ . Puesto que se requiere 1 mA para deflexión de plena escala se necesita que por el shunt pase una corriente de  $1A - 1\text{ mA} = 999\text{ mA}$ . Empleando la ecuación [3-7]

$$R_a + R_b + R_c = \frac{1 \times 50}{999} = 0.05005\Omega \quad [3-8]$$

En el rango de 5 A:  $R_a + R_b$  están en paralelo con  $R_c + R_m$  ( $50\Omega$ ). En este caso habrá un 1 mA de corriente a través del movimiento en serie con  $R_c$  y 4.99 mA a través de  $R_a + R_b$ . De nuevo, empleando la ecuación 3-7, obtenemos

$$R_a + R_b = \frac{1 \times (R_c + 50\Omega)}{4.999} \quad [3-9]$$

En el rango de 10 A:  $R_a$  sirve ahora como un shunt y  $R_b + R_c$  están en serie con el movimiento. La corriente a través del movimiento es de nuevo 1 mA y por el shunt pasan los restantes 9.999 mA. Utilizando una vez más la ecuación 3-7.

$$R_a = \frac{1 \times (R_b + R_c + 50\Omega)}{9.999} \quad [3-10]$$

Resolviendo las tres ecuaciones simultáneamente (3.8, 3.9, 3.10) se tiene

$$4.999 \times (3-8): 4.999R_a + 4.999R_b + 4.999R_c = 250.2$$

$$(3-9): 4.999R_a + 4.999R_b - R_c = 50$$

$$5.000R_c = 200.2$$

Restando (3.9) de (3.8), da

Similarmente

$$R_c = 0,04004\Omega$$

$$9,999 \times (3-8): 9,999R_a + 9,999R_b + 9,999R_c = 500,45$$

$$(3-10): 9,999R_a - R_b - R_c = 50$$

Substrayendo (3.10) de (3.8), obtenemos

$$10,000R_b + 10,000R_c = 450,45$$

Sustituyendo el valor previamente calculado para  $R_c$  en esta expresión:

$$10,000R_b = 450,45 - 400,4$$

$$R_b = 0,005005\Omega$$

$$R_a = 0,005005\Omega$$

Este cálculo indica que para grandes valores de corriente, la resistencia shunt puede llegar a tener un valor muy pequeño.

Los amperímetros de corriente directa se consiguen comercialmente en un gran número de rangos, desde  $20 \mu\text{A}$  hasta  $50 \text{ A}$  de plena escala para medidores autosuficientes y hasta  $500 \text{ A}$  con shunt externo. Los amperímetros de precisión del tipo de laboratorio se suministran con una carta de calibración, de tal manera que el usuario puede corregir sus lecturas para cualquier error de escala.

Los siguientes que se deben observar cuando se emplea un amperímetro:

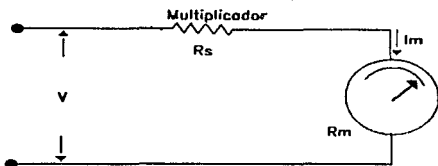
a) Nunca conecte un amperímetro a través de una fuente de fem. Debido a su baja resistencia, tomará una corriente muy alta que lo dañará y destruirá. Siempre conecte un amperímetro en serie con una carga capaz de limitar la corriente.

b) Observe la polaridad correcta. La polaridad invertida causa que el medidor deflecte contra el mecanismo de tope lo cual puede dañar la aguja.

c) Cuando utilice un medidor de rango múltiple, primero use el rango de mayor corriente y luego decrezca el rango de corriente hasta obtener una deflexión adecuada. Para incrementar la exactitud de la observación, emplee el rango que de una lectura tan cerca a plena escala como sea posible.

### VOLTIMETRO DE CD

**Resistencia multiplicadora** La adición de una resistencia en serie, o **multiplicador**, concierne al movimiento básico D' Arsonval en un **voltímetro cd**, como se muestra en la figura 3-9. El multiplicador limita la corriente a través del movimiento de tal forma que no exceda la corriente de plena escala ( $I_{pc}$ ).



[fig 3-9]

Un voltímetro de corriente directa mide la diferencia de potencial entre dos puntos de un circuito de cd y por consiguiente se debe conectar a través de una fuente de fem o de un componente del circuito. Las terminales del medidor generalmente se marcan "positivo" y "negativo" puesto que se debe observar la polaridad del voltaje a medir.

El valor del multiplicador, necesario para extender el rango de voltaje, se calcula a partir de la figura 3-9

donde

$I_m$  = corriente de deflexión de plena escala por el movimiento ( $I_m$ )

$R_m$  = resistencia interna del movimiento

$R_x$  = resistencia multiplicadora

$V$  = voltaje de plena escala del instrumento

Para el circuito de la figura es claro que

$$V = I_m(R_x + R_m) \quad [3-11]$$

Resolviendo para  $R_x$ , da

$$R_x = \frac{V - I_m R_m}{I_m} = \frac{V}{I_m} - R_m \quad [3-12]$$

Por ejemplo, una deflexión de 1 mA de plena escala,  $50\Omega$  tiene una caída de 50 mV a través de él cuando 1 mA fluye en el medidor. Si la escala de voltios en vez de amperios, el movimiento actúa como un voltímetro de 50 mV. Para incrementar el voltaje que se puede medir con este movimiento, se debe conectar una resistencia adicional en serie con la resistencia interna del medidor. La cual la llamamos multiplicador. Ejemplo: Si deseamos utilizar un movimiento del 1 mA,  $50\Omega$  como un voltímetro de 10 V plena escala. ¿Cuánta resistencia se debe colocar en serie con el movimiento?

Solución: A plena escala, 1 mA fluye en el movimiento. Si el instrumento va a medir 10 V, la resistencia total que se requiere del instrumento es

$$R_{total} = \frac{V}{I} = \frac{10V}{0.001A} = 10.000\Omega \quad [3-13]$$

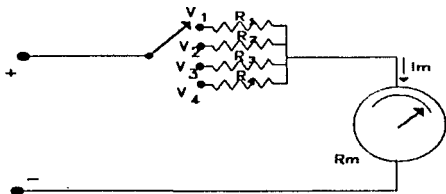
Puesto que la resistencia del movimiento  $R_m$  es de  $50\Omega$ , la resistencia a colocar en serie debe ser

$$R_{serie} = R_{total} - R_{movimiento}$$

$$R_{serie} = 9.9950\Omega$$

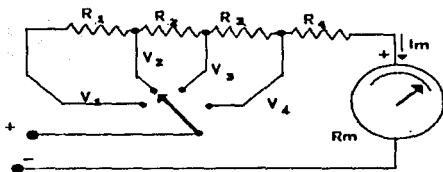


**Volmetro de rango múltiple** La adición de varios multiplicadores, junto con un *interruptor de rango*, provee el instrumento con varios rangos de voltaje. La figura 3-10, muestra un voltímetro de rango múltiple que usa un interruptor de cuatro posiciones y cuatro multiplicadores,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  y  $R_4$  para los rangos de voltaje  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ , y  $V_4$ , respectivamente. Los valores de los multiplicadores se calculan por medio del método ilustrado anteriormente.



[fig 3-10]

Una variación del circuito de la figura 3-10 se muestra en la figura 3-11, donde los multiplicadores se conectan en un cadena en serie y el interruptor de rango selecciona la cantidad apropiada de resistencia en serie con el movimiento. Este sistema tiene la ventaja que todos los multiplicadores, excepto el primero tienen valores de resistencia estándar que se pueden conseguir fácilmente en el comercio.



[fig 3-11]

El multiplicador de rango bajo,  $R_4$  es una única resistencia especial que se debe fabricar para que satisfaga los requerimientos específicos del circuito. Ejemplo: Un movimiento básico de D' Arsonval con una resistencia interna,  $R_m = 100\Omega$  y corriente de plena escala de 1 mA se va a convertir en un voltímetro de rango múltiple para los voltajes de 0-10 V, 0-50 V, 0-250 V, y 0-500 V. Se va emplear el circuito de la figura 3-11.

Solución: Para el rango de 10 V (el interruptor en la posición  $V_4$ ), la resistencia total del circuito es

$$R_T = \frac{10V}{1 \text{ mA}} = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = R_T - R_m = 10\text{k}\Omega - 100\Omega = 9.900\Omega$$

Para el rango de 50V (posición  $V_3$ )

$$R_T = \frac{50V}{1 \text{ mA}} = 50 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_T - (R_4 + R_m) = 50 \text{ K}\Omega - 10 \text{ K}\Omega = 40 \text{ K}\Omega$$

Para el rango de 250 V (posición  $V_2$ )

$$R_T = \frac{250 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 250 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = R_T - (R_2 + R_3 + R_4 + R_m) = 250 \text{ k}\Omega - 50 \text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega$$

Para el rango de 500 V (posición  $V_1$ )

$$R_T = \frac{500 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 500 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_T - (R_2 + R_3 + R_4 + R_m) = 500 \text{ k}\Omega - 250 \text{ k}\Omega = 250 \text{ k}\Omega$$

Observe que el ejemplo anterior únicamente el multiplicador de rango bajo  $R_4$  tiene un valor no estándar.

**Sensibilidad del voltímetro** La sensibilidad de un voltímetro se puede especificar por medio del voltaje requerido para una deflexión de plena escala. Otro criterio de sensibilidad más ampliamente utilizado es el de la razón de ohmios/voltio. Para cada rango de voltaje; la resistencia total exhibida por el voltímetro,  $R_T$ , se divide por el voltaje de plena escala y al cociente se le llama  $S$ . Este cociente es una constante del voltímetro. Por ejemplo: En el ejercicio anterior se mostró que se obtiene una corriente de 1 mA para voltajes de 10 V, 50 V, 250 V y 500 V a través de las terminales del medidor. Para cada rango del voltaje el cociente entre la resistencia total del circuito  $R_T$  y el rango de voltaje siempre es 1.000  $\Omega/V$ .

El método más fácil de calcular  $S$  consiste en encontrar el recíproco de la sensibilidad de corriente del movimiento usado en el voltímetro.

Ejemplo: ¿Cuál es la razón ohmios/voltio de un voltímetro con a) un movimiento de 1 mA.

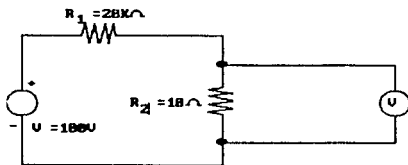
$$S = \frac{1}{\text{sensibilidad de corriente del movimiento}} = \frac{1}{0,001 \text{ A}} \quad [3-14]$$

$$= 1.000 \text{ ohmios/voltio}$$

La razón ohmio/voltio es esencialmente una indicación buena de cómo un voltímetro actual se aproxima al comportamiento de un voltímetro ideal. Un voltímetro ideal tiene una relación ohmios/voltio infinita y aparece como una resistencia infinita (un circuito abierto) para el circuito al que se conectan. Voltímetros de cd de laboratorio típicos tienen una razón de 20.000 ohmios/voltio.

Puesto que el voltímetro no es ideal, drena alguna corriente del circuito que está midiendo. Si un medidor de baja sensibilidad

(relación ohmios/voltio pequeña) se utiliza para medir el voltaje a través de una resistencia alta, el instrumento actuará como un shunt y reducirá la resistencia equivalente de la rama. Esto produce una lectura bastante irreal resultará. Este disturbio de un circuito originado por la corriente que toma un voltímetro se llama el efecto de carga. Ejemplo: Queremos medir el voltaje a través de la resistencia de  $10\text{ k}\Omega$  del circuito de la figura siguiente .



Se tienen dos voltímetros para hacer la medición. El voltímetro A tiene una sensibilidad de  $1.000\Omega/\text{V}$  y el voltímetro B tiene una sensibilidad de  $20.000\Omega/\text{V}$ . Ambos utilizan una escala de  $50\text{ V}$ . Calcular: a) la lectura de cada medidor y b) el error con respecto a la lectura verdadera.

Solución: La lectura verdadera debe ser

$$V_T = \frac{V_s}{R_1 + R_2} R_2 = 100 \times \left( \frac{10\text{K}\Omega}{30\text{K}\Omega} \right) = 33,3\text{ V}$$

El voltímetro A tiene una sensibilidad de  $1.000\Omega/\text{V}$ , su resistencia interna  $R$  es  $50.000\Omega$  cuando utiliza su escala de  $50\text{ V}$ . La resistencia total entre el punto 1 y el punto 2 con el voltímetro conectado se encuentra a partir de:

$$\frac{1}{R_{12}} = \frac{1}{10\text{K}\Omega} + \frac{1}{50\text{K}\Omega} \quad \text{ó} \quad R_{12} = 8.300\Omega$$

La resistencia total  $R_T$ , del circuito es  $R_T = R_1 + R_{12} = 28.300\Omega$ . Por tanto el voltaje entre los puntos 1 y 2 de la figura indicada por el voltímetro da

$$V_{12} = V_s \frac{R_{12}}{R_T} = 100 \times \frac{8.300\Omega}{28.300\Omega} = 29,0 \text{ V}$$

El error de la medición es

$$\% \text{ de error} = \frac{\text{valor verdadero} - \text{valor aparente}}{\text{valor verdadero}} \times 100 \%$$

$$\text{Error} = \frac{33,3 - 29,0}{33,3} \times 100\% = 13\%$$

El voltímetro B tiene una sensibilidad de 20.000  $\Omega/\text{V}$ , entonces su resistencia equivalente es  $R = 50 \times 20.000 = 1 \text{ M}\Omega$ . Luego

$$\frac{1}{R_{12}} = \frac{1}{10\text{k}\Omega} + \frac{1}{1\text{M}\Omega} \text{ ó } R_{12} = 9.900 \Omega$$

De esta forma  $R_T = 29.900 \Omega$  y el voltímetro indica

$$V_{12} = 100 \times \frac{9.900 \Omega}{29.900 \Omega} = 33,1 \text{ V}$$

Con un error de

$$\text{Error} = \frac{33,3 - 33,1}{33,3} \times 100\% = 0,6\% \text{ bajo}$$

El ejemplo muestra que el voltímetro con una relación ohmios/voltio más alta dará la lectura más confiable en términos del posible error por efecto de carga. Podemos utilizar el mismo tipo de cálculos par determinar la sensibilidad que un voltímetro debe tener para reducir el error hasta un determinado porcentaje de la lectura verdadera. Notamos también que el error por efecto de carga puede ocurrir cuando se trata de medir voltajes en circuitos de alta resistencia. En estos casos, únicamente se pueden obtener lecturas exactas con voltímetros electrónicos los cuales tienen resistencias de entrada del orden de 10  $\text{M}\Omega$  o más. Como regla general, se tiene que para reducir el error por efecto de carga en las lecturas del voltímetro a menos del uno por ciento, la resistencia del voltímetro debe ser por lo menos 100 veces más

grande que la resistencia del camino a través del cual se está midiendo el voltaje.

**Voltímetro amplificador** Existen dificultades en las mediciones donde el voltaje es muy pequeño y la impedancia es elevada; pero esto se puede resolver utilizando un amplificador junto con el galvanómetro D' Arsonval. Un esquema se muestra en la figura 3-13, donde, un amplificador es usado entre el voltaje fuente y el galvanómetro. El voltaje de salida del amplificador está dado por

$$E_0 = G E_i \quad [3-15]$$

donde

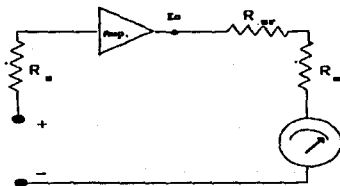
G es la ganancia del amplificador  
 $E_0$  es el voltaje de salida del amplificador  
 $E_i$  es el voltaje fuente

Entonces  $R_i \gg R_m$  el efecto del amplificador es incrementar a  $R_i$  por un factor igual a la ganancia. Entonces el valor para  $R_i$  es

$$R_i = G \frac{E}{I_m} \quad [3-16]$$

donde

$R_i$  es la resistencia multiplicadora  
G es el factor de ganancia  
E voltaje de plena escala  
 $I_m$  corriente de plena escala



[fig 3-13]

Así la impedancia de salida puede ser incrementada por el factor  $G$  mientras se mantiene la sensibilidad del medidor.

El amplificador también permite que el medidor también pueda ser usado para mediciones de voltaje muy pequeñas, entonces

$$E_i = \frac{E_m}{G} \quad [3-17]$$

Así, puede incrementarse la sensibilidad del medidor con el factor  $G$  mientras se mantiene la impedancia del medidor.

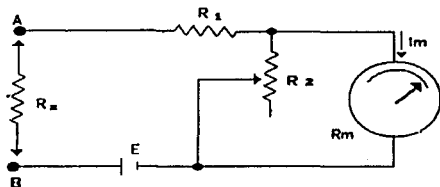
Un ejemplo de un multímetro con alta amplificación es el Keithley modelo 148, con 18 rangos, desde 10 nV hasta 100 mV de plena escala. La entrada de impedancia varía desde 1 k $\Omega$  a 1 M $\Omega$ .

#### OHMETRO

El óhmetro es un instrumento simple que aplica el voltaje fijo de una batería a dos resistencias en serie. Una resistencia es de valor conocido y la otra es la resistencia que se desea medir. El voltaje a través de la resistencia desconocida se mide por medio de un voltímetro de cd cuya escala está calibrada para mostrar directamente el valor de la resistencia desconocida.

Los óhmetros son útiles para medir rápidamente resistencia en muchos rangos. El rango de los valores que se pueden medir va desde los miliohmios hasta los 50 megohmios. Sin embargo, existen algunas limitaciones en su uso. Puesto que su mejor exactitud es cerca del 2 por ciento, generalmente no son convenientes para mediciones de una exactitud alta. También, ciertas precauciones especiales se deben seguir al utilizarlos para medir circuitos con inductancias o capacitancias altas. Finalmente, porque contienen baterías, se deben usar únicamente en circuitos pasivos o en circuitos que no se dañen por ellas. Cuando se conectan a circuitos con fuentes activas las corrientes que se originan pueden cambiar la relación voltaje/corriente e inclusive dañar el movimiento D'Arsonval del instrumento. Los circuitos con dispositivos muy sensibles tales como los semiconductores y fusibles se pueden quemar debido al paso de la corriente que origine la batería del óhmetro.

Óhmetro tipo serie El óhmetro tipo serie consiste esencialmente de un movimiento D'Arsonval conectado en serie con una resistencia y una batería a un par de terminales a los cuales se conecta la resistencia desconocida. Por tanto la corriente a través del movimiento depende de la magnitud de la resistencia desconocida y la indicación del medidor es proporcional a su valor, una vez que los problemas de calibración se han superado. La figura 3-14, muestra los elementos de un óhmetro serie de rango simple.



[fig 3-14]

donde

$R_1$  resistencia limitadora de la corriente

$R_2$  resistencia de ajuste del cero

E batería interna

$R_m$  resistencia interna del movimiento

$R_x$  resistencia desconocida



Cuando la resistencia desconocida  $R_x = 0$  (terminales A y B cortocircuitados), fluye la corriente máxima en el circuito. Bajo estas condiciones, la resistencia shunt  $R_s$  se ajusta hasta que el movimiento indica la corriente de plena escala ( $I_m$ ). La posición de la aguja para la corriente de plena escala se marca  $0\Omega$ . Similarmen- te, cuando  $R_x = \infty$  (terminales A y B abiertos), la corriente en el circuito cae a la escala. Marcas intermedias se colocan sobre la escala conectando valores conocidos de resistencia en las termina- les del instrumento. La exactitud de estas marcas depende de la exactitud y repetitibilidad del movimiento y de las tolerancias de las resistencias de calibración.

Aun cuando el óhmetro tipo serie es un diseño popular y se usa extensamente en los instrumentos portátiles para servicios generales, tiene ciertas desventajas. La más importante tiene que ver con el decrecimiento del voltaje de la batería interna con el tiempo y el uso, de forma tal que la corriente de plena escala disminuye y el medidor no lee "0" cuando A y B son cortocircuita- dos. La resistencia en paralelo variable  $R_1$  en la figura anterior suministra un ajuste para contrarrestar el efecto del cambio de la batería. Sin  $R_1$  sería posible traer de nuevo la aguja a la posición de plena escala ajustando  $R_s$ , pero esto cambiaría la calibración a lo largo de la escala. El ajuste de  $R_1$  es una solución superior, puesto que la resistencia del paralelo entre  $R_1$  y la bobina  $R_m$  siempre es baja comparada con  $R_s$  y por consiguiente el cambio necesitado en  $R_s$  para el ajuste no cambia mucho la calibración. El circuito de la figura anterior no compensa completamente el envejecimiento de la batería, pero realiza un buen ejemplo dentro de los límites esperados de exactitud del instrumento.

Una cantidad conveniente usada en el diseño de un óhmetro tipo serie es el valor de  $R_1$  que origina media deflexión en el medidor. En esta posición, la resistencia a través de las terminales A y B se define como la resistencia de media escala  $R_m$ . Dada la corriente de plena escala  $I_m$  y la resistencia interna del movimiento  $R_m$ , el voltaje de la batería E y el valor deseado de la resistencia de media escala  $R_m$ , se puede analizar el circuito; esto es, se pueden hallar valores para  $R_1$  y  $R_s$ .

El diseño se puede lograr ya que, al introducir  $R_1$  se reduce la corriente por el medidor a  $1/2 I_m$  y la resistencia desconocida es igual a la resistencia interna total del óhmetro. Por tanto

$$R_h = R_1 + \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad [3-18]$$

La resistencia total que se le presenta a la batería es igual a  $2R_h$  y la corriente que necesita suministrar para la deflexión de media escala es

$$I_h = \frac{E}{2R_h} \quad [3-19]$$

Para producir la deflexión de plena escala, la corriente por la batería se debe doblar, o sea que:

$$I_c = 2I_h = \frac{E}{R_h} \quad [3-20]$$

La corriente derivada por  $R_1$  es

$$I_2 = I_c - I_{pe} \quad [3-21]$$

El voltaje a través del shunt ( $E_{sh}$ ) es igual al voltaje en el movimiento y

$$E_{sh} = E_m \text{ ó } I_2 R_2 = I_{pe} R_m \quad [3-22]$$

$$R_2 = \frac{I_{pe} R_m}{I_2} \quad [3-23]$$

Sustituyendo la ecuación 3.21 en la ecuación 3.23 obtenemos que:

$$R_2 = \frac{I_{pe} R_m}{I_c - I_{pe}} = \frac{I_{pe} R_m R_h}{E - I_{pe} R_h} \quad [3-24]$$

Resolviendo la ecuación 3.18 para  $R_1$  da

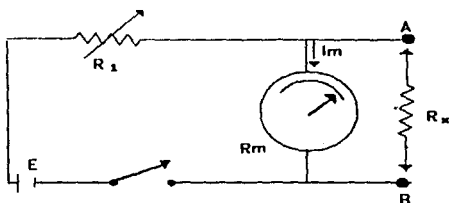
$$R_1 = R_h - \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad [3-25]$$

Sustituyendo en la ecuación 3.25 en la ecuación 3.24 y resolviendo para  $R_1$ , da

$$R_1 = R_h - \frac{I_{ps} R_g R_h}{E}$$

[3-26]

**Ohmetro tipo shunt** El diagrama circuital del óhmetro tipo shunt se muestra en la figura 3-15. Consiste en una batería en serie con una resistencia ajustable  $R_1$  y un movimiento D'Arsonval. La resistencia desconocida se conecta a través de los terminales A y B en paralelo con el medidor. En este circuito es necesario tener un interruptor de encendido y apagado para desconectar la batería del circuito cuando el instrumento no está en uso. Cuando la resistencia desconocida  $R_x = 0\Omega$  (A y B cortocircuitados), la corriente en el medidor es cero. Si la resistencia desconocida  $R_x = \infty$  (A y B abiertos) la corriente encuentra un camino únicamente a través del medidor y con una selección apropiada del valor de  $R_1$ , la aguja puede deflectar a plena escala. Por consiguiente este óhmetro tiene la marca del "cero" al lado izquierdo de la escala (corriente nula) y la marca "infinito" al lado derecho (corriente de deflexión de plena escala).



[fig 3-15]

El óhmetro tipo shunt es particularmente conveniente para la medición de valores bajos de resistencia. No se utiliza comúnmente en los instrumentos de prueba, pero se encuentra en los laboratorios para aplicaciones especiales de medición de resistencias bajas.

El análisis del óhmetro tipo shunt es similar al del óhmetro tipo serie. En la anterior, cuando  $R_x = \infty$ , la corriente de plena escala por el medidor es

$$I_{pe} = \frac{E}{R_1 + R_m} \quad [3-26]$$

donde

E voltaje de la batería interna

$R_1$  resistencia limitadora de corriente

$R_m$  resistencia interna del movimiento

Resolviendo para  $R_1$ , encontramos

$$R_1 = \frac{E}{I_{pe}} - R_m \quad [3-27]$$

Para cualquier valor de  $R_1$  conectado a través de las terminales del medidor, la corriente por el medidor decae y está dada por

$$I_m = \left( \frac{E}{R_1 + [R_m R_x / (R_m + R_x)]} \right) \times \frac{R_x}{R_x + R_m} \quad [3-28]$$

$$I_m = \frac{E R_x}{R_1 R_m + R_x (R_1 + R_m)} \quad [3-29]$$

La corriente por el medidor para cualquier valor de  $R_1$ , expresada como una fracción de la corriente de plena escala es

$$S = \frac{I_m}{I_{pe}} = \frac{R_x (R_1 + R_m)}{R_1 (R_m + R_x) + R_m R_x} \quad [3-30]$$

o

$$S = \frac{R_x (R_1 + R_m)}{R_x (R_1 + R_m) + R_1 R_m} \quad [3-31]$$

Definiendo

$$\frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} = R_p \quad [3-32]$$

y sustituyendo la ecuación 3.32 en la ecuación 3.31, obtenemos

$$S = \frac{R_x}{R_x + R_p} \quad [3-33]$$

Si se emplea la ecuación 3-33, el medidor se puede calibrar calculando s en términos de  $R_x$  y  $R_p$ .

Para la lectura de media escala del medidor ( $I_m = 0,5 I_p$ ), la Ecuación 3.29 se reduce a

$$0,5 I_{po} = \frac{ER_h}{R_1 R_m + R_h (R_1 + R_m)} \quad [3-34]$$

donde  $R_x$  = resistencia externa, que causa media deflexión. Para encontrar los valores sobre la escala para un valor dado de  $R_1$ , la lectura de media escala se puede encontrar dividiendo la ecuación 3-26 por la ecuación 3-34 y resolviendo para  $R_h$ :

$$R_h = \frac{R_1 R_m}{R_1 + R_m} \quad [3-35]$$

El análisis muestra que la resistencia de media escala está determinada por la resistencia limitadora  $R_1$  y la resistencia interna del movimiento,  $R_m$ . La resistencia limitadora  $R_1$ , a su entorno está determinada por la resistencia del medidor,  $R_m$  y por la corriente de deflexión de plena escala  $I_p$ .

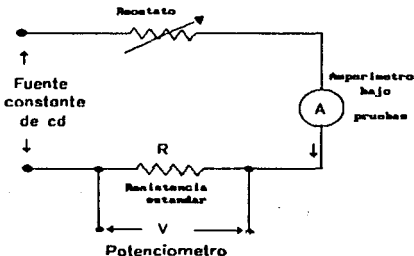
#### Como utilizar el óhmetro

1. Si la resistencia a medir se conoce aproximadamente, coloque el óhmetro en la escala que indique su valor más exactamente. Si la resistencia no se conoce, coloque el instrumento en la mayor escala de resistencia.
2. Antes de conectar las puntas de prueba a través de una resistencia desconocida, únalas para cerrar el circuito de la batería. Mueva el tornillo de ajuste hasta cuando la aguja indique exactamente una desviación de plena escala. (Esta corresponde a una lectura de cero ohmios).

- Desconecte las puntas de prueba una de la otra y colóquelas a través de la resistencia que se va a medir (primero esté seguro que previamente se ha desconectado toda potencia eléctrica que alimentaba a la resistencia). Coloque el interruptor en la escala donde obtenga aproximadamente una desviación de media escala, (se debe ajustar el cero de cada escala). Esta escala dará el resultado más exacto. La resistencia se puede leer directamente sobre la escala a partir de la desviación de la aguja.
- Apague el óhmetro para evitar el consumo de la batería.

### Calibración de los instrumentos

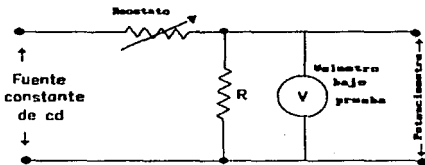
**Amperímetro** Se puede llevar a cabo más fácilmente por medio del arreglo de la figura 3-16. El valor de la corriente a través del amperímetro a calibrar se determina por medio de la diferencia de potencial medida en una resistencia estándar por el método potenciométrico y calculando después la corriente mediante la ley de Ohm. El resultado de este cálculo se compara con la lectura actual del amperímetro bajo calibración insertando en el circuito (las mediciones de voltaje por medio del método potenciométrico se analizaron en este capítulo). Se requiere una buena fuente de corriente constante normalmente suministrada por acumuladores o fuentes de potencia de precisión. Se coloca un reóstato en el circuito para calibrar diferentes puntos sobre la escala del medidor.



[fig 3-16]

**Voltímetro** Un método simple de calibración de un voltímetro de cd se muestra en la figura, 3-17, donde el voltaje a través de la

resistencia, R, se mide exactamente con un potenciómetro. El medidor a calibrar se conecta en estos mismos puntos y por tanto debe indicar el mismo voltaje que el potenciómetro. Se coloca un reóstato en el circuito para controlar la corriente y por consiguiente la caída de voltaje a través de la resistencia, R, de tal manera que se puedan calibrar varios puntos en la escala del voltímetro. El voltímetro probado con el método de la figura 3-17 se puede calibrar con una exactitud del  $\pm 0,01$  por ciento de un movimiento D'Arsonval.



[fig 3-17]

**Ohmetro** El óhmetro se considera, generalmente, como un instrumento de exactitud moderada y baja precisión. Una calibración sencilla se puede realizar midiendo una resistencia estándar y comparándola con la lectura del óhmetro. Haciendo ésto para varios puntos de la escala correcta del aparato. Las mediciones de precisión de resistencia normalmente se llevan a cabo por los métodos de puente.

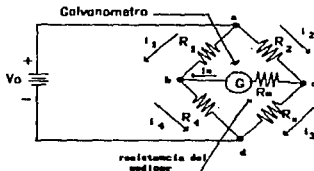
**CIRCUITOS PUENTE DE CD** Circuitos puentes se emplean extensamente para la medición de valores de componentes, tales como resistencias, inductancias, capacitancias y otros parámetros derivados directamente de estos valores tales como la frecuencia, ángulo de fase, y temperatura. Puesto que el circuito puente solamente compara el valor de un componente desconocido con el de otro exactamente conocido un patrón, se debe a que la lectura de esta medición por comparación, basada en una indicación nula en el balance del puente, es esencialmente independiente de las características del detector de cero. exactitud de la medición está por consiguiente directamente relacionada con la exactitud de los componentes del puente y no con la del detector

**PUENTE DE WHEATSTONE** El puente de resistencias más conocido y más ampliamente usado es el puente de Wheatstone, Su esquema eléctrico es el que se muestra en la figura 3-18.

La resistencia  $R_1$  se llama resistencia del brazo patrón del puente y las resistencias  $R_2$  y  $R_3$  son las resistencias de los brazos o ramas de relación.

**Medida de resistencias por medio del puente del Wheatstone.** El puente de Wheatstone se utiliza para medir resistencias cuando se requiere una gran exactitud, éstas deberán tener valores mayores de un ohmio. La mayoría de los puentes disponibles en el mercado tienen una exactitud del 0,1 por ciento. Por consiguiente, las mediciones que se obtienen con el puente son mucho más exactas que las obtenidas con el óhmetro.

El circuito que se muestra en la figura 3-18, donde  $R_x$  es la resistencia a medir.



[fig 3-18]

El circuito trabaja en base al principio que no fluirá corriente a través del galvanómetro D' Arsonval (muy sensible) conectado entre los puntos b y c si no existe diferencia de potencial entre ellos. Cuando  $i$  no fluye corriente se dice que el puente está balanceado. La condición de balance se logra si el voltaje  $V_0$  se divide en el camino abd por las resistencias  $R_1$  y  $R_3$ , en la misma razón como en el camino acd por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ . Por tanto



lo puntos b y c estarán al mismo potencial. Entonces la condición de no flujo de corriente d través del galvanómetro implica:

$$\frac{R_x}{R_p} = \frac{R_2}{R_1} \quad [3-36]$$

Si  $R_x$  es desconocida y  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_p$  se conocen, podemos hallar  $R_x$  de:

$$R_x = R_p \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \quad [3-37]$$

En puentes prácticos, la razón de  $R_2$  a  $R_1$  se controla por medio de un interruptor que cambia esta razón por década factores. Entonces la razón  $R_2/R_1$  se puede hacer igual a  $10^{-3}$ ,  $10^2$ ,  $10^1$ , 1, 10,  $10^2$  y  $10^3$ .  $R_1$  es una resistencia variable ajustable continuamente. Cuando se logra una lectura nula, la resistencia se puede leer directamente de los diales de los interruptores porque la posición de estos corresponde a las variables de la ecuación 3-37.

Como utilizar el puente:

1. Conecte la resistencia desconocida,  $R_x$  a las terminales del puente.
2. Coloque el galvanómetro en su escala menos sensible. (Una resistencia en derivación variable se conecta a través del galvanómetro para variar su sensibilidad). Esto evita daños en el movimiento D' Arsonval si el puente está desbalanceado severamente.
3. Ajuste los diales de las resistencias variables hasta alcanzar una lectura nula. (Deflexión cero de la aguja del galvanómetro).
4. Cambie a una escala más sensible y repita el paso anterior.
5. Continúe hasta alcanzar la escala más sensible.
6. Calcule la resistencia a partir de

$$R_x = R_p \left( \frac{R_2}{R_1} \right)$$

o léala a partir de la posición de los diales.

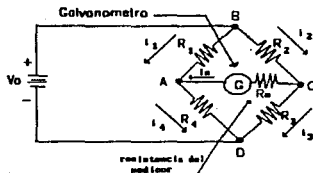
Errores posible

1. Diferencia entre los valores verdadero y establecido en las tres ramas conocidas del circuito del puente. Este error se puede estimar a partir de la tolerancia de las resistencias.
2. Cambio en los valores de las resistencias conocidas debido a los efectos del autocalentamiento.
3. Voltaje térmico en el puente o en el galvanómetro causados por materiales diferentes en contacto y con ligeras diferencias de temperatura.
4. Errores en el punto de balance por falta de sensibilidad en el galvanómetro.
5. Resistencia introducida por las terminales y contactos, especialmente cuando se efectúan mediciones de resistencias de valor bajo.

Finalmente se debe tener cuidado en conservar el voltaje a través de las ramas del puente lo suficientemente bajo para no dañar las resistencias de precisión del puente debido a autocalentamiento.

Medición de voltajes por medio del puente de Wheatstone. En sus aplicaciones, uno o más lados del puente son transductores de resistencia, como los deformómetros, termómetros de resistencia, o termistores.

Ahora supondremos que el puente se encuentra balanceado esto quiere decir que  $R_1/R_4 = R_2/R_3$ . Pero en un momento uno de los resistores por ejemplo  $R_1$  cambia su resistencia. Ello desequilibrará el puente y aparecerá un voltaje en las terminales AC, como se muestra en la figura 3-19 haciendo que aparezca una lectura en un instrumento de medida. Esta lectura es una indicación del cambio en  $R_1$  y puede en realidad usarse para calcular este cambio. Este método de medir el cambio de resistencia se llama método de la desviación, ya que la desviación de la aguja del medidor indica el cambio de resistencia.



[fig 3-19]

En el método de la desviación se necesita un medidor calibrado, y si cambia la excitación  $V_0$ , se introduce un error, porque la lectura del medidor cambia con los cambios de  $V_0$  además el método da un voltaje de salida en las terminales AC que sigue casi instantáneamente las variaciones de  $R_1$ . Este voltaje de salida puede aplicarse a un osciloscopio y de esta manera poder medir los fenómenos dinámicos rápidos.

Con el objeto de obtener relaciones cuantitativas que gobiernen la operación del circuito del puente, es necesario hacer un análisis del circuito.

Consideremos la cuestión de la sensibilidad del puente, primero para el caso en el cual el medidor tenga una resistencia interna elevada  $R_m$ , si este es el caso, la corriente del medidor  $i_m$  será despreciable comparada con las corrientes en los lados.

Como puede observarse, la condición de  $i_m = 0$  es bastante aproximada en muchos casos prácticos, por lo que vale la pena estudiar este caso. Tenemos que:

$$i_1 = \frac{V_0}{R_1 + R_4} \quad [3-38]$$

$$i_2 = \frac{V_0}{R_2 + R_3} \quad [3-39]$$

$$V_{AB} = \text{elevación de voltaje de A a B} = \frac{R_1 V_0}{R_1 + R_4} \quad [3-40]$$

y

$$V_{CB} = \frac{R_2 V_0}{R_2 + R_3} \quad [3-41]$$

y finalmente,

$$V_{AC} = V_{AB} + V_{BC} = V_{AB} - V_{CB} = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) V_0 \quad [3-42]$$

Así vemos que el voltaje de salida es una función lineal de la excitación del puente  $V_0$ , pero, en general, es una función alineal de las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , y  $R_4$ . Si el puente está inicialmente equilibrado y luego  $R_1$ , digamos, comienza a cambiar, la señal de voltaje de salida no será directamente proporcional al cambio en  $R_1$ . Sin embargo, para ciertos casos especiales prácticamente importantes es posible una linealidad perfecta. El mejor ejemplo de esta se encuentra en muchos transductores de deformación, en los cuales, cuando están en equilibrio,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ . Además los cambios de resistencia son tales que

$\Delta R_1 = -\Delta R_2 = +\Delta R_3 = -\Delta R_4$ . Entonces podemos escribir

$$V_{AC} = \left[ \frac{R_1 + \Delta R_1}{(R_1 + \Delta R_1) + (R_4 + \Delta R_4)} - \frac{R_2 + \Delta R_2}{(R_2 + \Delta R_2) + (R_3 + \Delta R_3)} \right] V_0 \quad [3-43]$$

$$V_{AC} = \frac{\Delta R_1}{R} V_1 \quad [3-44]$$

Claramente, la ecuación 3.44, muestra una relación estrictamente lineal de  $V_{AC}$ , con  $\Delta R_1$ .

Aun cuando no existiera la simetría anterior, la respuesta del puente sería aproximadamente lineal mientras los  $\Delta R$  fueran pequeños porcentajes de los  $R$ . Como el caso de los  $\Delta R$  pequeños es de interés práctico, desarrollaremos una expresión para la sensibilidad del puente, que es una buena aproximación de esta situación. De la ecuación 3.45,  $V_{AC} = f(R_1, R_2, R_3, R_4)$  y, por tanto para pequeños cambios en las condiciones del cero, podemos escribir, aproximadamente

$$\Delta V_{AC} = V_{AC} = \frac{\partial V_{AC}}{\partial R_1} \Delta R_1 + \frac{\partial V_{AC}}{\partial R_2} \Delta R_2 + \frac{\partial V_{AC}}{\partial R_3} \Delta R_3 + \frac{\partial V_{AC}}{\partial R_4} \Delta R_4 \quad [3-45]$$

Ahora

$$\frac{\partial V_{AC}}{\partial R_1} = V_1 \frac{R_4}{(R_1 + R_4)^2}$$

$$\frac{\partial V_{AC}}{\partial R_2} = -V_1 \frac{R_3}{(R_2 + R_3)^2}$$

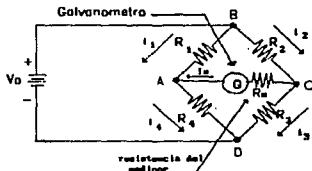
$$\frac{\partial V_{AC}}{\partial R_3} = V_1 \frac{R_2}{(R_2 + R_3)^2}$$

$$\frac{\partial V_{AC}}{\partial R_4} = -V_1 \frac{R_1}{(R_1 + R_4)^2}$$

Las derivadas parciales se toman como constantes así, en la ecuación 3.45 aparece una relación entre  $V_{AC}$  y los  $\Delta R$ .

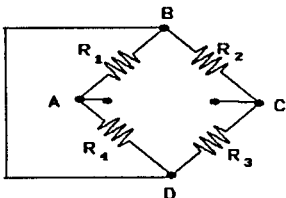
Hemos explicado antes, en forma cualitativa, que la resistencia del medidor es lo suficientemente elevada para que puedan considerarse las terminales AC como circuito abierto sin corriente  $i_m$ ). Sería útil disponer de un método más cuantitativos, para decidir que la resistencia del medidor era lo suficientemente elevada y si no lo era, para saber cómo corregirlo. Esto es lo que ahora veremos.

Usando el teorema de Thévenin, el circuito de puente y el medidor que lo cargan, puede representarse como en las figuras 3-13.

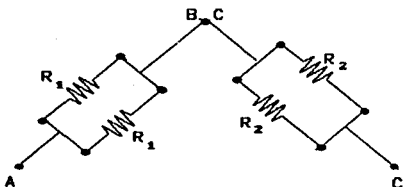


[fig. 3-13]

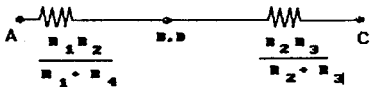
Reemplaza la  
batería por  
su resis-  
tencia  
interna  
(capacita  
cero)



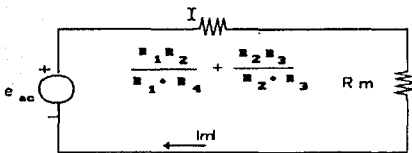
[fig. 3-13]



[fig. 3-13]



[fig. 3-13]



[fig 3-13]

Ya que hemos estado llamando  $V_{AC}$  al voltaje de salida del puente bajo las condiciones supuestas de circuito abierto, este voltaje se convierte en el  $V_0$ . Llamemos  $V_{ACL}$  la salida del puente bajo las condiciones de carga reales. Podemos escribir inmediatamente que:

$$i_m = \frac{V_{AC}}{R_{total}} = V_0 \frac{R_1 / (R_1 + R_4) - R_2 / (R_2 + R_3)}{R_m + R_1 R_4 / (R_1 + R_4) + R_2 R_3 / (R_2 + R_3)}$$

Conociendo  $i_m$ , podemos ahora calcular el voltaje real  $V_{ACL}$  en los bornes del medidor, las condiciones en las que el medidor extrae corriente  $i_m$  y la resistencia del medidor  $R_m$ . Efectuando éstos y simplificando, obtenemos

$$V_{ACL} = \frac{V_0 (R_1 R_3 - R_2 R_4)}{(R_1 + R_4) (R_2 + R_3) + [(R_1 + R_4) R_2 R_3 + R_1 R_4 (R_2 + R_3)] / R_m}$$

Ahora

$$V_{AC} = V_0 \frac{(R_1 R_3 - R_2 R_4)}{(R_1 + R_4) (R_2 + R_3)}$$



y si queremos mostrar el efecto de la resistencia del medidor en el voltaje de salida del puente, podemos formar la relación de  $V_{ACL}$  a  $V_{AC}$ . Después de algunas transformaciones es factible demostrar que es:

$$\frac{V_{ACL}}{V_{AC}} = \frac{1}{1 + (1/R_m) \{R_2 R_3 / (R_2 + R_3) + R_1 R_4 / (R_1 + R_4)\}}$$

Tenemos ahora una manera cuantitativa de determinar el efecto de la resistencia del medidor  $R_m$  en la salida del puente. Vemos que, si  $R_m = \infty$ ,  $V_{ACL} = V_{AC}$ , como sería de esperarse. Si  $R_m$  no es infinita, habrá una reducción en la señal de salida, y la magnitud de esta reducción depende de los valores relativos de  $R_m$  y de la resistencia equivalente del puente  $R_e$ , que se define como

$$R_e = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + \frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4}$$

En función de  $R_e$ , la ecuación 3.53 se convierte en

$$\frac{V_{ACL}}{V_{AC}} = \frac{1}{1 + R_e / R_m}$$

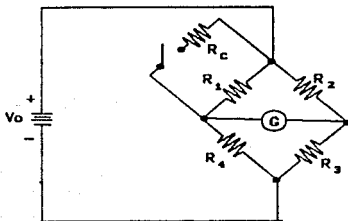
Así, si  $R_m = 10 R_e$ ,

$$\frac{V_{ACL}}{V_{AC}} = \frac{1}{1.11} = 0.91$$

y hay un 9% de pérdida en la señal debido a que la resistencia del medidor que no es infinita. A este tipo de pérdida usualmente se le llama efecto de carga; es decir, el medidor "disminuye la carga del puente y reduce su sensibilidad.

La teoría que se acaba de desarrollar es útil para determinar los efectos de los diferentes parámetros en la sensibilidad del puente y podría realmente usarse para calcular la sensibilidad si se conocieran con exactitud todas las cantidades. Sin embargo, es

preferible calibrar el puente directamente introduciendo un cambio de resistencia conocido y notando el efecto en la salida del mismo. Este cambio de resistencia conocido se introduce generalmente por medio del arreglo mostrado en la figura 3-14. La resistencia  $R_{ctbc}$  del resistor calibrador se conoce con precisión.



[fig 3-14]

Si el puente está originalmente equilibrado con el interruptor abierto, cuando este se cierra, la resistencia en la lado 1 cambiará y el puente quedará desequilibrado. Se lee el voltaje de salida  $V_{AC}$  en el medidor, y el cambio de resistencia  $\Delta R$  que causó este voltaje se calcula de

$$\Delta R = R_1 = \frac{R_1 R_c}{R_1 + R_c}$$

La sensibilidad del puente es

$$S = \frac{V_{AC}}{\Delta R} \quad \text{volts/ohms}$$

Este procedimiento da una calibración global, puesto que los valores de todos los resistores y el voltaje de la batería se toman en cuenta.

**POTENCIOMETROS** Básicamente los potenciómetros consisten en una resistencia provista de un contacto móvil. El movimiento del contacto puede ser de traslación, rotación, o una combinación de

los dos. Los aparatos de traslación tienen carreras de 0.1 a 20 pulg, y de rotación de aproximadamente 1 hasta 60 vueltas completas. El elemento resistencia se excita con voltaje de c-c o de c-a, y el voltaje de salida es, idealmente, una función lineal del desalojamiento de entrada.

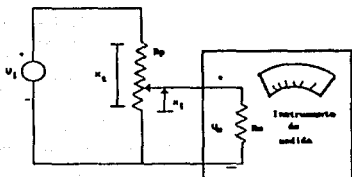
Los elementos resistentes que comúnmente se usan pueden clasificarse como de alambre enrollado, película de carbón o de plástico conductor.

Si la distribución de resistencias con respecto al recorrido de traslación o angular del contacto móvil es lineal, el voltaje de salida duplicará fielmente el movimiento de la entrada. Sin embargo, el caso ordinario es aquel en el que el voltaje de salida del potenciómetro es la entrada a un instrumento de medida o registro que extrae algo de corriente del potenciómetro. Por tanto, un circuito más realista sería el de la figura 3-15 el análisis del circuito da

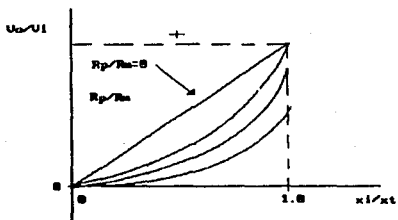
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1/(x_i/x_c) + (R_p/R_m)[1 - (x_i/x_c)]} \quad [3-46]$$

que se convierte para las condiciones ideales ( $R_p/R_m = 0$  para un circuito abierto) en:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{x_i}{x_c} \quad [3-47]$$



[fig. 5-15]



[fig 3-15]

Así cuando no existe carga, la curva que relaciona la entrada con la salida es una línea recta. En la práctica,  $R_w$  es diferente de  $\infty$  y la ecuación 3.47 muestra una relación lineal entre  $V_0$  y  $x$ .

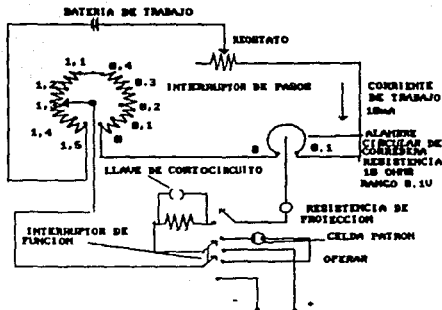
Para obtener una buena linealidad en un instrumento de resistencia dada  $R_w$ , deberá escogerse un potenciómetro que tenga una resistencia con relación a  $R_w$  suficientemente baja. Estos requisitos se oponen al deseo de elevada sensibilidad. Como  $V_0$  es directamente proporcional a  $V_i$ , parecería posible obtener la sensibilidad que se desea aumentando simplemente  $V_i$ . Sin embargo, este no es el caso, ya que los potenciómetros tienen potencia de régimen definidas, relacionadas a su capacidad para disipar calor. Así, un fabricante pueda diseñar una serie de potenciómetros digamos de una sola vuelta de 2 pulg de diámetro, con una amplitud de variación grande (quizá de 100 a 100 000 ohms) de resistencia total  $R_p$ , pero todos éstos serán esencialmente del mismo tamaño y forma mecánica, dando la misma capacidad para transmitir calor y, por tanto, la misma potencia de régimen, digamos aproximadamente de 5 watts en un ambiente de 70 °F. Si se limita la disipación de calor a  $P$  watts, el voltaje máximo de excitación admisible se obtiene con la formula:

$$V_i \text{máx} = \sqrt{PR_p}$$

[3-48]

Así, un valor bajo de  $R_p$  permite solamente un valor pequeño de  $V_i$  y, por tanto, una pequeña sensibilidad. La elección de  $R_p$  debe estar influida por una reconciliación entre la carga y la sensibilidad. La sensibilidad máxima de que se puede disponer en los potenciómetros varía mucho de tipo a tipo y también con el tamaño en un tipo dado. Puede calcularse con los datos del fabricante sobre el voltaje admisible, corriente, o potencia y carrera máxima. Generalmente la carrera más corta tiene una mayor sensibilidad. Los valores extremos son del orden de 15 volts/ grado en los tipos giratorios de carrera corta (potenciómetro de sector) y de 300 volt/ pulg en los potenciómetros de traslación de carrera corta aproximadamente 1/4 pulg). Debe insistirse en que estos son valores máximos y que en las aplicaciones usuales se utiliza una sensibilidad mucho menor (10 a 100 veces menor).

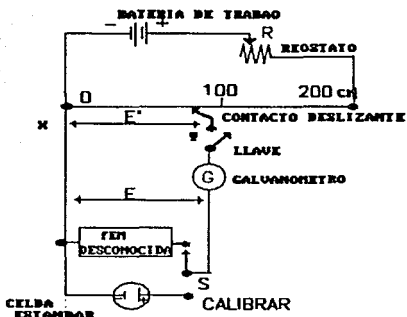
**POTENCIOMETRO DE RANGO SIMPLE** Los potenciómetros modernos del tipo laboratorio utilizan resistencias calibradas con interruptores rotativos o resistencias de dial y un pequeño alambre circular de corredera de una o más vueltas, reduciendo de esta manera el tamaño del instrumento. La figura siguiente muestra el diagrama esquemático de un potenciómetro simple donde el alambre longitudinal se ha reemplazado por una combinación de 15 resistencias de precisión y un alambre circular de una vuelta.



En este caso, la resistencia del alambre es de  $10 \Omega$  para una resistencia total de  $150 \Omega$  en el interruptor de paso. El alambre de corredera tiene 200 divisiones en su escala y una interpolación estimada confortablemente hasta de un quinto de división. La corriente de trabajo de este potenciómetro es de 10 mA, de tal forma que cada paso en el interruptor del dial corresponde a un paso de voltaje de 0,1 V. Cada división en la escala del alambre de corredera equivalente a 0,0005 V y las lecturas se pueden estimar aproximadamente hasta 0,0001 V.

El potenciómetro tiene un interruptor de función de doble tiro para conectar la celda patrón o la fem desconocida al circuito. El circuito del galvanómetro incluye una llave y una resistencia serie de protección. Para operar el galvanómetro a su máxima sensibilidad la resistencia se puede cortocircuitar insertando una llave de cortocircuito en los contactos a través de la resistencia.

**CIRCUITO BASICO** El principio de operación de todos los potenciómetros se basa en el circuito de la figura 3-16, que muestra el esquema del potenciómetro de contacto deslizante. Debemos estudiar la operación de este circuito básico en una forma cualitativa y luego proceder con instrumentos más sofisticados.



[fig 3-16]

Con el interruptor de función S en la posición "operar" y la llave del galvanómetro K abierta, la batería de trabajo suministra corriente al reóstato y al alambre de corredera. Esta corriente a través del alambre se puede variar cambiando el ajuste del reóstato. El método para medir el voltaje desconocido E consiste en hallar una posición para el contacto deslizable tal que el galvanómetro muestra una deflexión cero (nula) cuando se cierra la llave K. Corriente cero por el galvanómetro significa que el voltaje desconocido E es igual a la caída de voltaje  $E'$  a lo largo de la porción xy del alambre. La determinación del voltaje desconocido se convierte ahora en la evaluación de la caída de voltaje  $E'$  a lo largo del alambre.

El alambre se construye cuidadosamente y tiene una resistencia uniforme en toda su longitud. Una escala calibrada, normalmente con divisiones en centímetros y milímetros, se coloca junto al alambre de tal manera que el contacto deslizable se puede ubicar en cualquier posición que se desee. La caída de voltaje a lo largo de toda su longitud, o cualquier porción de él, se puede controlar ajustando la corriente de trabajo, puesto que se conoce su resistencia exactamente.

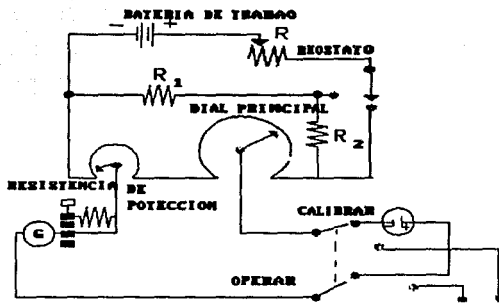
Como primer paso en el procedimiento de medición, la corriente de trabajo se ajusta o estandariza con referencia a una fuente de voltaje conocido tal como la celda patrón de la figura 3-16. El procedimiento se ilustra en la siguiente discusión:

El alambre tiene una longitud total de 200 cm y una resistencia de  $200\Omega$ . La fem de la referencia de voltaje, indicada por medio de la celda patrón en la figura es de 1,019 V. El interruptor S se coloca en la posición "calibrar" y el contacto deslizante se ubica en la marca de 101,9 cm. El reóstato se ajusta de tal forma que existe una corriente de trabajo que no produce deflexión en el galvanómetro cuando la llave K se oprime. En esta condición de balance, o nula, la caída de voltaje a lo largo de la porción de 101,9 cm del alambre es igual a al voltaje de la celda patrón de 1,019 V. Puesto que la porción de 101,9 cm del alambre representa una resistencia de  $101,9\Omega$ , la corriente de trabajo tiene un valor de 10 mA. El voltaje en cualquier punto del alambre es proporcional a su longitud y se obtiene convirtiendo la correspondiente longitud en voltaje, simplemente colocando el punto decimal en la posición apropiada ejemplo: 146,3 cm = 1,463 V). Una vez calibrado, la corriente de trabajo no se debe variar nunca.

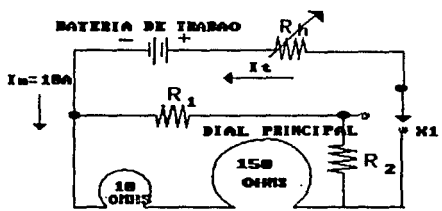
Después de estandarizado el potenciómetro, se puede medir cualquier voltaje de cd pequeño (1,6 V máximo). El interruptor S se coloca en la posición "operar" y el contacto deslizante se mueve a lo largo del alambre hasta que el galvanómetro no muestra deflexión cuando la llave K se cierra. En esta condición nula, el voltaje desconocido E es igual a la caída de voltaje E' a través de la porción xy del alambre y la lectura sobre la escala se convierte simplemente a su correspondiente valor de voltaje.

**POTENCIOMETRO DE DOBLE RANGO** El potenciómetro de rango simple se construye normalmente para cubrir rangos de voltaje hasta de 1,6 V. El circuito se puede modificar para incluir un segundo rango de medición de menor valor adicionando dos resistencias y un interruptor de rango. La figura 3-17, muestra el diagrama esquemático de un potenciómetro de doble rango, donde  $R_1$  y  $R_2$  son las resistencias de rango y el interruptor S selecciona el alcance a emplear. La operación de este potenciómetro se puede entender y analizar más fácilmente redibujándolo en forma simplificada, omitiendo algunos detalles del circuito del galvanómetro y del de calibración. El diagrama esquemático se muestra en la figura 3-18.





[fig 3-17]

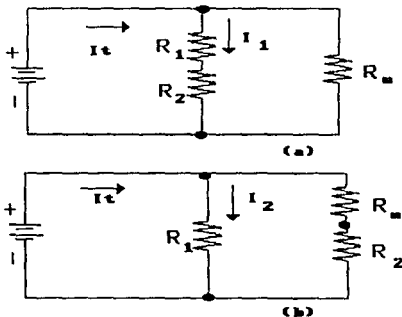


[fig 3-18]

En la figura la resistencia total de medición  $R_m$  consiste del alambre de corredera en serie con el dial principal. El dial principal tiene 15 pasos de  $10 \Omega$  para una resistencia total de  $150 \Omega$ . La resistencia del alambre es de  $10 \Omega$ . Para producir una

caída de voltaje de 1,6 V a través de la resistencia total de medición, la corriente de medición  $I_m$  debe ser de 10 mA. Cuando el interruptor de rango se coloca en la posición de X 0.1 la corriente  $I_m$  se debe reducir a un décimo de su valor original, 1 mA, para producir una caída de voltaje de 0,16 V a través de  $R_m$ .

Es esencial en el diseño que el circuito sea capaz de cambiar los rangos de medición sin necesidad de reajustar el reóstato o cambiar el voltaje de la batería de trabajo, una vez que el instrumento se ha calibrado en el rango de X1, siguiendo el procedimiento de estandarización, la calibración del rango X 0.1 no sería necesaria. Esto requiere que el voltaje  $E'$  de la figura 3-19 permanezca igual para las dos posiciones del interruptor de rango. Esta condición se satisface únicamente cuando la corriente total de la batería tiene el mismo valor para cada rango de medición.



[fig 3-19]

Para analizar la operación del potenciómetro de doble rango, usaremos los circuitos elementales de los rangos X1 y X0.1, mostrados en la figura 3-19. En el rango X1, [figura 3-19(a)], las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  están en paralelo con la resistencia total de medición  $R_m$ . En el rango X0.1 [fig 3-19(b)], la resistencia de rango  $R_1$  está en paralelo con la combinación en serie de  $R_2$  y  $R_m$ . una corriente constante por la batería es posible únicamente cuando la resistencia total del circuito en cada rango es la misma.

Igualando las resistencias total de la figura 3-19 (a) y (b), obtenemos

$$\frac{R_m(R_1+R_2)}{R_1+R_2+R_m} = \frac{R_1(R_2+R_m)}{R_1+R_2+R_m} \quad [3-48]$$

y simplificando,

$$R_2R_m = R_1R_2 \quad \text{o} \quad R_1 = R_m \quad [3-49]$$

La ecuación 3.49 indica que la resistencia de rango  $R_1$  debe tener el mismo valor que la resistencia de medición  $R_m$  para que la batería suministre la misma corriente en ambos rangos.

El voltaje  $E'$  debe ser el mismo para cualquier posición del interruptor de rango para que no se cambie la calibración original.  $E'$  se puede evaluar en la figura 3-19. Con el interruptor en la posición X1

$$E' = I_m R_m \quad [3-50]$$

con el interruptor en la posición X0,1

$$E' = I_2 R_1$$

Combinando las ecuaciones 3.50 y la anterior obtenemos que:

$$E' = I_m R_m = I_2 R_1 \quad [3-51]$$

Sustituyendo la ecuación 3.49 en 3.51, se tiene que:

$$I_m = I_2 \quad [3-52]$$

La ecuación 3.52 indica que la corriente en derivación  $I_2$  en el rango X0.1 debe ser igual a la corriente de medición  $I_m$  en el rango X1.

La corriente de la batería  $I_t$  en la figura (a) es

$$I_t = I_1 + I_m \quad [3-53 a]$$

La corriente en la batería  $I_t$  en la figura (b) es

$$I_t = I_2 + 0,1 I_m \quad [3-53 b]$$

Combinando las ecuaciones 3.53a y 3.53b y usando la ecuación 3.52

$$I_1 + I_m = I_2 + 0.1 I_m \quad [3-54]$$

o

$$I_1 = 0.1 I_m$$

Finalmente para establecer el valor de la resistencia  $R_2$ , la única desconocida pendiente en el círculo del potenciómetro, consideremos de nuevo la figura 3-20(a). La caída de voltaje a través de  $R_m$  debe ser igual a la caída de voltaje a través de la combinación serie de  $R_1$  y  $R_2$ .

$$I_1 (R_1 + R_2) = I_m R_m \quad [3-55]$$

Sustituyendo la ecuación 3.49 y 3.54 en la ecuación 3.55, obtenemos

$$0.1 I_m (R_1 + R_2) = I_m R_m \quad [3-56]$$

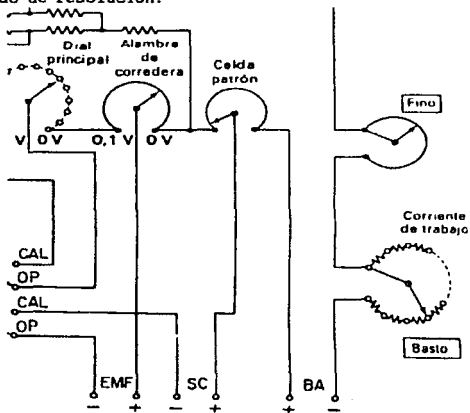
$$R_2 = 9 R_1 \quad [3-57]$$

Para el circuito de la figura 3-18, donde la resistencia de medición  $r_m = 160 \Omega$ , encontramos que  $R_1 = R_m = 160 \Omega$  y  $R_2 = 9 R_1 = 9 \times 160 = 1,440 \Omega$ . Puesto que ya hemos asumido una corriente de medición de 10 mA en el rango de X 1, la corriente  $I_1 = 0.1 \times 10 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$  y la corriente de la batería  $I_2 = 11 \text{ mA}$ . El rango de X 0.1, la corriente de medición es  $0.1 I_m = 1 \text{ mA}$  y la corriente  $I_2 = I_m = 10 \text{ mA}$ , dando de nuevo una corriente total de trabajo de 11 mA. Por consiguiente la condición de corriente de trabajo para ambos rangos se ha cumplido.

La calibración del potenciómetro de rango doble se hace de la manera acostumbrada en la posición de X1. Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son de precisión y la calibración inicial debe ser válida para el rango más bajo. El potenciómetro de la figura 3-17 se puede usar para medir voltajes hasta 0.16 V en el rango inferior. Las lecturas del dial se multiplican simplemente por el factor del rango de 0.1. Si el alambre de correa tiene 100 divisiones en su escala y se puede interpolar hasta un quinto de división, entonces la resolución del potenciómetro  $1/5 \times 1/100 \times 0.01 \text{ V} = 20 \mu\text{V}$  en el rango de X 0.1.

El potenciómetro de rango doble de la figura 3-17 se construye para una relación de voltaje de 10/1. Un arreglo similar se puede usar para cualquier otra relación seleccionando apropiadamente la resistencia de rango  $R_1$  y  $R_2$ .

**POTENCIOMETRO DE RANGO MULTIPLE** Los potenciómetros de precisión de laboratorio normalmente tienen tres rangos de voltaje: uno rango alto (1.6 V), uno medio (0.16 V) y uno inferior (0.016 V). En la figura siguiente se muestra el circuito simplificado de un instrumento de tres rangos, anotando que el circuito de suicheo de rango es ligeramente más complejo que el del potenciómetro de rango doble de la figura 3-17, aún cuando, claro está, realiza la misma función. Para mantener la calibración del instrumento cuando el operario cambia de un rango al siguiente, se debe mantener constante la corriente total suministrada por la batería en los tres rangos de medición. estandarización de la corriente de trabajo se logra por medio de dos reóstatos de diez vueltas conectados en serie, un reóstato de ajuste basto y el otro de ajuste fino, de tal forma que la corriente se puede lograr con un alto grado de resolución.



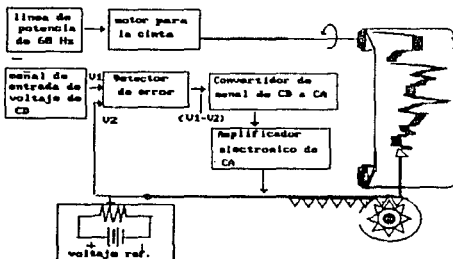
El nivel de la exactitud de las mediciones normalmente asociado con los potenciómetros es tal que el circuito requiere componentes de alta estabilidad y conexiones cuidadosamente alambradas; como resultado, varios elementos del circuito se deben blindar térmica y electrostáticamente. Características adicionales, no aparentes realmente en el diagrama circuital pero incorporadas generalmente

en los potenciómetros de precisión incluyen interruptores inversores para el detector y la fuente de voltaje desconocido, lectura numérica de las mediciones y poseer un automático del punto decimal de la lectura final.

**Potenciómetro de autobalance** Con el desarrollo de los métodos automáticos o de autobalance para lograr la condición nula, las ventajas de las técnicas de medición potenciométrica se aplicaron a un amplio campo de las mediciones.

Además de indicar meramente una medición, los potenciómetros autobalanceados son capaces de registrar permanente los valores de los voltajes que ellos miden. Esto se logra colocando un dispositivo marcador en la aguja y usando un motor para mover una cinta de papel que es la superficie de registro.

La característica de balance automático de este tipo de potenciómetro descansa en un servomotor<sup>1</sup> que trabaja con otras piezas de equipo electrónico. La figura 3-19 es el diagrama de bloques de un potenciómetro autobalanceado y en el cual se muestra cómo estos elementos realizan la función de balance.



[fig 3-19]

<sup>1</sup>Un servomotor se define como un motor que responde a un mando. Esta respuesta es en la forma de un movimiento que corrige cualquier diferencia entre el estado actual y el deseado del sistema al cual el motor está conectado.

En esta figura observamos que la señal de voltaje a medir ( $V_i$ ) se aplica a uno de los terminales de entrada de un dispositivo llamado detector de error. Otro voltaje ( $V_r$ ) que se obtiene de una fuente de voltaje de referencia ajustable se alimenta al segundo terminal de entrada del detector de error. El detector de error electrónicamente sustrae  $V_r$  de  $V_i$  y utiliza el resultado como una señal de salida. La señal de salida del detector de error se llama la señal de error y se utiliza para conducir el servomotor. Sin embargo, antes de que la señal de error se aplique al servomotor, se debe amplificar por medio de un amplificador electrónico. Esta amplificación permite que la señal tenga una magnitud lo suficientemente grande para activar el servomotor. La señal de error amplificada aplicada al servomotor hace que el eje de éste rote.

El eje del servo motor tiene dos conexiones mecánicas unidas a él. El primero acopla el eje a un circuito de divisor de voltaje el cual es parte de la fuente de referencia variable de cd que suministra  $V_r$ . A medida que el eje gira, mueve el cursor de este dispositivo de voltaje. La dirección del movimiento es tal que  $V_r$  cambia en valor de tal forma que se aproxima al valor de  $V_i$ . Cuando los valores de  $V_i$  y de  $V_r$  se igualan, la señal de error del detector de error es cero ( $V_i - V_r = 0$ ) y el servomotor se para. (Observe que el movimiento del cursor por medio del servomotor reemplaza la acción mecánica unida al eje del servomotor está acopla a una aguja que indica el grado de rotación del eje. Cuando el servomotor se detiene, el voltaje de referencia  $V_r$ , es igual al voltaje de entrada  $V_i$ ).

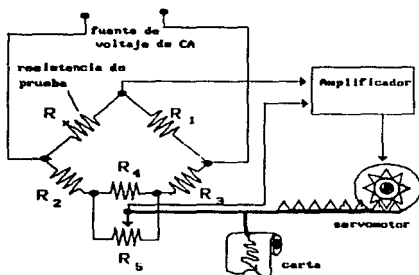
Puesto que el valor del voltaje de referencia se conoce exactamente, la posición de la aguja (controlada por el eje del servomotor) se puede calibrar para que indique el valor del voltaje de entrada directamente. Si la aguja tiene una pluma u otro dispositivo marcador conectado a ella y si otro motor se emplea para mover una cinta de papel o escala debajo del marcador, se produce un registro permanente del voltaje medido contra el tiempo.

**Registadores** Un instrumento registrador es un dispositivo cuya función es registrar el valor de la cantidad que mide. Tales instrumentos pueden incluir dispositivos de registro gráfico, impresoras de computador, grabadoras de cinta.

Existen en uso comúnmente tres tipos de dispositivos registradores gráficos. Son el registrador autobalanceado, el registrador X-Y y el registrador galvanométrico. Todos estos dispositivos generalmente contienen un aparato de medición y un mecanismo registrador. Esto da a los registradores la capacidad de escribir señales eléctricas de detectores o sensores y convertir sus magnitudes y las variaciones de sus magnitudes en un registro gráfico permanente.

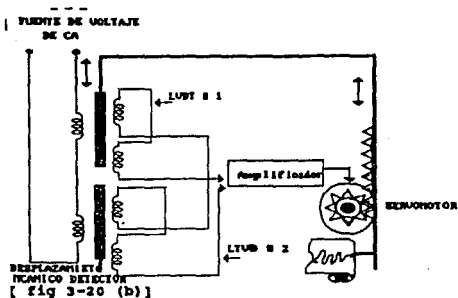
**Registadores de balance-nulo** La acción de autobalance de todos los registradores de balance nulo se obtiene con el mismo esquema básico con servomotor que se utilizó en los potenciómetros autobalanceados. Sin embargo, la fuente de la señal de error que se conecta al servomotor puede ser un circuito potenciométrico, un circuito puente o un transformador diferencial variable lineal. La selección del circuito empleado en un registrador particular depende del tipo de señal para el cual se diseña el instrumento.

Si la señal de entrada al registrador está en la forma de un voltaje, se usa un circuito con potenciómetro para medir la señal. Tales cantidades de voltaje existen a la salida de los transductores activos. Por otra parte, los circuitos tipo puente figura 3-20(a) se utilizan en los registradores cuando las señales a medir se deben a algún cambio en un parámetro eléctrico de un transductor pasivo. Ejemplo de estos tipos de señales incluyen los cambios de resistencia que ocurren en los medidores de tensión, termistores y celdas fotoconductoras. Finalmente, si la señal medida se manifiesta por medio de pequeños desplazamientos, un circuito que utilice un transformador diferencial variable lineal se emplea para generar la característica de autobalance.



[fig 3-20 (a)]





Todos los registradores de balance nulo descritos son instrumentos indicadores muy sensibles. Son capaces de leer señales de voltaje desde 1 mV a 100 V (cd) con un alto grado de exactitud (dentro de un  $\pm 0.1$  por ciento). Sin embargo, puesto que el mecanismo de balance nulo es esencialmente electromecánico, tales registradores están muy limitados en su habilidad para responder a cantidades que cambian rápidamente. En la misma forma, la máxima velocidad del mecanismo de pluma es limitada y la respuesta de frecuencia depende de la excursión de pico de la señal que se registra. Por ejemplo, la respuesta de frecuencia máxima típica de un registrador de balance nulo está especificada como 5 Hz cuando la excursión de la pluma es el 10 por ciento del total sobre el cual se puede mover.

Para hacer los registradores de balance nulo más versátiles, se permite la variación de la posición cero de la pluma y de la velocidad con la cual el papel pasa a través del registrador. Además se dispone de papel de diferentes anchos de 4 a 12 pulgadas. Finalmente, la impedancia de entrada del registro de balance nulo es muy alta. En las escalas de mV, la impedancia de entrada es potenciométrica (ésto es, esencialmente infinita), mientras que en las escalas menos sensibles la impedancia es de 10 M $\Omega$  o más.

**Registradores de galvanómetro** Los registradores de galvanómetro utilizan una pluma montada en el extremo de la aguja de un movimiento D' Arsonval robusto y fuerte similar al movimiento usado en los medidores básicos de cd. Cuando se mide una cantidad por medio del registrador con un galvanómetro, los resortes

restauradores del movimiento (en vez de la señal de autobalance) suministran una contrafuerza que balancea a la fuerza por la cantidad que se mide. Cinta de papel se utiliza normalmente con este tipo de registrador.

Aun cuando los registradores con galvanómetro no son tan sensibles como los modelos autobalanceados, poseen otras ventajas que éstos no tienen. Primero, la respuesta de frecuencia es mucho mayor que la de los autobalanceados. Segundo, el movimiento D'Arsonval que dirige el dispositivo marcador se puede hacer mucho más compacto que el conjunto motor-pluma de los registradores autobalanceados. Entonces se pueden construir registradores con galvanómetro de canales múltiples. Como resultado se construyen registradores comerciales que contienen hasta treinta y seis canales de salida. Esta característica hace los registradores galvanométricos atractivos para registrar y controlar un gran número de cantidades que varían lentamente. Por ejemplo, un registrador multicanal se puede usar para registrar la salida de los transductores que simultáneamente controlan varias funciones fisiológicas en un paciente en un hospital (tal como la temperatura del cuerpo, presión de la sangre, rata de respiración). Otra aplicación involucra el registro simultáneo de las diferentes condiciones que existen a bordo de un satélite en el espacio.

La máxima frecuencia de los registradores galvanométricos ordinarios es de alrededor de 100 Hz (para excursiones pequeñas de la pluma), mientras su máxima sensibilidad es del orden de 25 mV/pulg. La impedancia de entrada de estos instrumentos es de 100 K $\Omega$  o más y las exactitudes correspondientes son de  $\pm 1.0$  a  $\pm 2.0$  por ciento de plena escala. Registradores especiales con galvanómetros que usan un rayo de luz en vez del conjunto aguja pluma son capaces de registrar señales cuya frecuencia de variación es tan alta como 13 kHz.

**Registradores X-Y** Los registradores X-Y son instrumentos que tienen la capacidad especial de desplegar dos cantidades que varían separadamente en los ejes X y Y de un sistema de coordenadas cartesianas. Esto significa que una de las variables se la puede aplicar a la entrada X del registro y la otra a la entrada Y, el registro dibujará la variación de la una contra la otra. Esta característica se debe a que el registrador X-Y puede mover simultáneamente la pluma en ambas direcciones X y Y a través de un papel fijo en respuesta a sus dos señales de entrada. Puesto que la mayoría de los registradores X-Y también contienen una base de tiempo, se pueden usar para graficar la variación de una sola variable contra tiempo. Esto les permite presentar algunas mediciones de la misma manera que los registradores de cinta.

Otra característica de los registradores X-Y es que son baratos en su operación, puesto que emplean el sistema marcador de

pluma y tinta y se puede usar papel ordinario de bajo costo para la carta. Además, son muy fáciles de usar.

Hay una amplia variedad de aplicaciones en las cuales se usan los registradores X-Y. Algunas de estas aplicaciones incluyen el trazo de las curvas de corriente contra voltaje de los diodos y transistores, el trazo de las curvas B-H de los materiales magnéticos, la reproducción de las lecturas de los computadores analógicos y digitales y las gráficas de voltaje contra frecuencia de los osciladores.

Otras especificaciones de los registradores X-Y incluyen las características de entrada y salida, tamaño del papel, sensibilidad máxima y exactitud. Valores típicos de estas cantidades son los siguientes. Impedancia de entrada 100 K $\Omega$  a 1 M $\Omega$  en los rangos menos sensibles y 50 M $\Omega$  o más en los rangos más sensible; sensibilidad máxima 100 mV/pulg a 1 mV/pulg. dependiendo del modelo; exactitud  $\pm$  0,1 por ciento de plena escala.

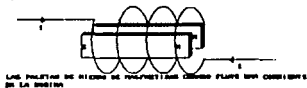
#### INSTRUMENTOS DE CORRIENTE ALTERNA

El movimiento D' Arsonval responde al promedio o valor cd de la corriente que circula por la bobina móvil. Si el movimiento conduce una corriente alterna con medios ciclos positivos y negativos, el torque producido será en una dirección para la alternación positiva y en la otra dirección para la negativa. Si la frecuencia de la ca es muy baja, la aguja estará oscilando hacia adelante y hacia atrás alrededor del punto cero sobre la escala del metro. A altas frecuencias, la inercia de la bobina es tan grande que la aguja no podrá seguir las rápidas inversiones del torque y vibrará alrededor del cero.

Para medir ca con un movimiento D' Arsonval se deben diseñar algunos medios para obtener un torque *unidireccional* que no se invierta cada medio ciclo. Un medio involucra la rectificación de la ca de tal forma que sea la corriente rectificada la que deflecta la aguja. Otros métodos usan el efecto de calentamiento de la corriente alterna para producir una indicación de su magnitud.

**Movimiento de hierro móvil** El movimiento de hierro o paleta móviles utiliza principalmente en los medidores de ca. Tal como el movimiento D Arsonval, este también es un dispositivo detector de corriente. Opera en base al principio que un campo magnético induce magnetismo en el hierro y que polos magnéticos de la misma polaridad se repelen uno al otro. Se utiliza una bobina, que

conduce la corriente que se desea medir, para producir el campo magnético. Dentro de la bobina existen dos piezas de hierro, una fija y otra móvil. El campo dentro de la bobina magnetiza a ambos hierros con la misma polaridad y se repelen uno al otro, porque ambos polos norte y ambos polos sur son adyacentes (fig. siguiente)



La intensidad de la repulsión es proporcional a la intensidad del campo magnético de la bobina. Si una corriente de ca se aplica a la bobina, el campo magnético cambiará de dirección junto con él cambiara la dirección del flujo de la corriente. La magnetización de los hierros también se invertirá y por consiguiente el efecto neto todavía será de repulsión, por que la posición de los polos se invierte restaurando como en el movimiento de D' Arsonval. Puesto que solamente esta pieza se puede mover, la fuerza de repulsión se utiliza para hacer desviar una aguja conectada al eje, que indica la magnitud de la corriente que pasa por la bobina. El movimiento de hierro móvil no distingue polaridad y por tanto se puede utilizar para detectar corriente de ca. Si la frecuencia de la corriente que se mide es mayor que unos pocos ciclos por segundo o sea 1 Hertz, la aguja no sigue los cambios debido a la inercia del mecanismo. En vez de hacerlo, la aguja toma una posición que es proporcional al valor rms de la corriente de ca. Generalmente, el movimiento no se utiliza para medir cantidades de cd. Sin embargo, si se utiliza para este propósito, se debe aplicar una corrección el torque para compensar el magnetismo remanente en el hierro. Sin esta corrección, la lectura de cd no es una indicación exacta de la corriente que fluye en el movimiento.

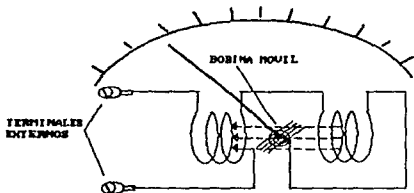
Para mediciones de ca, la exactitud del movimiento se ve limitada por el hecho de que la magnetización de las paletas de hierro no es lineal. Además, los efectos de histéresis y las corrientes de Foucault también se están presentes en las paletas. Todos estos efectos juntos causan que las lecturas del movimiento se alejen de la lectura verdadera, particularmente en altas frecuencias. Además, la densidad de flujo magnético producido por la bobina es bastante pequeña. Como resultado de esta baja densidad de flujo, el movimiento tiene una baja sensibilidad de corriente (o sea, no responde muy bien a corrientes pequeñas)

Muchas configuraciones diferentes de bobinas y paletas de hierro se utilizan en la construcción de los medidores. La configuración más sensible en el movimiento de hierro móvil radial mostrado en la figura \*. Obsérvese que ninguno de estos movimientos

tienen partes móviles que conduzcan corriente, lo cual los hace fuertes y resistentes a los daños aún bajo condiciones severas de sobrecarga).

**Movimiento electrodinámico** El movimiento electrodinámico se utiliza en la construcción de amperímetros y voltímetros de ca de gran precisión y en los vatímetros y medidores del factor de potencia. Como en los movimientos D' Arsonval y de hierro móvil, éste también funciona como un dispositivo sensible a la corriente. Con este movimiento es posible obtener una alta exactitud porque no utiliza material magnético ( los materiales magnéticos poseen propiedades no lineales).

En contraste con el movimiento D' Arsonval, el cual utiliza un imán permanente para el campo magnético, el electrodinámico crea el campo magnético a partir de la corriente que se mide. Esta corriente pasa a través de dos bobinas fijas y establece el campo magnético que interacciona con la corriente en la bobina móvil. Debido a los campos magnéticos de las bobinas fijas se produce una fuerza sobre la bobina móvil que la hace rotar fig. siguiente:

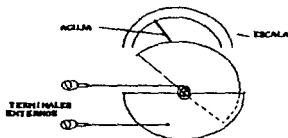


La bobina móvil está unida a una aguja que se mueve sobre una escala para indicar el valor de la cantidad que se mide. Toda la estructura del movimiento se encuentra instalada dentro de una carcasa del hierro para blindarlo de cualquier campo parásito externo. Puesto que la corriente que se mide determina tanto el campo magnético como la interacción de la bobina móvil con el campo, la desviación que resulta de la aguja es proporcional a  $i^2$ . En ca, la aguja toma una posición proporcional al promedio de la corriente al cuadrado. La escala se calibra para leer la raíz cuadrada de esta cantidad (rms).

El movimiento electrodinámico produce lecturas extremadamente exactas pero está limitado por sus requerimientos de potencia. El campo magnético que se produce en las bobinas fijas por una pequeña corriente es mucho más débil que el campo permanente producido en

el movimiento D' Arsonval (Una comparación típica es  $6 \times 10^1 \text{ Wb/m}^2$  vs  $0,2 \text{ Wb/m}^2$ .) Entonces la sensibilidad del movimiento electrodinámico es pobre comparativamente. Cuando se utiliza como voltímetro, la sensibilidad es 10 - 30 ohmios/ voltio, la cual es muy baja.

**Movimiento electrostático** Contrario a otros movimientos discutidos, el movimiento electrostático detecta voltaje en vez de corriente. Sin embargo, puesto que el voltaje más pequeño de plena escala que se puede detectar es del orden de 100 V, el movimiento electrostático no es muy utilizado. Su operación depende de la fuerza de atracción entre dos cuerpos cargados opuestamente. El movimiento (mostrado en la figura siguiente) consiste de dos placas de metal, una fija y otra móvil, que se conectan a través de una diferencia de potencial. La placa móvil de polaridad opuesta a la placa fija (como en un condensador), ejerce una fuerza de atracción, la cual la resultante causa que ellas traten de alinearse.



La aguja en la placa móvil se detiene cuando la fuerza de atracción se balancea con el torque restaurador de los resortes. La escala se marca para mostrar el voltaje aplicado. El movimiento puede medir voltajes de cd o ca sobre un amplio rango de frecuencias y su respuesta a las cantidades de ca es una lectura rms verdadera.

**Medidores electromecánicos de ca** Los movimientos de hierro móvil, electrodinámico y electrostático se pueden utilizar para construir voltímetros y amperímetros electromecánicos de ca. Todos estos movimientos pueden responder directamente a cantidades de ca por que el flujo magnético cambia exactamente en el mismo instante en el que cambia la corriente en las bobinas.

Los medidores de hierro móvil son del tipo más simple de instrumento de ca y además son baratos y fuertes. El tipo más comúnmente utilizado tanto en aplicaciones comerciales, industriales y de laboratorio es el movimiento de hierro móvil con paleta concéntrica. En las unidades comerciales se recomienda su utilización para frecuencias entre 25 y 125 cps. Lo anterior lo hace atractivo para usarlos en 60 cps, la frecuencia más común en la líneas de alimentación de potencia. En algunos instrumentos especiales se puede extender el límite superior hasta un frecuencia

de 2.500 cps. Puesto que los medidores de hierro móvil son más baratos aún cuando menos exactos que los medidores electrodinámicos, ellos se utilizan cuando es el costo y no la alta exactitud la consideración principal. La exactitud varía entre un 2 por ciento hasta un 0.5 por ciento de su lectura de plena escala para instrumentos simples de laboratorio. Los rangos para los amperímetros están entre 10 mA y 50 A y para los voltímetros entre 1 y 750 V.

El movimiento electrodinámico responde al cuadrado de la corriente aplicada y de una lectura rms verdadera. Los medidores de ca que utilizan este movimiento son extremadamente exactos (especialmente a las frecuencias de línea de potencia de 60 cps), pero relativamente costosos. Está limitación de las bobinas del movimiento comienza a introducir errores significativos. Sin embargo, para mediciones de señales de ca de frecuencia menores de 200 cps son los instrumentos más exactos. Se construye medidores con rangos entre 1 y 59 A, 1 a 300 V y con exactitudes hasta de un 0.1 por ciento.

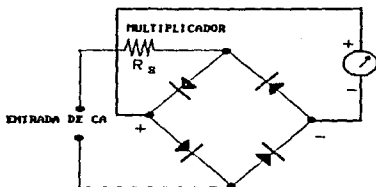
El movimiento electrostático también responde al cuadrado del voltaje aplicado, por tanto su lectura es un valor verdadero. La frecuencia de respuesta está limitada únicamente por la capacidad de corriente. El movimiento se puede utilizar para medir voltajes entre 100 V y 100 kV. Su exactitud está entre un 0.5 a 1.0 por ciento y puede medir voltajes de ca hasta 50 MHz. Hablando prácticamente, los instrumentos electrostáticos tienen una utilización limitada a ciertas mediciones especiales tales como alto voltajes alrededor de 1000 V y algunos circuitos de ca donde otros instrumentos darían lecturas erróneas.

**Circuito rectificador** Una respuesta obvia a la pregunta de las mediciones de ca se halla utilizando un rectificador para convertir la ca en una cd unidireccional y luego usar un movimiento de cd para indicar el valor de la ca rectificada. Este método es muy atractivo, porque se puede utilizar un movimiento de hierro móvil o electrodinámico.

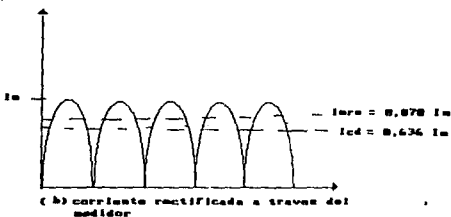
Los instrumentos tipo rectificador generalmente usan un movimiento de bobina móvil entre un campo magnético en combinación con algún rectificador. El elemento rectificador usualmente consiste de un diodo de germanio o silicio. Los rectificadores de óxido de cobre o de selenio están obsoletos porque tienen un régimen de voltaje inverso pequeño y pueden manejar únicamente cantidades limitadas de corriente. Los diodos de germanio tienen un voltaje invertido de pico (PIC) del orden de 300 V y un régimen de corriente de aproximadamente de 100 mA. Los diodos rectificadores de silicio de baja corriente tienen un PIV de hasta 1000 V y un régimen de corriente del orden de 500 mA.

Los rectificadores para instrumentos de trabajo consisten algunas veces de cuatro diodos en una configuración de puente,

suministrando rectificación de onda completa. La figura 3-21 muestra el circuito de un voltímetro de ca que contiene un multiplicador, un puente rectificador y un movimiento de bobina móvil en un campo magnético permanente.



[fig 3-21 (a)]



[fig 3-21 (b)]

El puente rectificador produce una corriente unidireccional pulsante a través del medidor sobre el ciclo completo del voltaje de entrada. Debido a la inercia de la bobina móvil, el metro indicará una deflexión estacionaria proporcional al valor promedio de la corriente.

Puesto que las corrientes y voltajes alternos se expresan normalmente en valores rms, la escala del modidor se calibra en términos del valor rms de una forma de onda sinusoidal.



Una forma de onda no sinusoidal tiene un valor promedio que puede diferir considerablemente del valor promedio de una onda sinusoidal pura (para la cual se calibra el medidor), provocando de esta forma una lectura que puede ser errada. El factor de forma relaciona el valor promedio y el valor rms de los voltajes y corrientes que varían con el tiempo:

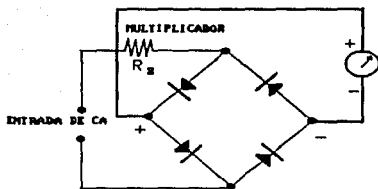
$$\text{factor de forma} = \frac{\text{valor efectivo de la onda de ca}}{\text{valor promedio de la onda de ca}} \quad [3-58]$$

Para una forma de onda sinusoidal:

$$\text{factor de forma} = \frac{E_{rms}}{E_{prom}} = \frac{(\sqrt{2}/2) E_m}{(2/\pi) E_m} \quad [3-59]$$

Observe que voltímetro tiene una escala conveniente únicamente para mediciones de ca. El factor de forma de la ecuación 3-59 es también el factor por el cual el valor actual (promedio) de la corriente de cd se multiplica para obtener el equivalente rms de las marcas de la escala.

El elemento rectificador ideal debe tener resistencia directa cero e inversa infinita. En la práctica, sin embargo, el rectificador es un dispositivo no lineal. Para bajos valores de la corriente directa, el rectificador opera en una parte extremadamente no lineal de su curva característica y la resistencia es grande comparada con la resistencia para valores mayores de corriente. La parte inferior de la escala de ca de un voltímetro de rango bajo es bastante apiñada y agolpada, ésta es la razón por la cual los fabricantes colocan una escala adicional para bajo voltaje. La alta resistencia es la otra parte de la característica del rectificador también coloca un límite en la sensibilidad que se puede obtener en los microamperímetros y voltímetros.



[fig 3-22]

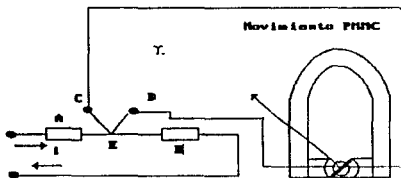
La resistencia del elemento rectificador cambia con las variaciones de la temperatura, siendo ésta una de las mayores desventajas de los instrumentos de ca del tipo rectificador. La exactitud del medidor es normalmente satisfactoria bajo condiciones normales de operación a la temperatura ambiente y generalmente es del orden de  $\pm 5$  por ciento de la lectura de plena escala para formas de onda sinusoidales. Para temperaturas muy bajas la resistencia del rectificador cambia la resistencia total del circuito del medidor en una cantidad suficiente para producir errores en la lectura del medidor. Si se esperan variaciones grandes de la temperatura, el medidor se debe colocar en una caja de temperatura controlada.

La frecuencia también afecta la operación de los elementos rectificadores. El rectificador exhibe propiedades capacitivas y tiende a desviar las frecuencias altas. Las lecturas obtenidas pueden tener un error que puede ser mayor del 0,5 por ciento por cada 1 kHz de elevación de frecuencia.

#### Termoinstrumentos

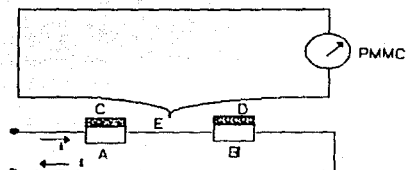
**Instrumentos termocoplado** Cuando dos metales diferentes se ponen en contacto mutuamente, se genera un voltaje en la unión de éstos, a esta unión se le llama termocupla. Este voltaje crece en proporción a la temperatura de la unión. En la figura 3-23, CE y DE representan dos metales diferentes, unidos en el punto E que están dibujados por medio de una línea delgada y otra gruesa, para indicar la desigualdad. La diferencia de potencial entre C y D depende de la temperatura de la llamada unión fría, E. Una elevación de la temperatura origina un incremento en el voltaje y esto se usa ventajosamente en la termocupla. El elemento calefactor

AB, el cual está en contacto con la unión de los dos metales en el punto E, forma parte del circuito en el cual se va a medir la corriente, AEB es la unión caliente. La energía calorífica generada por la corriente en el elemento calefactor eleva la temperatura de la unión fría y origina un incremento en el voltaje generado a través de las terminales C y D. Este diferencia de potencial origina una corriente  $cd$  por el instrumento indicador. El calor generado por la corriente es directamente proporcional al cuadrado de la corriente  $I^2R$  y la elevación de la temperatura (y por consiguiente el voltaje  $cd$  generado) es proporcional al cuadrado de la corriente rms. La deflexión del instrumento indicador seguirá una relación de ley cuadrática, originando un apiñamiento en el extremo inferior de la escala y un espaciamiento en el extremo superior. El arreglo de la figura 3-23 no suministra compensación por cambios de la temperatura ambiente.



[fig 3-23]

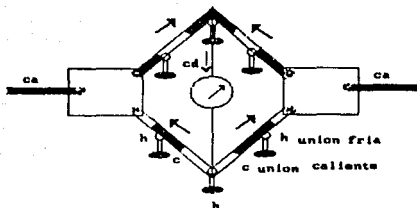
El termoelemento compensado, se muestra esquemáticamente en la figura 3-24 se produce un voltaje en la termocupla CED directamente proporcional a la corriente a través del circuito AB. Puesto que el voltaje desarrollado en la termocupla es una función de la diferencia de temperatura entre sus extremos frío y caliente, esta diferencia de temperatura debe ser causada únicamente por la corriente a medir. Por tanto para mediciones exactas, los puntos C y D deben estar a la temperatura promedio de los puntos A y B. Esto se logra uniendo los extremos C y D de la cupla al centro de tiras separadas de cobre, cuyos extremos están en contacto térmico con A y B, pero aislados eléctricamente de ellos.



[fig 3-24]

Instrumentos termoelectricos autocontenidos del tipo compensado se consiguen en el rango de 0,5 a 20 A. Para rangos de corriente mayores, el elemento calefactor es externo al indicador. Los termoelementos utilizados para rangos de corriente mayores de 60 A tienen aletas de refrigeración por aire.

Las mediciones de corriente en los rangos inferiores, 0.1 a 0.75 A, emplean un termoelemento del tipo puente mostrado en la figura 3-25. Este arreglo no usa un calentador separado: la corriente a medir pasa directamente a través de los termoelementos y eleva su temperatura en proporción a  $I^2R$ . Las uniones frías (marcadas c) están en las aletas embebidas en la lectura aisladora y las uniones calientes (marcadas h) están en los empalmes entre las aletas. Las cuplas se colocan como se muestra en la figura 3-25 y el voltaje térmico resultante genera una diferencia de potencial cd a través del instrumento indicador. Puesto que las ramas del puente tienen resistencia igual, el voltaje ca a través del medidor es de 0 V y no pasa ca por él. El uso de varios termocuplas en serie suministra un mayor voltaje de salida y deflexión, lográndose un instrumento de mejor sensibilidad.



[fig 3-25]

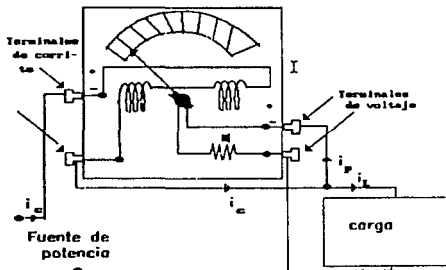
Los termoinstrumentos se pueden convertir en voltímetros usando termocoplas de baja corriente y resistencia convenientes en serie. Los voltímetros de termocupla se consiguen en rangos hasta de 500 V y sensibilidades de aproximadamente 100 a 500  $\Omega/V$ .

La principal ventaja de un instrumento de termocupla es su exactitud que puede ser hasta del 1 por ciento, para frecuencias hasta 50MHz aproximadamente. Por esta razón se clasifican como instrumentos RF. Sobre 50MHz el efecto piel tiende a forzar la corriente hacia la superficie externa del conductor, incrementando la resistencia efectiva del alambre calefactor y reduciendo la exactitud del instrumento. Para corrientes pequeñas (hasta 3 A), este alambre es sólido y muy delgado. Por encima de 3 A tiene un diseño tubular para reducir los errores debido al efecto piel a frecuencias altas.

**VATIMETROS** El movimiento eletrodinámico se utiliza como el mecanismo sensor de la gran mayoría de los instrumentos de potencia de baja frecuencia (por debajo de 400 Hz). Los instrumentos electrodinámicos se pueden construir para que midan la potencia promedio disipada en una carga, el factor de potencia o la potencia reactiva en un circuito. Ellos pueden determinar estas cantidades aún cuando las formas de onda que se están midiendo no sean sinusoidales. Esto permite utilizarlos para medir potencia en los circuitos de cd tanto como en otras aplicaciones donde las formas de onda alternantes tienen una forma no sinusoidal.

El vatímetro consta de dos bobinas, una fija y otra móvil la cual se conecta como se muestra en la figura 3-26. La corriente que proviene de la fuente de potencia,  $i_s$ , se pasa a través de la bobina

fija, conéctandola en serie con la carga (esta bobina también se llama bobina de corriente o bobina de campo). La bobina móvil tiene una resistencia grande  $R$ , conectada en serie con ella. Esta rama de bobina y resistencia se conecta a través de la carga. La rama de la bobina móvil también se llama la rama de voltaje y conduce una pequeña corriente  $i_v$ , normalmente entre 10 y 50 mA.



[fig 3-26]

La deflexión de la bobina es proporcional al producto de las corrientes  $i_c$  e  $i_v$ , y podemos escribir para la deflexión promedio sobre un período:

$$\theta_{prom} = K \frac{1}{T} \int_0^T i_c i_v dt \quad [3-60]$$

donde

- $\theta_{prom}$  deflexión angular promedio de la bobina
- $K$  constante del instrumento
- $i_c$  corriente instantánea en las bobinas de campo

Asumiendo que el movimiento que  $i_c$  es igual a la corriente de carga,  $i$  y empleando el valor para  $i_v = e / R$  donde  $e$  es igual al voltaje en la carga nos da:

$$\theta_{prom} = K \frac{1}{T} \int_0^T i \frac{e}{R_p} dt = K_2 \frac{1}{T} \int_0^T ei dt \quad [3-61]$$

Por definición la potencia promedio en un circuito es

$$P_{prom} = \frac{1}{T} \int_0^T ei dt \quad [3-62]$$

Lo cual indica que el movimiento electrodinámico, tiene una deflexión proporcional a la potencia promedio. Si  $e$  e  $i$  son cantidades que varían sinusoidalmente de la forma  $e = E_m \sin wt$  e  $i = I_m \sin (wt \pm \theta)$ , la ecuación se reduce

$$\theta_{prom} = K_3 EI \cos\theta \quad [3-63]$$

La aguja esta unida a la bobina móvil, la cual mostrará una rotación sobre una escala. Puesto que la potencia en cualquier instante se define como

$$p = v \times i \quad [3-64]$$

El torque desarrollado en la bobina móvil es proporcional a la potencia instantánea.

A frecuencias por encima de unos pocos ciclos por segundo, la inercia de la aguja es muy alta para seguir las variaciones de  $p$ . En vez de hacerlo, la aguja toma una posición proporcional al promedio de  $i$ . En el vatímetro electrodinámico las corrientes en las dos bobinas son diferentes y la deflexión es proporcional al promedio de  $v \times i$ .

El vatímetro electrodinámico tiene cuatro terminales externas a las cuales se deben hacer las conexiones para poder medir potencia. Dos de ellas son las terminales de voltaje y otras dos son las terminales de corriente.

Las terminales de corriente suministran las conexiones a la bobina fija, mientras que las terminales de voltaje son para la rama de la bobina móvil. Una terminal de cada tipo esta marcada con polaridad  $\pm$ . Es necesario conectar la terminal  $\pm$  de corriente y la terminal  $\pm$  de voltaje al mismo alambre de la línea que llega de potencia. En esta forma la bobina fija y la móvil estarán aproximadamente al mismo potencial. Debido a que el valor de la resistencia en serie ( $R$ ) es mucho mayor que la resistencia de la bobina de voltaje, la mayor parte de la caída de voltaje en esta rama está

en R. Por tanto no existirá un campo eléctrico entre las bobinas fija y móvil. Un campo eléctrico existe entre ellas si se encuentran a diferentes potenciales. La fuerza de atracción de este campo podría restringir ligeramente la rotación de la bobina móvil y producir una lectura errónea.

Los vatímetros electrodinámicos se construyen con especificaciones de corriente hasta de 20 A y rangos de voltaje hasta de 300 V. Es una buena práctica, sin embargo, limitar la corriente de entrada al vatímetro a un máximo de 5 A, esto se logra utilizando un transformador de corriente para bajar la corriente de entrada. Cuando esto se hace se reducen los campos magnéticos asociados con conductores que transportan grandes corrientes. Tales campos magnéticos pueden alterar sensiblemente los débiles campos magnéticos producidos por la bobinas del instrumento. Si el voltaje aplicado a la carga excede a 300V es conveniente bajarlo a 115-125 V por medio de un transformador de voltaje. En esta forma, se evitan daños a los circuitos de voltaje del vatímetro.

El error total en los instrumentos electrodinámicos fabricados comercialmente está entre  $\pm 0.1$  y  $\pm 0.5$  por ciento cuando se operan dentro de sus especificaciones de frecuencia. Los medidores más exactos se utilizan como patrones de potencia en el laboratorio.

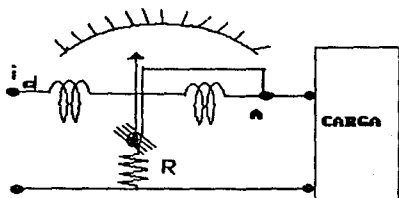
El vatímetro está especificado en términos de su corriente, voltaje y potencia máxima. Cada una de estas especificaciones se deben observar para evitar daños al vatímetro. Excesos de corriente pueden dañar las bobinas de corriente y sus aislamientos. Voltajes excesivos pueden originar daños similares en las ramas de la bobina de voltaje. En circuitos de bajo factor de potencia, cualquiera de estos límites se puede exceder sin necesidad de sobrepasar la especificación de potencia.

ERRORES EN LOS VATÍMETROS ELECTRODINÁMICOS Aún cuando las conexiones a un vatímetro electrodinámico se hagan correctamente, un error todavía está presente en sus lecturas. Este error se origina por la potencia que se necesita para mantener el campo magnético de la bobina fija y la potencia consumida en la caída de voltaje en la rama de la bobina móvil. A 5 A, la potencia perdida en la bobina de corriente es cerca de 0,8 W. A 115 V, la pérdida de potencia a través del circuito de la bobina de voltaje es de alrededor de 2.9 W. Para grandes mediciones de potencia este error es pequeño, pero es apreciable si los niveles de potencia medidos son pequeños (5 vatios o menos).

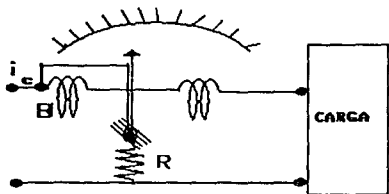
Existen dos métodos para reducir los errores. El primero es hacer uso de la conexión que da el menor error posible y aplicar los factores de corrección a las lecturas resultantes. Cuando este método se emplea, los siguientes consejos son muy útiles. La conexión de la figura 3-27(a) es mucho mejor para cargas de alta



corriente y bajo voltaje, mientras que la conexión (b) de la misma figura es mejor para cargas de alto voltaje y baja corriente.

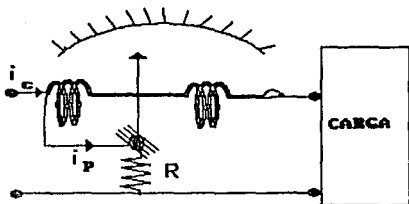


[fig 3-27 (a)]



[fig 3-27 (b)]

La segunda solución es usar un vatímetro compensado como el de la figura 3-28. El vatímetro compensado se construye adelantando el alambre que conduce la corriente de la bobina móvil  $i$ , dentro de la bobina de corriente que originalmente conducían  $i = i_1 + i_2$ . El devanado extra se hace en dirección opuesta a los devanados de las bobinas de corriente. Entonces el flujo magnético debido a la corriente en el devanado extra cancelará la parte del flujo magnético debido a  $i_1$ , que fluye en las bobinas de corriente originales. Como resultado, el vatímetro compensado elimina los errores mencionados e indica lecturas de baja potencia mucho más exacta.



[fig 3-28]

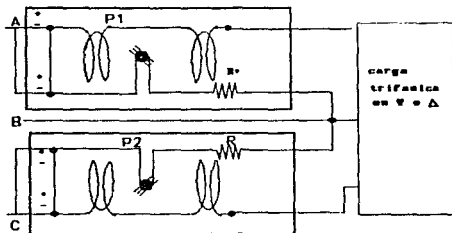
**Vatímetro electrónico** Se debe utilizar un vatímetro electrónico si se desea medir la potencia disipada en una carga de las frecuencias de audio mayores de 400 Hz (hasta cerca de 100 KHz) o a niveles de potencia por debajo de los 5 vatios. El vatímetro electrónico mide potencia para frecuencias hasta de 100 KHz y para rangos de potencia entre 0.1 W y 100 KW de plena escala. Si la frecuencia es menor de 40 KHz y si el factor de potencia de la carga es mayor que 0.1 su exactitud puede ser tan buena como  $\pm 3$  por ciento. Para frecuencias mayores o para cargas de menor factor de potencia, la exactitud cae a un  $\pm 10$  por ciento.

La base de operación de estos vatímetros descansa en un circuito que contiene dos amplificadores. Un amplificador mide la corriente a través de la carga y otro mide el voltaje. Combinando apropiadamente y amplificando las cantidades de corriente y voltaje se produce una lectura proporcional a la potencia promedio disipada por la carga.

Aún cuando las exactitudes mencionadas arriba son posibles con el vatímetro electrónico, la dificultad para utilizarlo apropiadamente, su alto costo y ciertas incertidumbres asociadas con su operación han evitado la diversificación de su uso.

**Vatímetro polifásico** Las mediciones de potencia en un sistema polifásico requieren el uso de dos o más vatímetros. La potencia real total se encuentra sumando algebraicamente las lecturas de los vatímetros individuales. El teorema de Blondel establece que la potencia real se puede medir con al menos un vatímetro menos que el número de hilos del sistema polifásico, siempre y cuando un alambre sea común para todos los circuitos del potencial.

Una conexión posible de dos vatímetros se muestra en la figura 3-29. El mismo lado de la rama de voltaje de cada vatímetro se conecta a la fase que no tiene vatímetro conectado en serie en este caso, el alambre B. Encontramos la potencia disipada por toda la carga sumando algebraicamente las lecturas de los dos vatímetros. (Sin embargo, en este método, ninguno de los vatímetros lee potencia porque no se hace medición de  $v$  e  $i$  en una sola rama. Al hacer las conexiones iniciales, es importante asegurar que las conexiones a las fases son simétricas. Una guía conveniente para lograrlo consiste en conectar al vatímetro de tal forma que cuando la corriente fluye desde la fuente siempre entre al vatímetro a través de las terminales  $\pm$ . Este arreglo establece una referencia para determinar el signo de las lecturas de los vatímetros. Si el  $fp$  de la carga es  $> 0.5$  ambos vatímetros leerán positivo y  $P_T = P_1 + P_2$ .



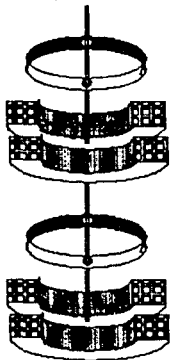
[fig 3-29]

Si el  $fp$  de la carga es  $< 0.5$  uno de los medidores tendrá una lectura negativa. En este caso las terminales de corriente de este medidor se deben invertir y después su lectura se debe sustraer de la lectura positiva del otro vatímetro para obtener la potencia disipada en la carga ( $P_T = P_1 - P_2$ ).

Si existe únicamente un vatímetro disponible, este método todavía se puede usar si se hacen dos lecturas por separado. Se obtiene un resultado correcto siempre y cuando se sigan las reglas para una conexión apropiada.

**Vatímetro polifásico** Los vatímetros polifásicos se construyen uniendo dos movimientos electrodinámicos a un solo eje como lo

muestra la figura 3-30. Cuando se hacen las conexiones apropiadas al medidor, el torque actúa sobre las bobinas móviles por separado. La potencia total se suma después sobre cada una de las bobinas. La potencia total se suma después automáticamente y se indica directamente en una escala. El uso del vatímetro polifásico elimina cálculos y economiza espacio (puesto que solamente un instrumento realiza el trabajo de dos). El instrumento también se puede usar para medir potencia monofásica. En este caso las conexiones se hacen a uno sólo de los movimientos.



[fig 3-30]

**Convertidor térmico de vatios** Un arreglo de termocuplas, relacionado con el elemento calefactor tipo puente, se emplea en el convertidor térmico de vatios. Este dispositivo permite medir potencia de ca o cd por medios termoeléctricos. De la teoría básica de ca conocemos que la potencia en vatios se expresa como  $P = VI \cos \theta$ . Observando el diagrama fasorial 3-31, observamos que la suma,  $S$ , de los dos factores se encuentra por medio de la relación

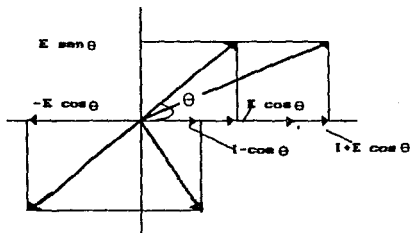
$$S^2 = V^2 + I^2 + 2VI \cos \theta \quad [3-65]$$

Donde se representa la suma de los factores  $v$  e  $i$ . Similarmente, la diferencia,  $D$ , entre los dos fasores se encuentra por medio de la expresión

$$D^2 = v^2 + i^2 - 2 vi \cos \theta \quad [3-66]$$

Sustituyendo la ecuación 3.66 en 3.65, obtenemos

$$S^2 - D^2 = 4 vi \cos \theta \quad [3-67]$$

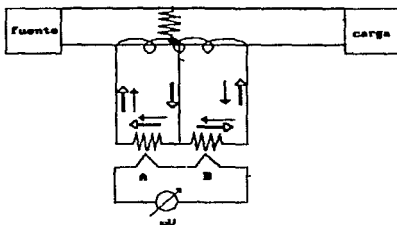


[fig 3-31]

Un circuito capaz de medir la cantidad  $S^2 - D^2$  podrá medir también una cantidad proporcional a  $vi \cos \theta$  que representa potencia. Un termoinstrumento capaz de medir potencia es el llamada convertidor térmico de vatios.

La figura 3-32 muestra el diagrama esquemático de un circuito elemental de este instrumento. Para un instante dado de tiempo, la flecha gruesa muestra la dirección instantánea de la corriente desde el transformador de corriente. Las flechas delgadas muestran la dirección instantánea de la corriente en el circuito potencial. El elemento calefactor de la termocupla A recibe la suma de las corrientes producidas por el transformador de corriente y el circuito potencial. El elemento calefactor de la termocupla B, sin embargo, recibe la diferencia de estas corrientes. A través de un diseño apropiado el calor generado en la termocuplas y por tanto la fem desarrollada es proporcional al cuadrado en las termocuplas y por tanto la fem desarrollada es proporcional al cuadrado de la corriente en el calefactor. Entonces la termocupla A produce una

fem proporcional a  $S^2$  y la termocupla B una fem proporcional a  $D^2$ . Las salidas de voltaje de las cuplas están conectadas de tal forma que se oponen una a la otra. La fem total medida es proporcional a  $S^2 - D^2$ , lo cual como se ha demostrado, por la ecuación 3.66, representa potencia.



[fig 3-32]

Los convertidores térmicos en vatios son instrumentos extremadamente confiables y se usan ampliamente para medir potencia en diferentes circuitos, sus salidas se suman y se aplican a potenciómetros registradores los cuales dibujan la gráfica de la potencia total consumida por el circuito.

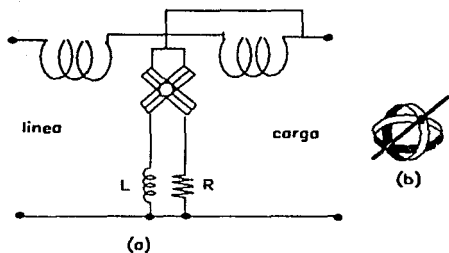
**Medición de potencia reactiva (Vatímetros)** Hay ciertas aplicaciones en las cuales una medición directa de la potencia reactiva suministra información deseable y aún indispensable. Tales mediciones pueden suministrar un chequeo directo de otras mediciones de potencia y cálculos. También suministran información al controlador del despacho de potencia en la estación generadora acerca de la naturaleza de una carga en particular.

El movimiento electrodinámico se puede adaptar para medir potencia reactiva se le incluyen elementos reactivos en su rama de voltaje. Entonces, el voltaje aplicado al movimiento está  $90^\circ$  fuera de fase con el voltaje de línea. Al instrumento se le llama vatímetro. Puesto que  $\cos(90^\circ - \theta) = \sin \theta$ , las bobinas del movimiento están sensando  $\sin \theta$ , que es la expresión para la potencia reactiva. Los elementos reactivos originan el traslado de fase únicamente si una onda sinusoidal está presente.

Para el uso de sistemas trifásicos se utilizan vatímetros, pero sus bobinas de voltaje se alimentan por voltajes que se colocan a  $90^\circ$  fuera de fase con los voltajes actuales de línea. Esto se logra por medio de dos transformadores especiales. Si las formas de onda de los dos voltajes son simétricas en amplitud y fase, el vatímetro trifásico dará un valor correcto de la potencia reactiva.

Medidores del factor de potencia Algunas veces es necesario medir el factor de potencia y no se desea medir las otras características de la potencia de la carga. Normalmente se hace esto midiendo la diferencia de fase entre  $v$  e  $i$ .

Un tipo común de medidor del factor de potencia es el medidor de bobinas cruzadas, figura 3-33. Cuando este tipo de medidor se usa para las mediciones monofásicas la bobina móvil del vatímetro electrodinámico se reemplaza por dos bobinas montadas en el mismo eje. Este eje puede rotar y las dos bobinas están en ángulo recto. No hay resortes para restringir la rotación del eje. En su reemplazo, el torque ejercido por una bobina se balancea por el torque ejercido en dirección opuesta por la otra bobina. Las bobinas están sujetas a torques opuestos debido a su orientación dentro del campo magnético de las bobinas fijas y porque una está conectada a una resistencia y la otra a una bobina o inductancia. Estos elementos dividen la corriente  $i$ , a través de las dos bobinas y ayuda a determinar la magnitud de los dos torques. En la posición de balance el torque resultante es cero. Este balance se puede establecer por la inductancia mutua de las bobinas, su corriente y su interacción con el campo magnético de las bobinas de corriente. La deflexión en balance es proporcional al ángulo entre el voltaje y la corriente en el circuito. Esta deflexión se indica por medio de una aguja que se mueve a lo largo de una escala calibrada para que dé  $\Theta$  en términos del  $\cos \Theta$  (factor de potencia).



[fig 3-33]

En una conexión trifásica, las bobinas de corriente están de nuevo conectadas en serie con una de las tres líneas. Sin embargo, las dos bobinas cruzadas están ambas conectadas en un lado de este mismo alambre y sus otros dos lados están conectados a los otros dos alambres a través de resistencias. Esta conexión da torque dirigido opuestamente en las bobinas cruzadas, con una posición resultante que depende del factor de potencia de la carga.

Observe que los medidores del factor de potencia son exactos únicamente a bajas frecuencias de las líneas de potencia 60Hz pero no pueden usarse para altas frecuencias.

Como utilizar los medidores de movimiento electrodinámico para medir las cantidades de potencia

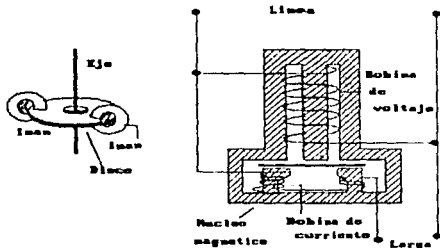
1. Si la corriente es mayor de 5A, utilice un transformador de instrumentos para bajar por debajo de 5 A antes de aplicar al vatímetro u otros instrumentos.
2. Evite colocar el vatímetro en regiones donde existe fuertes campos magnéticos externos.
3. Conecte ambos terminales marcados  $\pm$  del vatímetro en el mismo lado de la carga y la línea. Esto conserva el potencial de las bobinas de corriente y voltaje aproximadamente igual.
4. No exceda las especificaciones de voltaje, corriente o potencia del medidor. Recuerde que las especificaciones de voltaje o corriente se pueden sobrepasar aún cuando no se tenga una lectura de potencia con deflexión de plena escala.
5. Cuando utilice simultáneamente vatímetros, voltímetros y amperímetros, se deben hacer las correcciones necesarias



debidas a los disturbios producidos en el circuito por el medidor especialmente si se sospecha que los errores de las lecturas son significativamente grandes.

6. Cuando se toma una lectura de alta corriente y bajo voltaje, conecte la bobina de voltaje en la posición A de la figura 3-27
7. Cuando se toma una lectura de alto voltaje y baja corriente, conecte la bobina de voltaje en la posición B como se muestra en la figura 3-27
8. Si una lectura negativa ocurra en uno de los vatímetros durante una medición con dos vatímetros de potencia polifásica, invierta las conexiones de los terminales de corrientes de este vatímetro y trate la lectura resultante como número negativo.

**Medidor de vatios-hora** La figura 3-34 muestra los elementos de un medidor de vatios-hora monofásico en su forma esquemática.



[fig 3-34]

La bobina de corriente está conectada en serie con la línea y la de voltaje a través de la línea. Ambas bobinas están devanadas sobre una estructura metálica con un diseño especial, suministrando dos circuitos magnéticos. Un disco liviano de aluminio se suspende en el entre hierro del campo de las bobinas de corriente, originando corriente inducida y el campo de la bobina de voltaje crea un torque de acción motora sobre el disco, originando su rotación. El torque desarrollado es proporcional a la intensidad del campo de la bobina de voltaje y a las corrientes inducidas en el disco, las cuales a su vez son funciones de la intensidad del campo de la bobina de corriente. El número de rotaciones del disco es proporcional a la energía consumida por la carga durante un cierto

intervalo de tiempo y se mide en términos de Kilovatios-hora. El eje que sostiene el disco de aluminio se conecta a un mecanismo de reloj ubicado en el frente del medidor, suministrando una calibración decimal para la lectura del KWh.

El amortiguamiento del disco se logra por medio de dos imanes permanentes pequeños localizados uno en frente del otro en el borde del disco. Cuando el disco rota los imanes inducen corrientes sobre él. Estas corrientes inducidas reaccionan con el campo magnético de los imanes, amortiguando el movimiento del disco.

La calibración del medidor de vatios-hora se realiza bajo condiciones de plena carga y para el 10 por ciento de ella. A plena carga, la calibración consiste en el ajuste de la posición de los pequeños imanes permanentes hasta cuando el medidor mida correctamente. Para cargas ligeras, la componente de voltaje del campo produce un torque que no es directamente proporcional a la carga. La compensación para este error se logra insertando una bobina de voltaje con el medidor operando al 10 por ciento de su régimen de carga. La calibración del medidor en estas dos posiciones normalmente logra lecturas satisfactorias para todas las otras cargas.

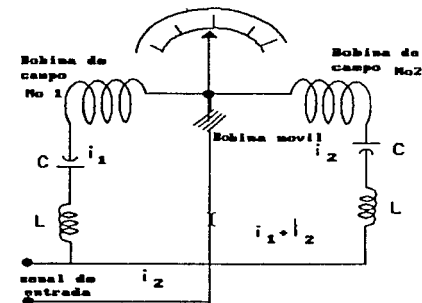
El medidor de vatios-hora de eje flotante usa un disco único para suspender el disco. El eje de rotación tiene un pequeño imán en cada extremo. El imán superior es atraído por un imán ubicado en el rodamiento superior y el imán inferior del eje es atraído por otro imán colocado en el rodamiento inferior. El movimiento flota sin colocar las superficies de los rodamientos y el único contacto del eje es con el tren de engranajes del reloj que indicará la medición.

Las mediciones de energía en el sistema trifásico se realizan con medidores de vatios-hora polifásicos. Las bobinas de corriente y de voltaje se conectan en forma similar a las de un vatímetro trifásico. Cada fase del medidor de vatios-hora tiene su propio circuito magnético y disco, pero todos los discos están montados sobre el mismo eje. El torque desarrollado en cada disco se suma mecánicamente y el número total de revoluciones por minuto del eje será proporcional a la energía consumida.

#### **MEDIDORES DE FRECUENCIA**

**Medidor de frecuencia electrodinámico** Los medidores electrodinámicos de frecuencia se utilizan en un número limitado de aplicaciones en baja frecuencia ( $\approx 60$  Hz). Su mayor utilización está en el control de la frecuencia de 60 Hz de la potencia eléctrica (donde se esperan únicamente una pequeñas variaciones de la frecuencia).

Estos medidores emplean la misma clase de movimiento que los amperímetros, voltímetros y vatímetros electrodinámicos. Sin embargo, las bobinas de campo del movimiento usadas en los medidores de frecuencia forman cada una parte de circuitos separados LC como se muestra en la figura 3-35. Cada uno de los circuitos está sintonizado a frecuencias diferentes. Por ejemplo, si el medidor se usa para registrar la frecuencia de la línea de potencia (60 Hz), el circuito de la bobina 1 en la figura se sintoniza a 50Hz. El circuito de la bobina 2 se sintoniza a 70 Hz. La corriente a través de la bobina móvil es igual a la suma de las corrientes que pasan por cada una de las bobinas de campo. El torque en la bobina móvil es proporcional a la corriente que la atraviesa.



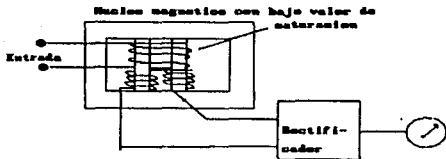
[fig 3-35]

Puesto que la frecuencia a medir está entre 50 y 70 Hz, el torque en la bobina móvil debido a la corriente de la bobina de campo 1, tenderá a rotar la bobina en una dirección diferente que el torque, debido a la bobina de campo 2. Como resultado de los torques opuestos, el torque resultante dependerá de la frecuencia del voltaje aplicado. El medidor se puede calibrar para indicar esta frecuencia indirectamente.

El torque restaurador de la bobina móvil de este medidor no se obtiene por medio de resortes, sino por medio de una aleta de hierro montada en el centro de la bobina. La tendencia de la aleta de hierro montada en el centro de la bobina tenderá a permanecer alineada con el campo magnético producido por las bobinas de campo, suministrando el torque de este movimiento.

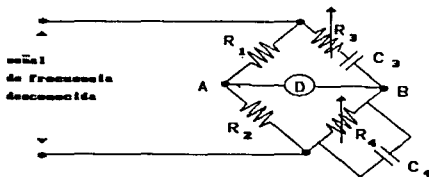
**Medidor de frecuencia del tipo lengüetada** Este medidor de frecuencia opera con el principio de resonancia mecánica. Una serie de lengüetas se sujetan a una base flexible común montada sobre la armadura de un electroimán. La bobina del electroimán se energiza con la línea de potencia de la cual se desea determinar la frecuencia. Las lengüetas están sintonizadas para una frecuencia natural exacta de acuerdo con una cuidadosa selección de su longitud y masa. La lengüeta que tiene una frecuencia natural igual a la frecuencia con la cual se energizó el electroimán a vibrar. La vibración de la lengüeta es visible en el frente del medidor a través de una ventana. Si la frecuencia a medir es intermedia entre las frecuencias naturales de dos lengüetas adyacentes, ambas vibrarán y la frecuencia de la línea estará más cercana a la lengüeta con mayor vibración. La interpolación entre las frecuencias naturales de las lengüetas se puede hacer muy fácil y exactamente, puesto que su frecuencia natural es muy exacta. Este instrumento tiene la ventaja de su construcción simple, rígida y fuerte. Mantiene su calibración dentro de los límites razonables, aún cuando su operación no depende del valor exacto del voltaje, se suministran normalmente diferentes rangos de voltaje adicionando resistencias en serie.

**Medidor de frecuencia de núcleo saturable** Este medidor puede manejar un amplio rango de frecuencias. El transformador consiste en dos núcleos y una culata. Un núcleo es de material no magnético y el otro sí es de un material magnético que se satura para valores muy bajos de fem y corriente. La culata se construye de material magnético pero su sección es tan grande que no alcanza a saturarse. El devanado primario del transformador se coloca alrededor de ambos núcleos simultáneamente, como se muestra en la figura 3-36. El devanado secundario consiste de dos partes: una mitad se devana en el núcleo magnético y la otra mitad en el otro núcleo. Los devanados secundarios están conectados en serie de tal forma que los voltajes inducidos en los devanados se oponen entre sí. Cuando se suministra potencia al devanado primario, la acción transformadora induce voltajes en los devanados secundarios. Debido al bajo valor de saturación del núcleo magnético, éste se satura para pequeños voltajes secundarios. Tan pronto como este núcleo se satura, la tasa de incremento del voltaje inducido en ese devanado será igual a la tasa de incremento del voltaje en el devanado del núcleo no magnético. Por consiguiente la tasa de incremento de los voltajes inducidos se cancela, puesto que las fems en los devanados secundarios son opuestas. El voltaje secundario no será una función del voltaje aplicado en el primario, pero sí dependerá únicamente de la frecuencia del voltaje. El voltaje de salida secundario se rectifica y se aplica a un medidor de cd, cuya deflexión es proporcional a la frecuencia. La escala del medidor está calibrada en términos de frecuencia.



[fig 3-36]

Medidor de frecuencia con puente de Wien En este tipo de medidor la señal de frecuencia desconocida se aplica directamente al puente de la figura 3-37. Los brazos del puente contienen elementos eléctricos pasivos ajustables. Para cada combinación de los valores de los componentes hay una frecuencia específica para la cual el puente está balanceado (esto es, el valor de la diferencia de voltaje entre los puntos A y B es cero). Un conjunto de audífonos, un CRT o un voltímetro electrónico de ca



[fig 3-37]

se pueden utilizar para detectar esta condición de balance. En la mayoría de los puentes de Wien, los valores de los componentes se escogen de tal forma que  $R_1 / R_2 = 2$ ,  $R_3$  y  $C_4 = C_3$ . Por tanto, el balance la frecuencia desconocida se encuentra a partir de

$$f = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

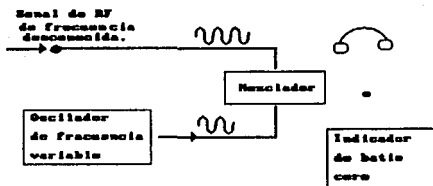
[3-68]

**Medidor de frecuencia de batío nulo** Los medidores de frecuencia de batío nulo se emplean para hacer mediciones exactas de frecuencia de señales de radio frecuencia (rf). La operación de estos medidores se basa en el principio del batío cero (o heterodino). Este principio dice que si dos señales de frecuencia diferente se combinan en un circuito no lineal<sup>2</sup> (en este caso, un circuito mezclador), la salida contendrá una señal cuya frecuencia es igual a la diferencia entre las dos señales originales. Esta frecuencia se llama la diferencia heterodina.

En el medidor de batío cero, la señal cuya frecuencia se desea medir es una de las dos señales aplicadas al mezclador fig 3-38. La otra señal la genera un oscilador de frecuencia variable (OFV). A medida que la frecuencia del OFV se ajusta de tal forma que se acerca al valor de la frecuencia desconocida, la diferencia entre las dos señales se hace menor. Si se utiliza un par de audífonos para detectar la señal de diferencia heterodina, se producirá un sonido en los audífonos cuando la diferencia de frecuencia sea menor que 15.000 Hz. A medida que la frecuencia del OFV continúa variando y acercando a la frecuencia desconocida, el tono del sonido producido en los audífonos se hará cada vez más bajo. Cuando las dos señales son de frecuencias iguales, el sonido desaparecerá. Si la frecuencia de OFV se incrementa sobre el de la frecuencia desconocida el sonido en los audífonos reaparecerá porque la diferencia entre las dos señales producirá de diferencia no nula. Por tanto, si la frecuencia del OFV se conoce exactamente en el punto cuando el sonido desaparece, la frecuencia desconocida se identifica.

---

<sup>2</sup> En circuito no lineal, hay elementos tales como los transistores, cuyas características corriente vs voltaje no son lineales. El hecho que estas características sean curvas y no rectas, implica su operación no lineal.



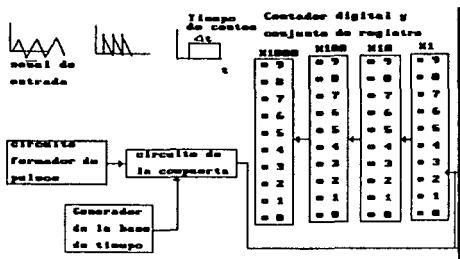
[fig 3-38]

Un registro se puede usar en vez de audífonos para determinar el punto en el cual la diferencia heterodina es cero.

El rango de estos medidores se puede extender más allá del rango de frecuencias máxima del OFV debido a las características no lineales del mezclador. En otras palabras por ser un circuito no lineal, el mezclador también actúa sobre cada señal aplicada y produce componentes cuyas frecuencias son el doble, el triple, etc. de las de la señal de entrada. Por ejemplo, si se aplica una señal de 100 Hz al mezclador, este producirá una señal de salida con componentes cuyas frecuencias son 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, etc.

**Contadores digitales de frecuencia** Los contadores digitales de frecuencia son los instrumentos más flexibles con que se dispone para la medición de frecuencias desconocidas. Frecuencias de cd hasta del rango de los GHz se pueden medir con estos instrumentos.

Los principales componentes de los medidores digitales de frecuencia se muestran en la figura 3-39. Son el contador digital y el conjunto del registro luminoso, el generador de base de tiempo, el circuito formador de pulsos (normalmente un circuito de tipo disparador de Schmitt) y el circuito de compuerta.

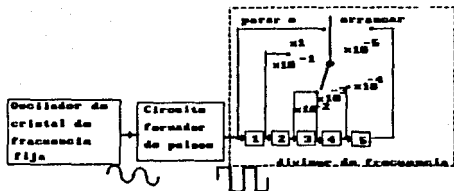


[fig 3-39]

En la figura observamos como la señal de frecuencia desconocida se introduce al contador y entra al formador de pulsos. Este circuito crea un pulso para el ciclo de la señal de entrada. Estos pulsos se aplican después a una compuerta. Si la compuerta está abierta, pueden pasar a través de ella y son contados y desplegados por el contador digital y el conjunto de registro luminoso. Si la compuerta se abre únicamente durante períodos de tiempo fijos y conocidos exactamente, el número de pulsos contados en el intervalo de tiempo dará la frecuencia ésta es, ciclos por segundo de la señal desconocida.

El método por medio del cual la compuerta se abre durante intervalos conocidos exactamente se muestra en la figura 3-40. Un oscilador de cristal produce una señal de 1MHz o 100 KHz (dependiendo del diseño particular del instrumento. Para conservar la salida de este generador exactamente en la frecuencia deseada, el cristal se coloca dentro de un horno a temperatura controlada.





[fig 3-40]

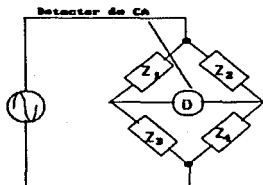
La señal de la salida del oscilador se introduce después al circuito formador de pulsos. Si el oscilador tiene una frecuencia de salida de 1 MHz, el circuito formador de pulsos producirá un tren de pulsos angostos a intervalos de 1  $\mu$ seg. Estos pulsos se aplican a un número de divisores decadales de frecuencia, los cuales están diseñados para incrementar el tiempo entre pulsos por un factor de diez. Como resultado, podemos escoger para tener un pulso separado en tiempo de 1  $\mu$ seg a 1 seg. Cualquiera de estos pulsos actuará como los pulsos que abren o cierran el circuito de la compuerta del contador. La exactitud con la cual se conoce el intervalo entre los pulsos producidos por el generador de la base de tiempo determinará la exactitud con la cual se puede medir la frecuencia. Típicamente, esta es de una parte en  $10^4$ . Después de un corto tiempo, el contador se retorna a su posición original y otros dos pulsos del generador de base de tiempo abren y cierran la compuerta. La frecuencia de este ciclo de retorno se llama la rata de muestreo del contador.

Si se requieren intervalos mayores de un segundo para contar cantidades diferentes de frecuencia, la abertura y cierre del circuito de la compuerta se puede hacer por medio de un generador externo de base de tiempo. De esta forma, se pueden lograr intervalos de tiempo de una gran exactitud aplicando generadores externos de alta exactitud.

#### PUENTES DE CORRIENTE ALTERNA (AC).

El puente de corriente alterna es en general equivalente al de Wheatstone, excepto que las ramas pueden ser elementos de impedancia en vez de ser de resistencia. La batería se reemplaza por una fuente de señal de ca. Para este objeto, generalmente se

usa un osciloscopio, aunque ciertas aplicaciones menos críticas permiten usar un medidor de ca. En la figura 3-41, se puede ver el circuito general de un puente de ca.



[fig 3-41]

Condición de balance es

$$Z_x = \frac{Z_2 Z_3}{Z_1} \quad [3-69]$$

Se cuenta con un buen número de ejemplos de puentes de ca y la mayoría ostenta el nombre del diseñador de cada puente en particular.

**Medición de capacitancias** Aún cuando la capacitancia se puede medir por medio de instrumentos electrostáticos o por métodos indirectos tal como la medición de la constante de tiempo de un circuito RC, estos métodos no son útiles por tener una gran inexactitud. Consecuentemente, la mayoría de las mediciones de capacitancia se efectúan por medio de los circuitos de puente. Las mediciones de capacitancia efectuadas por medio de puente dan resultados muy exactos.

**Evaluación de la calidad de los componentes** A menudo la evaluación de la calidad de los componentes es tan importante como la medición de su magnitud. El puente de ca se usa habitualmente para evaluar ambas propiedades. La calidad,  $Q$ , es una de ellas, la cual se define como la razón de la reactancia capacitiva respecto a su resistencia.

$$Q = \frac{|X_C|}{R} = \frac{1}{\omega CR} \quad [3-70]$$

Se tiene una definición similar para el Q de un inductor

$$Q = \frac{|X_L|}{R} \quad [3-71]$$

Menos usado son las pérdidas de un capacitor o su factor de disipación, D, que es una descripción apropiada. Estos dos términos se relacionan en forma recíproca

$$D = \frac{1}{Q} = \omega CR \quad [3-72]$$

Esta definición implica un modelo serie RC para el capacitor, el cual supuesto como ideal tiene una  $R = 0$ . Por tanto, D es cero para este caso especial. En la práctica, el factor de disipación para un capacitor de poliestireno es bajo (0.0001), mientras que el valor de ese factor para un capacitor electrolítico puede llegar a ser de 0.1.

**Circuitos puente para medir valores de capacitancia** Para medir los valores de capacitancias y los factores de disipación de un condensador se emplean comúnmente dos tipos de puentes de capacitancias. Si el factor de disipación de un condensador es pequeño ( $0.001 < D < 0.1$ ), se emplea el puente de capacitancias en serie. Si el D es más grande ( $0.05 < D < 50$ ), se usa el puente de capacitancias en paralelo.

**Puente de capacitancias en serie** El puente de capacitancias en serie que se ilustra en la figura 3-43, es el más común de todos. En la práctica,  $R_1$  representa la resistencia de fuga del capacitor bajo prueba y  $C_1$  representa su capacitancia pura. En condiciones de balance,

$$C_x = \frac{C_2 R_1}{R_2} \quad [3-73]$$

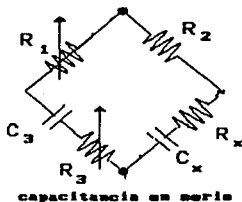
y

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad [3-74]$$

$$D = \omega C_3 R_3$$

[3-75]

Como se ve en la figura, se varían los valores de  $R_1$  y  $R_3$  para lograr balance. Cuando se manejan capacitores que tienen pérdidas ( $D$  es grande), para obtener el balance del puente se llegan a necesitar valores excesivamente grandes de  $R_3$ . Cuando se tienen estas condiciones, los puentes de capacitancia en serie se pueden reemplazar por los puentes en paralelo.



[fig 3-43]

Puentes de capacitores en paralelo El puente de capacitores en paralelo es como el que se muestra en la figura 3-44. El efecto del cambio en la configuración del puente de serie a paralelo, significa un cambio en el modelo del capacitor. Para el puente, las condiciones del balance son las mismas que para el de disposición en serie, con la excepción de que la definición del  $Q$  para el modelo en paralelo es

$$Q = \frac{R}{|X_c|} \quad [3-76]$$

de modo que

$$D = \frac{1}{\omega C_3 R_3} \quad [3-77]$$

Esto permite el balance del puente con valores más pequeños de  $R_3$ . Obsérvese que mientras las expresiones para  $C_3$  y  $R_3$  son iguales para ambos puentes, los valores de los componentes variables son diferentes; por otra parte, a pesar de que las expresiones para  $D$  son distintas, el valor para  $D$  es una propiedad del capacitor que

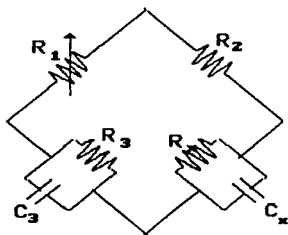
está en prueba y es el mismo para ambas mediciones. Si es necesario, los valores para el modelo en serie pueden calcularse de los valores del modelo en paralelo:

$$C_s = (1 + D^2) C_p \quad [3-78]$$

y

$$R_s = \frac{D^2}{1 + D^2} R_p \quad [3-79]$$

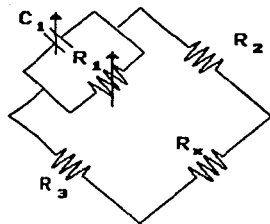
donde los subíndices s y p significan los valores para disposición en serie y en paralelo, respectivamente.



[fig 3-44]

**Puente de Schering** Para la medición de condensadores en circuitos donde el ángulo de fase está muy cerca de  $90^\circ$ , el puente de Schering ofrece lecturas más exactas que cualquiera de los circuitos anteriormente estudiados.

El circuito de la figura 3-45 contiene en la rama 1 una combinación en paralelo de una resistencia y un condensador y la rama estándar solo contiene un condensador.



SCHERING

[Fig 3-45]

La ecuación de balance se derivan de la manera usual sustituyendo las impedancias y admitancias en la ecuación general. obtenemos que

$$R_x = R_2 \frac{C_1}{C_2} \quad [3-80]$$

y

$$C_x = C_2 \frac{R_1}{R_2} \quad [3-81]$$

Como se puede observar en el circuito de la figura, las dos variables que se escogen para el ajuste del balance son el condensador  $C_1$  y la resistencia  $R_1$ .

El factor de disipación del circuito serie en el esquema se define como

$$D = \frac{R}{|X_c|} = \omega C_x R_x \quad [3-82]$$

Sustituyendo el valor de  $C_1$  de la ecuación 3.81 y el valor de  $R_1$  de la ecuación 3.80 en la expresión para el factor de disipación, obtenemos

$$D = \omega R_1 C_1 \quad [3-83]$$

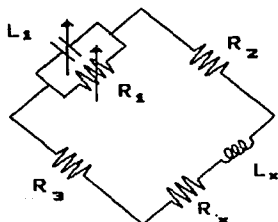
Si la resistencia  $R_1$  en el puente de Schering tiene un valor fijo, el dial del condensador  $C_1$  se puede calibrar directamente en términos del factor de disipación  $D$ . Esta es la utilidad práctica del puente de Schering. Obsérvese que el término  $\omega$  aparece en la expresión del factor de disipación. Esto significa que la calibración del dial de  $C_1$  se conserva solamente para la frecuencia particular a la cual se hizo. Se puede emplear una frecuencia diferente haciendo la corrección de multiplicar la lectura del dial de  $C_1$  por la relación de las dos frecuencias.

**Puentes de capacitancias comerciales** Los puentes de capacitancia se construyen comercialmente en dos formas generales. El primer tipo es un instrumento capaz de medir únicamente capacitancia. Normalmente contiene los dos puentes de capacitancia: el tipo serie y el tipo paralelo. La mayoría de estos puentes contienen una fuente de ca interna que trabaja a una frecuencia fija. Unos pocos suministran frecuencias internas múltiples. Sin embargo, casi todos tienen terminales para conectar una fuente de ca externa de tal forma que el instrumento se puede emplear a otras frecuencias. El rango de valores que se pueden medir utilizando los puentes de capacitancias va de 1 pF a 1.000 uF con exactitudes de 1 por ciento. Algunos puentes extremadamente exactos pueden medir valores de capacitancia con una exactitud hasta del  $\pm 0.1$  por ciento.

**Medición de inductancias** En esta parte discutiremos la forma de medir inductancias por medio de circuitos puente de ca. Con este método se obtienen resultados muy exactos.

**Circuitos puente para medir valores de inductancia** Existen dos tipos de circuitos puente que se emplean comúnmente para determinar inductancias. El primero, el puente de Maxwell es conveniente para medir inductancias con bajo  $Q$  ( $1 < Q < 10$ ). El segundo es el puente de Hay, que determina  $L$  con mayor exactitud cuando  $Q$  de la inductancia es alto ( $10 < Q < 1.000$ ).

**Puente de Maxwell** El puente de Maxwell es el que se muestra en la figura 3-46, se emplea frecuentemente para evaluar inductancia. Observe que el balance se obtiene con una rama RC en paralelo.



MAXWELL

[fig. 3-46]

Esta disposición elimina la necesidad de inductores estándar, los cuales son muy costos y raros. Aquí otra vez  $R_1$  representa la resistencia física de la bobina y  $L_x$  representa el valor de su inductancia pura. Las ecuaciones de balance son las siguientes:

$$L_x = C_1 R_2 R_3 \quad [3-84]$$

y

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad [3-85]$$

$$D = \omega C_1 R_1 \quad [3-86]$$

El balance se obtiene ajustando  $C_1$  y  $R_1$ . Para inductores con  $Q$  muy alto,  $R_1$  necesita ser muy grande para lograr dicho balance. Cuando ocurren estas situaciones se usa el puente de Hay.

**Puente de Hay** El puente de Hay es como se muestra en la siguiente figura 3-47. Obsérvese que la rama  $RL$  es la que ahora está en paralelo, mientras que la rama  $RC$  está en serie. Por deducir que las condiciones de balance para el puente de Hay son las mismas que las del puente de Maxwell excepto que  $Q$  se expresa como la inversa Usando los mismos subíndices de conversión:

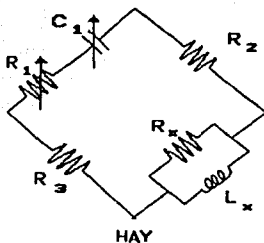


$$Q = \frac{1}{\omega C_1 R_1} \quad [3-87]$$

$$L_x = \frac{Q^2}{1 + Q^2} L_p \quad [3-88]$$

y

$$R_x = \frac{1}{1 + Q^2} R_p \quad [3-89]$$



[fig 3-47]

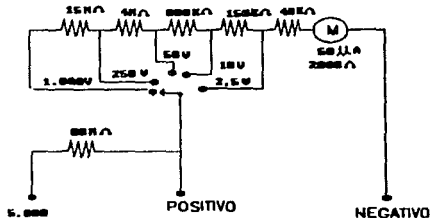
**Puentes comerciales de inductancia** Los puentes de inductancia que se consiguen en el comercio miden  $L$  desde el orden de los nanohenrios hasta 1.100 H, con un rango de exactitud entre el 0,1 y 1 por ciento. Los puentes de Maxwell y Hay se utilizan como los circuitos para determinar  $L$ .

**PUNTE UNIVERSAL DE IMPEDANCIAS** El puente universal de impedancias es un instrumento diseñado para medir  $R$ ,  $L$  y  $C$  dentro de un amplio rango de valores. El instrumento tiene cinco o seis circuitos puente internamente. Estos cinco puentes son el puente de Wheatstone, los puentes de capacitancias serie y paralelo, el puente de Maxwell y el puente de Hay.

## MULTIMETRO

El amperímetro, el voltímetro y el óhmetro todos usan el movimiento D' Arsonval. La diferencia entre estos instrumentos es el circuito en el cual se usa el movimiento básico. Es por consiguiente obvio que un solo instrumento se puede diseñar para realizar estas tres funciones. Este instrumento, el cual contiene un interruptor de funciones para conectar el circuito apropiado al movimiento D'Arsonval, se le llama a menudo **multímetro** o **voltio-ohmio-miliamperímetro (VOM)**.

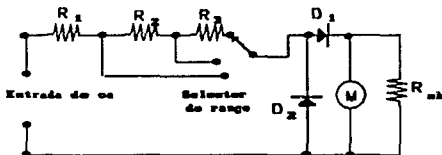
La figura 3-48 muestra el circuito para la sección del voltímetro de cd, donde las terminales de entrada se usan para los rangos de voltaje de 0-1,5 V a 0-1.000 V. Un enchufe hembra externo de voltaje, marcado "DC 5.000 V", se usa para mediciones de voltaje hasta de 5.000 V. La operación de este circuito es similar a la del circuito volmetro la cual ya se estudio anteriormente.



[fig 3-48]

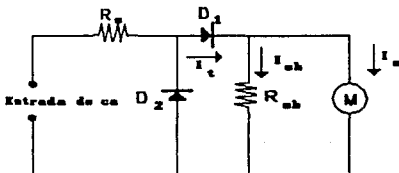
Para realizar mediciones de voltaje de ca, a menudo se utiliza el arreglo que se muestra en la figura 3-49. Dos diodos se usan en este circuito, formando un rectificador de onda completa con el movimiento conectado de tal forma que recibe únicamente la mitad de la onda de corriente rectificada. El diodo  $D_1$  conduce durante el semiciclo positivo de la forma de onda de la entrada y causa que el medidor deflecte de acuerdo al valor promedio de este medio ciclo. El movimiento del medidor tiene una resistencia en derivación  $R_{sh}$ , con el objeto de tomar más corriente a través del diodo  $D_1$  y mover su punto de operación a la región lineal de su curva característica. En ausencia del diodo  $D_1$ , el semiciclo negativo del voltaje de entrada aplicaría un voltaje inverso al diodo  $D_1$ , originando una pequeña corriente de filtración en la dirección inversa. El valor promedio del ciclo completo sería por consi-

guiente menor que el correspondiente a la rectificación de media onda. El diodo  $D_1$  soluciona este problema. En el semiciclo negativo,  $D_1$  conduce completamente y la corriente a través del circuito de medición, la cual es ahora en dirección opuesta, no pasa por el movimiento del medidor.



[fig 3-49]

Los multímetros comerciales a menudo emplean la misma escala tanto para sus rangos de cd como de ca. Puesto que la componente de cd es una onda sinusoidal con rectificación de media onda es igual a 0.45 veces su valor rms, surge un problema inmediatamente. Para obtener la misma deflexión en los correspondientes rangos de voltaje de cd y ca se debe disminuir proporcionalmente el multiplicador para el rango de ca. El circuito de la figura 3-50 ilustra una solución al problema y se discute en el ejemplo siguiente



[fig 3-50]

El movimiento de un medidor tiene una resistencia interna de  $100\Omega$  y requiere 1 mA para deflexión de plena escala. La resistencia en derivación  $R_{sh}$ , colocada a través del movimiento, tiene un valor de  $100\Omega$ . Los diodos  $D_1$  y  $D_z$  tienen una resistencia directa promedio de

400 $\Omega$  cada uno y se asume que su resistencia en la dirección inversa es infinita. Para un rango de 10 V ca, calcule el valor del multiplicador  $R_x$  la sensibilidad del voltímetro en el rango de ca. SOLUCION:

Puesto que  $R_m$  y  $R_{sh}$  tienen ambas 100 $\Omega$ , la corriente total que debe suministrar la fuente es de 2 mA =  $I_c$ . Para rectificación de media onda el valor equivalente de cd del voltaje rectificado será

$$E_{cd} = 0,45E_{rms} = 0,45 \times 10V = 4,5V \quad [3-90]$$

La resistencia total del circuito del instrumento es

$$R_c = \frac{E_{cd}}{I_c} = \frac{4,5V}{2mA} = 2.250\Omega \quad [3-91]$$

Esta resistencia total se construye en varias partes. Puesto que estamos interesados únicamente en la resistencia del circuito durante el medio ciclo que el movimiento recibe corriente, podemos eliminar la resistencia infinita de polarización inversa del diodo  $D_1$ . Por tanto

$$R_c = R_g + R_{D_1} + \frac{R_m R_{sh}}{R_m + R_{sh}} \quad [3-92]$$

$$R_c = R_g + 400 + \frac{100 \times 100}{200} = R_g + 450\Omega \quad [3-93]$$

El valor del multiplicador es

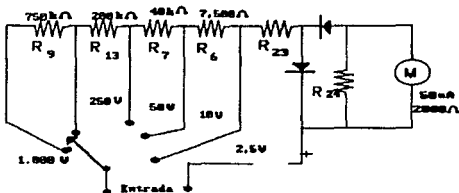
$$R_g = 2.250 - 450 = 1.800\Omega \quad [3-94]$$

La sensibilidad del voltímetro en su rango de 10 V es

$$S = \frac{2.250\Omega}{10 V} = 225\Omega/V \quad [3-95]$$

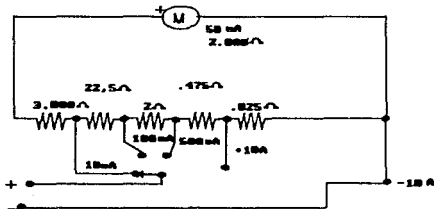
El circuito para la medición de voltios de ca se representa en la figura 3-51. Las resistencias  $R_4$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  forman una cadena de multiplicadores para los rangos de voltaje de 1.000 V, 250 V, 50 V y 10 V respectivamente. Sus valores están indicados en el diagrama de la figura. En el rango de ca de 2.5 V, la resistencia  $R_{21}$  actúa como el multiplicador y corresponde al  $R_x$  del ejemplo mostrado. La resistencia  $R_{11}$  es el shunt del medidor y mejora la

operación del rectificador. Ambos valores no están especificados en el diagrama y son seleccionados por el fabricante.



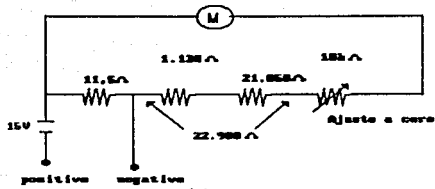
[fig 3-51]

El circuito para la medición de miliamperímetro de cd y amperios se da en la figura 3-52 y de nuevo el circuito se auto-explica. Las terminales "common (común)" y "negative (negativo)" se usan para mediciones de corriente hasta de 500 mA y los enchufes marcados "+ 10 A" y "- 10 A" se usan para el rango de 0 - 10 A.

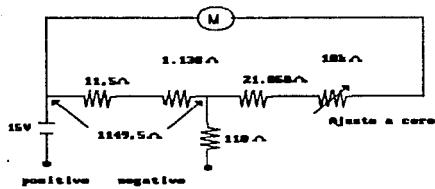


[fig 3-52]

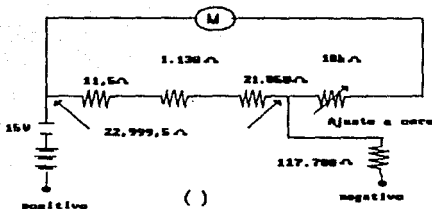
El circuito de la figura 3-53 da el circuito del óhmetro para una multiplicación de la escala por 1, por 100 y 10.000. Antes de realizar cualquier medición el instrumento es cortocircuitado y se varía el control de "ajuste del cero" hasta que el medidor lee cero resistencia (corriente de plena escala).



[fig 3-53(a)]



[fig 3-53(b)]



[fig 3-53(c)]

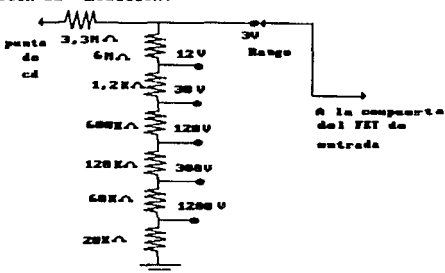
**MULTIMETRO ELECTRONICO** Uno de los instrumentos más versátiles para propósitos generales capaz de medir voltajes de cd y ca así como corrientes y resistencias es el multímetro electrónico de estado sólido. Aún cuando los detalles de los circuitos varían de un instrumento a otro, un multímetro electrónico generalmente contiene los siguientes elementos:

- a) Amplificador de cd de puente balanceado y medidor indicador
- b) Atenuador de entrada o interruptor de Rango para limitar la magnitud del voltaje de entrada al valor deseado
- c) Sección rectificadora para convertir un voltaje de entrada de ca a un valor de cd proporcional
- d) Batería interna y circuital adicional para tener la capacidad de suministrar mediciones de resistencia
- e) Interruptor de Funciones para seleccionar las diferentes funciones del instrumento

Además, el instrumento generalmente tiene una fuente de potencia incorporada para operación con el voltaje de la línea de ca y en la mayoría de los casos una o más baterías para operación como instrumento portátil.

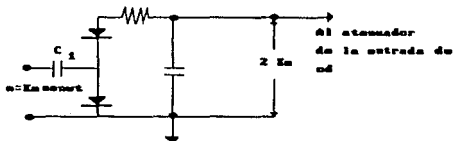
El circuito de medición simplificado de un VOM de estado sólido se muestra en la figura 3-54 se aplica a las bases de los transistores del puente preamplificador  $Q_1$  y  $Q_2$ . Estos seguidores de emisor tienen una impedancia de entrada casi infinita y por consiguiente presentan una carga mínima al divisor de voltaje de la entrada de alta resistencia. Los transistores preamplificadores  $Q_3$  y  $Q_4$  controlan las bases de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  del puente amplificador, respectivamente. La impedancia de  $Q_3$  y  $Q_4$  es muy alta por no tener condensador de paso en la resistencia de emisor, con lo cual se previenen la carga de los emisores de  $Q_1$  y  $Q_2$ . El voltaje

de salida del puente amplificador se indica en el medidor de 200 uA, conectada entre los colectores de  $Q_1$  y  $Q_2$ . El control de CERO en el panel frontal balancea la salida del amplificador hacia el medidor con la señal de entrada cero. Ajustes internos permiten la calibración del medidor con dos voltajes de prueba exactos de 0.5 V y 1.5 V respectivamente. Obsérvese también que los condensadores de paso  $C_1$  y  $C_2$  evitan que las señales de ca alcancen el amplificador y afecten la medición.



[fig 3-54]

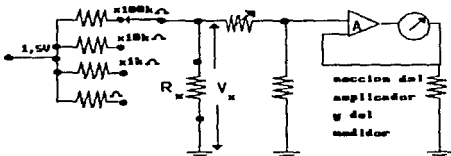
Los voltajes de ca a medir se aplican a un rectificador de onda completa de pico a pico que carga un condensador al valor de pico de la señal de ca. Un circuito de este tipo también se conoce como un doblador de voltaje y se muestra en la figura 3-55. El voltaje de ca rectificado alimenta al amplificador a través del divisor de voltaje de RANGO.



[fig 3-55]



Cuando se va a medir resistencia, se aplica un voltaje de 1.5 V de cd a la resistencia desconocida a través de una de las resistencias de rango, como se muestra en la figura 3-56. La resistencia conocida y desconocida forman un divisor de voltaje cuya salida se introduce al amplificador obteniéndose una lectura en términos de resistencia.



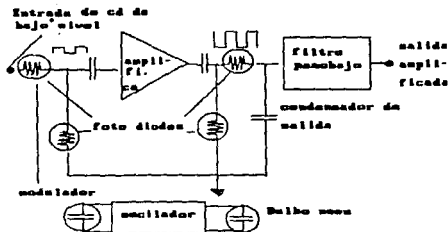
[fig 3-56]

#### VOLMETRO ELECTRONICO

El voltímetro electrónico de cd representa una aplicación directa de la electrónica a los instrumentos de medición. El instrumento normalmente consiste de un movimiento de cd precedido de un amplificador de cd de uno o más pasos. El amplificador de cd utilizado en los voltímetros electrónicos se puede clasificar en dos categorías: a) amplificador de cd directamente acoplado; b) amplificador de cd tipo truncado chopped.

Los amplificadores de cd directamente acoplados son atractivos porque son económicos y por esta razón se encuentran en los voltímetros de cd de precio bajo. La figura 3-57 muestra un diagrama esquemático de un amplificador directamente acoplado de cd con entrada FET con un medidor indicador. El voltaje de entrada de cd se aplica al atenuador de entrada, un control calibrado en el panel frontal marcado RANGO. Este divisor de voltaje permite que un máximo de 0.5 V se apliquen a la compuerta del FET, de canal n, sin causar distorsión. El FET se conecta como un seguidor de fuente y está directamente acoplado a un transistor npn ( $Q_1$ ) en una configuración de seguidor de emisor.  $Q_2$  es una rama de un circuito puente cuyas ramas restantes consisten de una resistencia de emisor de 10 k $\Omega$  para  $Q_1$  y un potenciómetro de 2.5 k $\Omega$  en serie con la resistencia de 2.2 k $\Omega$ . El balance del puente, corriente cero en el medidor, se obtiene ajustando el potenciómetro marcado ZERO SET. La calibración de plena escala se logra ajustando el potenciómetro de 10 k $\Omega$  marcado CALIBRACION, el cual se encuentra en serie con el movimiento medidor de 50  $\mu$ A. La impedancia de entrada ignora cualquier efecto de carga en el circuito bajo medición.



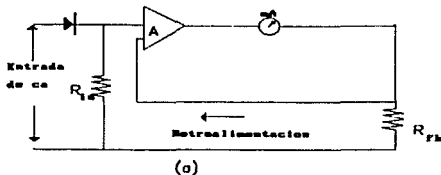


[fig 3-58]

La entrada al amplificador es un voltaje de onda cuadrada con una amplitud proporcional al nivel del voltaje de entrada y una frecuencia igual a la frecuencia del oscilador. Esta frecuencia está limitada a unos pocos cientos Hertz porque el tiempo de transición entre los estados de alta y baja resistencia de los fotodiodos limita la rata de truncamiento. El amplificador de ca entrega una onda cuadrada amplificada en sus terminales de salida. Los dos fotodiodos en el circuito de salida del amplificador operan en antisincronismo con el chopper de entrada recuperando la señal de cd por su acción demoduladora y de esta manera el condensador de salida se carga al valor pico del voltaje de salida de ca. Este voltaje de salida de cd se pasa después a través de un filtro pasabajo para remover cualquier residuo de los componentes de ca y se aplica finalmente al movimiento medidor.

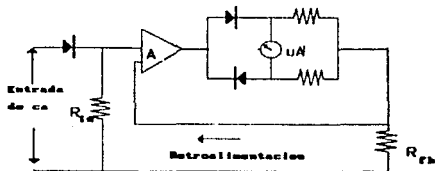
La impedancia de entrada del amplificador chopper y del voltímetro que lo utiliza es normalmente del orden de  $10\text{ M}\Omega$  o más, excepto en los rangos de entrada muy baja. Para eliminar los errores de medición causados por fuentes de alta impedancia se incluye una característica de anulación en el circuito medidor. Esta adición, extremadamente útil, coloca un voltaje de bloqueo en serie con la entrada. Cuando se tiene una indicación nula en el medidor, el voltaje de bloqueo iguala el voltaje de la entrada y no se toma corriente de la fuente. El medidor representa por consiguiente una impedancia de entrada infinita y elimina cualquier efecto de carga. El interruptor de función permite que la entrada se desconecte del circuito medidor y el voltaje de bloqueo (el cual es igual al voltaje de entrada) se despliega en el medidor.

Voltímetro de ca con rectificador Los voltímetros de ca electrónicos son básicamente idénticos a los voltímetros de cd excepto que el voltaje de entrada de ca se debe rectificar antes de aplicarlo al circuito medidor de cd. En algunas ocasiones la rectificación se hace antes de la amplificación en cuyo caso un simple circuito rectificador de diodo precede al amplificador y al medidor, como se muestra en la figura 3-59(a). Este sistema requiere idealmente un amplificador de cd con características de desalineamiento o de fuga, una ganancia de voltaje unitaria y un movimiento medidor de cd con una sensibilidad adecuada.



[fig 3-59]

En otro sistema la señal de ca se rectifica después de la amplificación, como en la figura 3-59(b) donde se hace una rectificación de onda completa en el circuito conectado a los terminales de salida del circuito amplificador de ca.



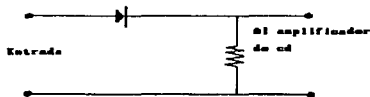
[fig 3-59 (b)]

Este sistema generalmente requiere un amplificador de ca con una ganancia de bucla abierta alta y una gran cantidad de reali-

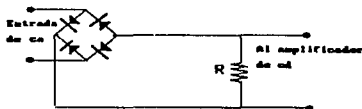
mentación negativa para superar la no linealidad de los diodos rectificadores.

Los voltímetros de ca normalmente son del tipo de respuesta promedio con la escala del medidor calibrada en términos del valor rms de una onda seno. Puesto que muchas ondas en electrónica son sinusoidales, esta es una solución enteramente satisfactoria y ciertamente mucho más barata que un voltímetro de respuesta rms verdadera. Las formas de onda no sinusoidales, sin embargo, causarán que este tipo de medidor lea más alto o mas bajo, dependiendo del factor de forma de la onda.

a) Diodo conectado en serie, muestra rectificación de onda entera para un voltímetro de lectura del promedio



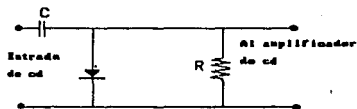
[fig 3-60]



b) Cuatro diodos en un circuito puente para rectificación de onda completa y aplicación a un metro de lectura promedio

[fig 3-60]

c) Diodo conectado en derivación usado en un voltmetro de lectura de pico



[fig 3-60]

Unos pocos circuitos rectificadores básicos se muestran en la figura 3-60. El diodo serie de la figura suministra una rectificación de media onda y el valor promedio del voltaje de media onda se desarrolla a través de la resistencia y se aplica a los terminales de entrada de un amplificador de cd. La rectificación de onda completa se puede obtener por medio del circuito puente, donde el valor promedio de la onda seno se aplica al amplificador y al circuito medidor. En algunos casos, puede existir un requerimiento para medir el voltaje pico de una forma de onda y no su valor promedio, en este caso se puede emplear el circuito de la figura. En este circuito el diodo rectificador carga el pequeño condensador con el valor pico del voltaje de entrada aplicado y por tanto el medidor indicará el voltaje de pico. En la mayoría de los casos la escala del medidor se calibra en términos de los valores rms y de pico de la forma de onda sinusoidal de entrada.

**Volmetro digital** El voltímetro digital (DVM) se está haciendo cada vez más común. El DVM reduce los errores de la lectura e incrementa su velocidad, porque presenta directamente en forma de números la lectura del voltaje. Hay varios métodos mediante los cuales operan los DVM y son mucho más complejos que el medidor de D'Arsonval. Se debe de recordar que la cantidad que se está midiendo es una cantidad analógica es continua en vez de tener niveles discretos. Por eso, el uso de un DVM requiere necesariamente una conversión de analógica a digital (A/D). La exactitud de esta conversión depende mucho del número de niveles o de divisiones en las cuales está convertida la señal analógica. En esencia, el 1% de exactitud requiere cuando menos siete divisiones, y el 0.1% de exactitud requiere 10 divisiones. Mientras que un voltímetro analógico típico, que usa medidor D' Arsonval, puede tener una exactitud del 1% con una resolución de 0.1% a escala completa, su costo es muy modesto comparado con el DVM equivalente. La alta impedancia de entrada de un DVM se logra mediante el uso de dispositivos semiconductores. La exactitud típica de los DVM a menudo son mejores que el 0.1% del valor de la escala completa.

Los DVM tienen características adicionales que los hacen atractivos para mediciones en los laboratorios. Algunos tienen

propiedades de autoselección de escala, por que el instrumento mostrara en forma automática las escalas y los dígitos correctos. Algunos se pueden adaptar para alimentar los datos de medición directamente a una computadora.

Característica de comportamiento y operación Las siguientes especificaciones no se aplican a un instrumento particular pero ellas representan una información válida y valiosa del estado presente de la construcción de estos instrumentos:

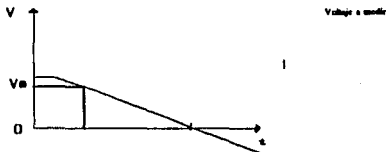
- a) Rango de entrada de  $\pm 1000000$  V a  $\pm 1000000$  Vm, con selección automática de rango e indicación de sobrecarga.
- b) Exactitud absoluta: Tan alta como  $\pm 0.005$  por ciento de la lectura
- c) Estabilidad: Término corto, 0.002 por ciento de la lectura para un período de 24 horas; término largo 0.008 por ciento de la lectura para un período de 6 meses
- d) Resolución: 1 parte en  $10^6$  (1  $\mu$ V se puede leer en el rango de entrada de 1 V)
- e) Características de entrada: Resistencia de entrada típicamente de 10 M $\Omega$  capacitancia de entrada típicamente de 40 pF.
- f) Calibración: Patrón de calibración independiente de un circuito externo de medición. Se tiene para ello una derivación de la fuente de referencia estabilizada.
- g) Señales de salida: Comandos para impresora; salida BCD (código decimal binario) para proceso de registro digital.

Principios de operación de los voltímetros digitales La principal característica de los DVM es el circuito que convierte el voltaje de cd a una forma digital. Existen varios métodos para lograr esta conversión:

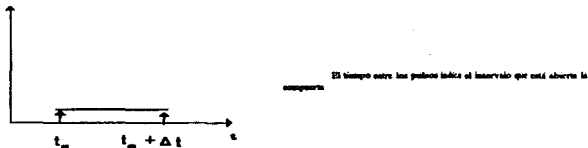
1. Método de la rampa (conversión voltaje a tiempo).
2. Método de comparación (principio de potenciómetros).
3. Método de integración No. 1 (conversión de voltaje a frecuencia).
4. Método de integración No. 2 (integración en doble pendiente).

Método de conversión de voltaje a tiempo (tipo rampa) El voltaje de cd a medir se aplica a las terminales de entrada del medidor. Al mismo tiempo una onda en forma de rampa se genera dentro del instrumento. Idealmente esta rampa debe tener una pendiente lineal negativa cuya porción de decrecimiento se conoce exactamente figura 3-61. La rampa empieza en algún valor positivo y comienza a decrecer. Cuando el valor del voltaje de la rampa se

igual a al valor del voltaje de la entrada, un detector de coincidencia<sup>1</sup> electrónico emite un pulso. Este pulso abre una compuerta. Cuando el voltaje llega a cero, otro pulso generado por el detector de coincidencia cierra la compuerta.

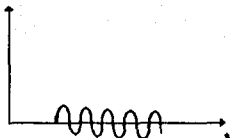


[fig 3-61]



<sup>1</sup>Los detectores de coincidencia diseñados para producir un pulso únicamente cuando los valores de voltaje aplicados a cada uno de sus terminales de entrada son iguales.





Durante el tiempo que la compuerta está abierta, el contador cuenta el número de ciclos emitidos por un oscilador de frecuencia.

fig 3-61

El tiempo que la compuerta está abierta se mide por medio de un contador que cuenta el número de longitudes de onda emitidas por un oscilador de frecuencia fija muy exacta. Puesto que la pendiente de la rampa de voltaje se conoce, así como el tiempo que la compuerta está abierta, se puede calcular el valor del voltaje aplicado en la entrada. Si el voltaje de entrada es negativo, la compuerta no se abre hasta cuando la rampa llega a cero y se apaga cuando el valor negativo de la rampa coincide con el valor del voltaje negativo.

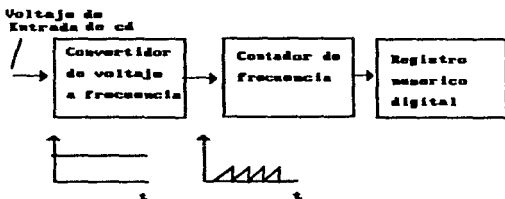
La conversión digital del tipo de rampa es la técnica más simple que se utiliza en los DVM y tiene la ventaja de que no es afectada por voltajes que varían lentamente. Sin embargo, tiene la desventaja de tener no linealidades en la forma de la rampa y que no rechaza el ruido. Un medidor típico de rampa de cuatro dígitos tiene una exactitud de solamente el 0.05 por ciento mientras que, uno comparable del tipo de integración tiene 0.01 a 0,02 por ciento de exactitud.

Tipo potenciómetro servo-balanceado El DVM potenciómetro autobalanceado funciona en una forma similar al principio descrito anteriormente por el voltímetro de potenciómetro, donde se comparaban un voltaje desconocido y otro conocido. La diferencia entre estos valores se usa para crear una señal que lleva al ajuste del voltaje conocido. El ajuste continúa hasta cuando los voltajes conocido y desconocido son iguales. En el punto donde los voltajes son iguales, el valor se muestra por medio de una lectura digital.

La conversión de la señal de entrada a una forma digital se realiza por medio de un servomotor que responde a la magnitud de la diferencia entre los valores de los voltajes conocido y desconocido. El servomotor guía un indicador digital mecánico tipo tambor. El punto que corresponde a una señal de diferencia igual a cero, la posición del eje del servomotor se señala por medio del indicador de tipo tambor e identifica el voltaje desconocido. El DVM tipo

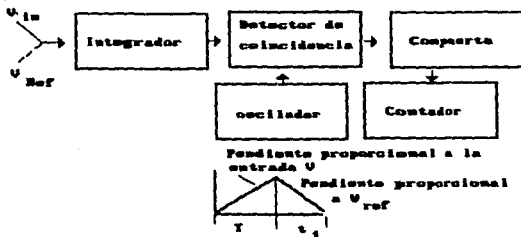
potenciométrico es un instrumento de bajo costo que tiene un excelente funcionamiento para su precio.

Integración tipo No.1 (conversión voltaje a frecuencia) En este tipo de DVM, la entrada de voltaje de cd se convierte (por medio de un convertidor de voltaje a frecuencia) en un conjunto de pulsos cuya rata de repetición (o frecuencia) es proporcional a la magnitud del voltaje de entrada figura 3-62. Los pulsos se cuentan por medio de un contador electrónico en una forma similar a como las longitudes de onda eran contadas por el contador de intervalo de tiempo en el DVM tipo rampa. Por consiguiente, el conteo es proporcional a la magnitud del voltaje de entrada. Puesto que el ruido al azar (modo normal) tiende a tener un valor promedio cero, este tipo de DVM es capaz de rechazar el ruido de ca. Esto es, el valor desplegado es igual al valor promedio medio durante algún intervalo específico de tiempo. Esta habilidad de rechazar el ruido es la principal ventaja del DVM del tipo voltaje a frecuencia.



[fig 3-62]

Integración tipo No. 2 (integración de doble pendiente) Los DVM con integración de doble pendiente son instrumentos relativamente simples pero exactos. Además retienen la capacidad de rechazo al ruido porque utilizan un método de medición de integración. La figura 3-63 muestra el diagrama de bloques de los principales componentes de un DVM del tipo de integración de doble pendiente.



[fig 3-63]

El voltaje de cd a medir se alimenta a un integrador que produce una salida en forma de rampa cuya pendiente es proporcional a la magnitud del nivel de cd de la señal. La señal de rampa arranca en cero y se incrementa durante un periodo fijo de tiempo T. Al final del intervalo, el interruptor S<sub>1</sub> se mueve automáticamente a la posición V<sub>ref</sub>. En esta posición, el voltaje alimentado al medidor ya no es el voltaje de entrada, pero sí un voltaje de referencia interno. La magnitud del voltaje de referencia es tal que el voltaje de salida del integrador decrece linealmente con el tiempo hasta alcanzar un valor cero.

El tiempo t, requerido por la salida de voltaje del integrador para llegar a cero se mide. Puesto que T se conoce, V<sub>ref</sub> también y t<sub>1</sub> se mide, podemos encontrar V, de las proporciones geométricas del triángulo.

$$\frac{V_x}{T} = \frac{V_{ref}}{t_1}$$

#### Precauciones generales

- Observe la polaridad correcta. La polaridad errada origina que el medidor deflece contra el mecanismo de tope y esto puede dañar la aguja
- Coloque el voltímetro a través del circuito o componente cuyo voltaje se va a medir.
- Cuando emplee un voltímetro de rango múltiple, siempre emplee el rango de mayor voltaje y luego decaezca el rango hasta tener una buena lectura escala arriba.

d) Siempre esté atento al efecto de carga. El efecto se puede minimizar usando el rango de voltaje más alto y la mayor sensibilidad que sea posible. La precisión de la medición decrece si la indicación está en el extremo inferior de la escala.

#### **OSCILOSCOPIO**

El osciloscopio es un instrumento cuya principal ventaja es la visualización de eventos o fenómenos eléctricos, a tal grado que es indispensable en muchas áreas de la ingeniería, tanto en el trabajo cotidiano, como en la investigación y desarrollo, es tal su versatilidad como instrumento de medición, que no se puede precisar límites a sus aplicaciones.

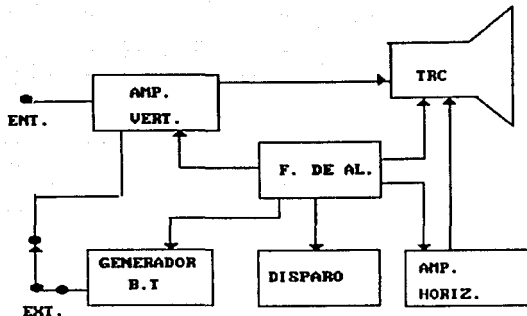
Existen diferentes formas para definir lo que es un osciloscopio, sin embargo, una de las más aceptadas es la siguiente:

"Osciloscopio es un instrumento capaz de presentar en una gráfica luminosa (del tipo x, y) dos diferencias de potencial, esto es, una en el eje x y otra en el eje y".

En base a la definición, es importante tomar en cuenta que el osciloscopio sólo presenta gráficas de voltaje y que las variables comúnmente medidas con voltajes, tiempo y corriente; de manera que para medir variables tales como: velocidad, presión, temperatura, fuerza etc., habrá que emplear los transductores y acondicionadores adecuados que conviertan cualquier variable física en potencial eléctrico.

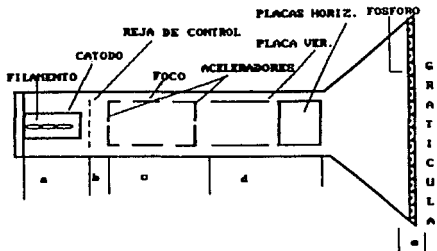
Existe una gran variedad de osciloscopios algunos elementales y otros muy sofisticados pero el principio de operación para cualquiera de ellos es el mismo.

Los elementos básicos de un osciloscopio se presentan en la figura 3-64 y se explican a continuación.



[fig 3-64]

TUBO DE RAYOS CATODICOS (T.R.C) El T.R.C. es una de las partes fundamentales de salida del instrumento. La figura 3-65 muestra las partes que constituyen el T.R.C., las cuales son:

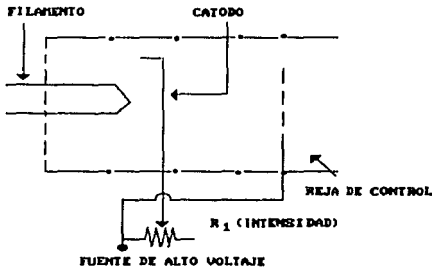


[fig 3-65]

a) Emisor de electrones. Los electrones son generados térmicamente por un cátodo, el cual es calentado por un filamento. Estos electrones formarán un haz, una vez que sean conformados y controlados por los siguientes elementos:

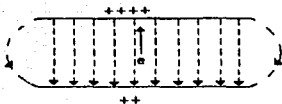
b) Reja de control. Este elemento circunda por completo al cátodo; y es el que permite regular, mediante un voltaje, la cantidad de electrones que llegarán a la superficie fluorescente de la pantalla, de tal modo que al ser ese voltaje cada vez más negativo respecto al cátodo, puede interrumpirse la circulación de electrones a este voltaje se le llama tensión de corte.

El haz de electrones es ajustado por una fuente de alto voltaje y el potenciómetro R<sub>1</sub>, el cual controla el voltaje de cátodo a reja de control. Este potenciómetro se encuentra en el panel de control del osciloscopio y está marcado como INTENSIDAD, Figura 3-66.

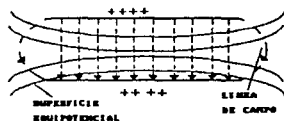


[fig 3-66]

c) Enfoque electrostático. Considérese el comportamiento de un electrón dentro de un campo eléctrico figura 3-67. La fuerza sobre el electrón actúa en dirección opuesta a la del campo eléctrico. La repulsión lateral de las líneas de fuerza del campo eléctrico causan un espaciamiento entre ellas, resultando una curvatura del campo en los extremos de las placas con respecto a la región del centro. Cuando puntos de igual potencial de cada líneas del campo son conectados entre si se obtiene una superficie equipotencial figura 3-68.



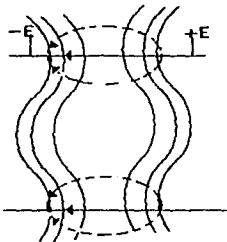
[fig 3-67]



[fig 3-68]

En resumen, la fuerza sobre un electrón actúa en una dirección opuesta a la del campo, es decir, la fuerza sobre un electrón se encuentra en una dirección normal a la superficie equipotencial.

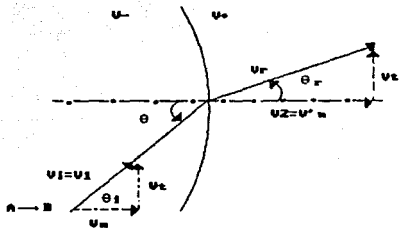
Cuando dos cilindros son colocados extremo con extremo y se le aplica una diferencia de potencial entre ellos, el campo eléctrico resultante no es de densidad uniforme. repulsión lateral otra vez causa separación de las líneas de campo, figura 3-69.



[3-69]

Considere ahora las regiones sobre ambos lados de una superficie equipotencial figura 3-70.

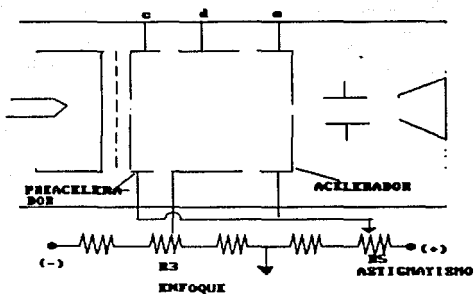




[fig 3-70]

Un electrón el cual se mueve en una dirección A-B, con un ángulo  $\Theta_i$  con la normal, a la superficie equipotencial y con velocidad  $V_1$ , experimenta una fuerza a la superficie equipotencial. Debido a esta fuerza, la velocidad del electrón se incrementa a un valor  $V_2$  después de haber pasado la superficie. componente tangencial  $V_t$ , de la velocidad a ambos lados de la superficie permanece igual, únicamente la componente normal de la velocidad  $V_n$ , se incrementa por la fuerza de la superficie equipotencial a un nuevo valor  $V_n$ .

Elementos de enfoque y control de aceleración Los electrones emitidos desde el cátodo y que pasan a través del orificio de la rejilla de control son acelerados por potenciales positivos altos este se aplica a los polos aceleradores "c" y "e" que se encuentran al mismo potencial y el haz se enfoca sobre la pantalla por el ánodo de enfoque "d", que se encuentra a un potencial de 1/4 o 1/5 de los ánodos "c" y "e" figura 3-71.



[fig 3-71]

La diferencia de potencial que hay entre los electrodos c, d y e; origina que se formen superficies equipotenciales que se comportan como lentes electrostáticas; es decir, como un sistema de doble convergencia, esto es: los electrones penetran al campo formando un ángulo  $\theta_i$  con la normal a la superficie y se refractan a una segunda superficie equipotencial a la cual estos electrones llegan con un ángulo  $\theta_i = \theta_r$ , al pasar esta segunda superficie, aumenta su velocidad disminuye el ángulo de refracción, este haz se enfoca al centro de la pantalla del T.R.C.. Variando el voltaje del ánodo de enfoque con respecto a los acelerados, se cambia el índice de refracción del lente y se mueve el puente focal.

El potenciómetro R3, se encuentra en el panel frontal del osciloscopio y está marcado como **FOCO**. Se emplea para formar un punto sobre la pantalla del T.R.C.

El potenciómetro R6, se encuentra marcado como **ASTIGMATISMO** y se emplea para que el puente que produce el foco sea lo más redondo posible.

Los elementos descritos en a, b y c en conjunto reciben el nombre de **CANÓN ELECTRONICO**.

**d) Deflexión.** Una vez que el haz proveniente del cañón es muy fino, se requiere mover a éste en sentido horizontal o vertical sobre la pantalla del T.R.C. Para llevar a cabo estos movimientos

es necesario polarizar las placas de deflexión vertical y horizontal respectivamente.

El sistema de deflexión esta constituido por dos placas paralelas que se encuentran separadas una cierta distancia y conectadas a un cierto potencial para que exista un campo eléctrico entre éstas. Los electrones penetrando a este campo con una cierta velocidad son atraídos hacia la placa positiva siguiendo una trayectoria parabólica. Cuando los electrones dejan la región de las placas de deflexión, la fuerza de atracción ya no existirá y los electrones viajarán en línea recta hasta la pantalla del T.R.C.

Se define un parámetro para el sistema de deflexión y es la **SENSITIVIDAD DE DEFLEXION** y nos dice a cuanta longitud equivale la deflexión lograda por cada voltio de referencia entre las placas.

$$S = D / E \text{ (m./Voltios.)}$$

donde:

D= Deflexión sobre la pantalla (m)

E= Voltaje de deflexión (v)

Otro parámetro definido es el **FACTOR DE DEFLEXION, G.**

$G = 1 / S$  (voltio/m), el cual nos dice cual es el voltaje requerido para lograr una cierta deflexión.

Estos parámetros son dados por el fabricante tanto para la deflexión vertical como para la horizontal.

Pantalla y graticula del T.R.C. Cuando el haz de electrones proveniente del cañón electrónico golpea la pantalla del T.R.C. se produce un punto luminoso, el material que produce este efecto es el fósforo. Esta propiedad de algunas estructuras cristalinas de emitir luz cuando son estimuladas es llamadas **FLUORESCENCIA**. Materiales fluorescentes como fósforo y óxido de zinc tienen una segunda característica llamada **FOSFORESCENCIA** la cual es seguir emitiendo luz aunque la excitación haya cesado. La cantidad de tiempo que siga fosforeciendo es llamada **PERSISTENCIA** del material fluorescente, la cual es generalmente clasificada como corta (microsegundos), media (milisegundos) y grande (segundos).

Asociada a la pantalla también se tiene una graticula para facilitar la interpretación de las gráficas. Existen graticulas externas que se sobrepone a la pantalla éstas presentan error de paralelaje y graticulas internas, grabadas directamente sobre el vidrio de la pantalla del T.R.C., las cuales no representan errores de paralelaje pero sí elevan el costo del tubo.

Las conexiones de todos los elementos del tubo se hacen a través de la base del tubo o zócalo.

Amplificador vertical En el panel de control de cualquier osciloscopio siempre se encuentra un interruptor de "encendido" Para operar al canal vertical correspondiente. Un conector hembra B.N.C. (abreviación de Britanic Nacional Connector), marcado como ENTRADA (del osciloscopio). Un interruptor deslizable de tres posiciones que conecta la señal de entrada con la siguiente etapa que es la sección de atenuadores, esta se identifica en el panel de control del osciloscopio por tener la posiciones de C.D., GND, C.A.. Si el interruptor esta en la posición de C.D., implica que la señal de entrada se conecta directamente a la sección de atenuadores, a esta acción se le conoce como **ACOPLAMIENTO DIRECTO**

Si el interruptor está en la posición de GND (ground abreviación de tierra), esto implica que la entrada del amplificador se encuentre a un potencial de tierra, debiéndose interpretar que la entrada del canal correspondiente se desconecta y que la entrada al atenuador se conecta a un potencial de tierra, esta posición se utiliza para fijar el **NIVEL DE REFERENCIA** en la pantalla del T.R.C.. Si el interruptor está en la posición de C.A., implica que la señal de entrada se conecta a la sección de atenuadores capacitivamente, llamandosele **ACOPLAMIENTO RC O CAPACITIVO**. Por esta a razón este interruptor se le conoce como **ACOPLADOR DE ENTRADA**.

Muchas veces se menciona que el sistema de deflexión vertical consiste principalmente de una sección de atenuadores y otra de pasos de amplificación. La primera se emplea cuando la señal que se desea observar es de un valor instantáneo muy alto, por lo que, si no se atenúa saldría del área de la pantalla para evitarlo, se atenúa adecuadamente. La segunda es el caso opuesto, o sea que la señal de entrada al osciloscopio sea de una amplitud muy pequeña, la cual no represente un desplazamiento visible, esta señal no pasara directamente al atenuador, sino que la señal entra directamente a la siguiente etapa que es la del preamplificador vertical y después al amplificador para acondicionarla adecuadamente. Las características generales de estas dos secciones son:

El atenuador aparte de disminuir el nivel de la señal de entrada debe presentar una alta impedancia de entrada y debe ser constante, sin importar la frecuencia de la señal de entrada. Esta impedancia está normalizada para todos los osciloscopios a  $1 \text{ M}\Omega$  en paralelo con una capacidad que suele estar entre los 10 y 60 picofaradios valor debido al alambrado del circuito. El valor de la impedancia viene marcada en el panel de control del osciloscopio precisamente a un lado del conector B.N.C. de entrada. El atenuador deberá estar compensado en frecuencia, esto es, deberá tener un buen ancho de banda, éste es fijado por los circuitos de la sección del amplificador vertical. El atenuador es una perilla que se identifica en el panel de control por la secuencia de atenuación

1,2,5 y sus unidades son Voltios/División, esto es: 0.1V/Div., 0.2V/Div., 0.5V/Div., 1V/div., 2V/Div., 5V/Div., 10V/Div., 20V/Div., 50V/Div..

El amplificador vertical está constituido por un preamplificador y un amplificador, deberá presentar un buen ancho de banda, que es una de sus características principales dando como resultado que la señal en la pantalla del TRC. sea la misma que se presenta en la entrada, es decir, que el amplificador no produzca distorsión. La ganancia en voltaje del amplificador vertical deberá ser grande para que se puedan observar desplazamientos razonables de la señal de entrada en la pantalla del TRC.

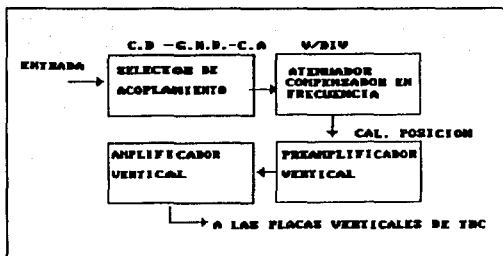
Los osciloscopios de sensibilidad muy pequeña (<.1V/Div.), y de ancho de banda grande (>60MHz), son osciloscopios de mejor calidad y por tanto de precio elevado.

En la sección del preamplificador se manejan niveles bajos de amplitud y de poca ganancia y es precisamente por esta razón que se encuentran aquí los controles de GANANCIA y de POSICION. Respecto al control de Ganancia existe uno INTERNO y otro EXTERNO, El INTERNO consiste de un potenciómetro preajustable que provee variaciones de ganancia para casos de desajuste debido a transporte, humedad, temperatura, envejecimiento de los componentes del circuito, etc., es usado sólo en casos severos de descalibración. El ajuste EXTERNO consiste de un potenciómetro que al girar su cursor descalibra el valor de lectura V/Div. dando un error en la lectura vertical, la posición correcta de este control esta identificada en el panel del osciloscopio como CAL. (calibrado), este control siempre en concéntrico al control V/D... El control de POSICION tiene por función el de desplazar el trazo en sentido vertical sobre la pantalla del TRC.

El amplificador vertical acondiciona la señal proveniente del sentido vertical sobre la pantalla del TRC.

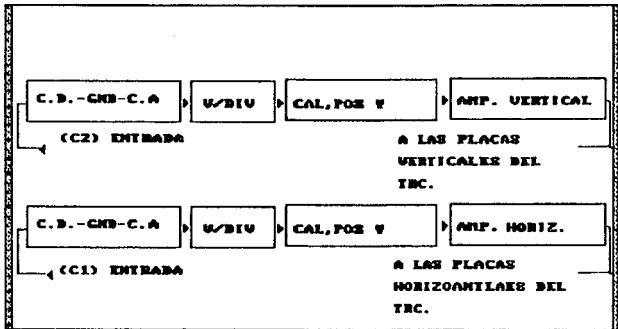
El amplificador vertical acondiciona la señal proveniente del preamplificador, para mostrarla en la pantalla del TRC., por lo tanto, no se tiene acceso a éste a través de algún control del panel frontal del osciloscopio.

Resumiendo lo anterior se tiene el siguiente diagrama a cuadros del amplificador vertical, figura 3-72.



[fig 3-72]

Graficador X-Y. Un osciloscopio usado como graficador de voltaje X-Y; es decir que grafique la relación de voltaje entrando a las placas de deflexión horizontal y vertical de los amplificadores de entrada, se logra en algunos casos con colocar la perilla *SEG./Div.*, en la posición X-Y o bien al oprimir un botón destinado para obtener esa función. Considere que el eje X corresponde al canal 1 y el eje Y el canal 2, la figura 3-73 muestra como los voltajes en estas entradas son aplicados a las placas de deflexión respectivas.



[fig 3-73]

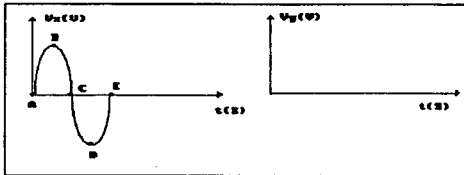
**Inyección de señales de voltaje.** Al aplicar señales sinusoidales de voltaje en ambas entradas representados por  $V_x$ , y  $V_y$  en donde,  $V_x$  es el voltaje aplicado al eje X o canal 1,  $V_y$  es el voltaje aplicado al eje Y o canal 2. El oscilograma resultante será la combinación de los voltajes de entrada. Un oscilograma es la figura que nos muestra la respuesta gráfica que se observaría en la pantalla del TRC. debido a la presencia de voltaje en la(s) entrada(s).

Casos:

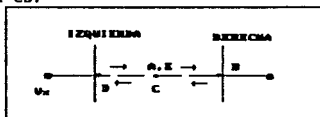
a-Sea la señal aplicada:

En X,  $V_x = V_p \text{ sen } (\omega t)$  volts; y en Y,  $V_y = 0$  volts.

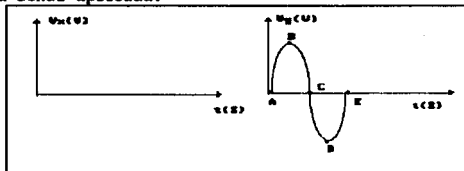
Gráficamente se tiene



cuyo oscilograma es:

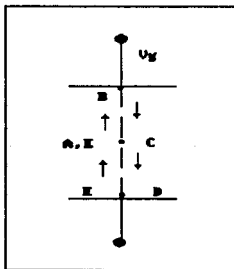


b- Sea la señal aplicada:



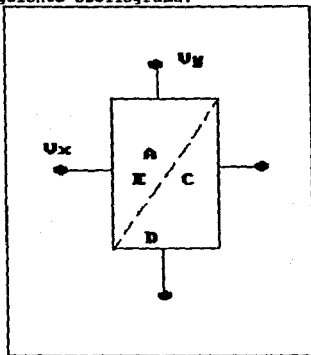
En X,  $V_x = 0$  volts; en Y,  $V_y = V_p \sin(\omega t)$  Volts  
Gráficamente se tiene la figura anterior.

cuyo oscilograma es:

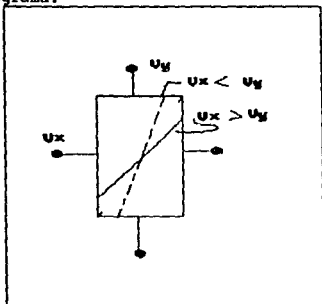




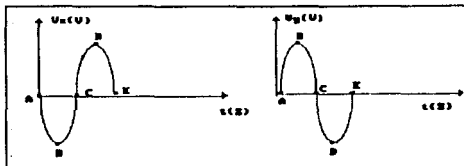
c- Ahora cuando las señales son iguales es decir:  
 $V_x = V_p \text{ sen}(wt) = V_y$ .  
 Se obtiene el siguiente oscilograma:



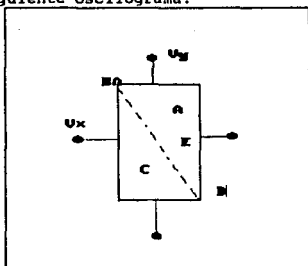
d- Como un caso especial de la condición anterior se tiene el siguiente oscilograma:



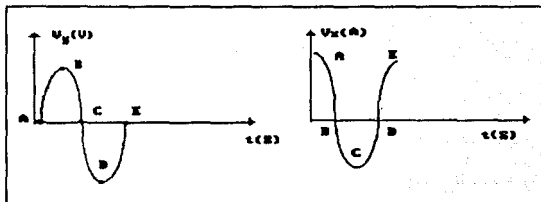
e- Cuando las señales aplicadas a las placas horizontales y verticales están defasadas  $180^\circ$  tenemos



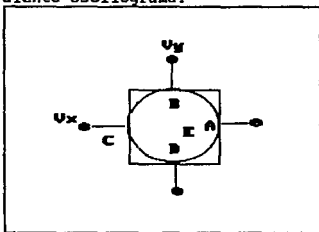
Obteniendo el siguiente oscilograma:



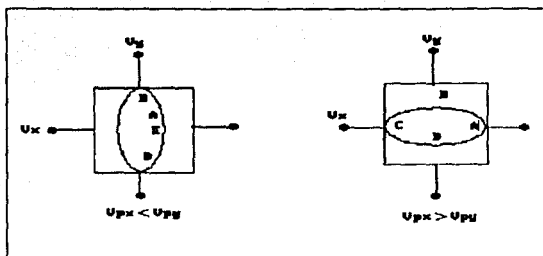
f-Para cuando las señales están defasadas  $90^\circ$ , tenemos:



Obtenemos el siguiente oscilograma:

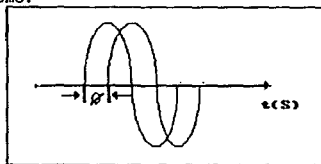


Como caso especial cuando  $V_{py} > V_{px}$ , cuando  $V_{px} > V_{py}$ , se obtiene los siguientes oscilogramas.

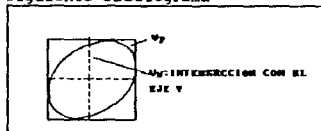


g-Ahora supongase que hay un pequeño defasamiento  $\phi$  entre las señales:

En X  $V_x = V_p \text{ sen } (\omega t)$ ; en Y,  $V_y = V_p \text{ sen } (\omega t + \phi)$  pueden ser representadas como:



Obteniéndose el siguiente oscilograma



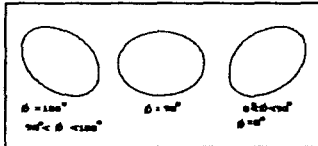
Por lo que se observa:

Para un  $t=0$  seg;  $V_x = 0$  volts y  $V_y = V_p \text{ sen}(\phi)$

Por lo que:

$\phi = \pm \text{ang. sen}(V_y / V_p)$ .

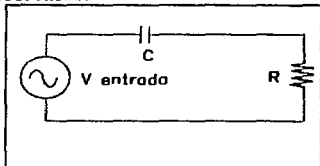
Resumiendo; se obtienen los siguientes patrones de Lissajous para cuando se desea medir el defasamiento entre señales figura 3-74



[fig 3-74]

Para hacer mediciones sobre la pantalla del TRC., empleando al osciloscopio como graficador X-Y. Partir de un punto luminoso al centro auxiliándose con los controles de posición X-Y. El centro de la pantalla es precisamente el origen del plano coordenado X-Y, interpretándose los desplazamientos del origen hacia arriba como la aplicación de voltaje positivos, del origen hacia abajo se debe a la aplicación de potenciales negativos. Lo mismo sucede con el eje X, del origen hacia la derecha son positivos y del origen hacia la izquierda son negativos.

Los patrones de Lissajous justifican una aplicación del osciloscopio como graficador de voltaje en el eje X, contra voltaje eje Y (voltajes sinusoidales), para ello se supone el circuito RC de la figura 3-75. Si se calcula el voltaje en R se obtiene la siguiente función de transferencia:

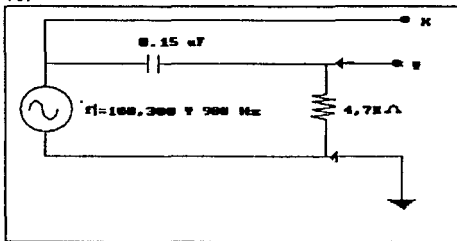


[fig 3-75]

De esta función se observa que la magnitud da el valor del voltaje en la resistencia y el cis el defasamiento de éste, ambos con respecto a la señal de entrada, de aquí se obtiene el concepto de

$$\frac{V_R}{V_{entrada}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad | +ang. \text{tg} \frac{Xc}{R} \quad [3-96]$$

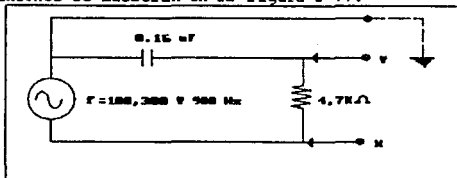
medición del defasamiento con un graficador X-Y: "para obtener el oscilograma y medir el defasamiento entre las señales, se medirá el voltaje en el elemento con un eje y con el otro el voltaje del generador". Con base a esto, se procede ahora a realizar las interconexiones del osciloscopio con el circuito obteniéndose la figura 3-76.



[fig 3-76]

De la figura se observa que el eje Y, se mide el voltaje en el resistor, en el eje X, se mide el voltaje del generador. señal resultante será el defasamiento y deberá reportarse como  $\phi = \pm$ .

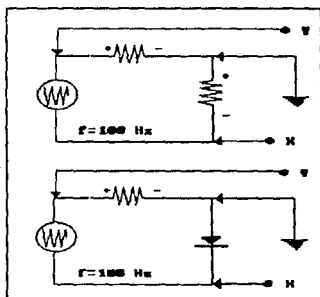
Si se desea medir el voltaje y defasamiento en el capacitor las interconexiones se muestran en la figura 3-77.



[fig 3-77]

De la figura se observa que el voltaje sobre el capacitor se mide con el eje Y, y en el eje X el voltaje del generador. El defasamiento deberá reportarse como  $\phi = \pm$ .

En electrónica siempre se acostumbra trabajar con modelos o equivalentes ya que estos dan información respecto al funcionamiento del dispositivo. Un modelo equivalente es el modelo gráfico. El modelo gráfico de un resistor, diodo, transistor bipolar, transistor unipolar, ..etc., siempre se toma como eje de corriente al eje Y y como eje de voltaje al eje X, por lo tanto, es esta otra aplicación del osciloscopio como un graficador de corriente (eje Y, contra voltaje eje X ), para lo cual se tiene el circuito de la figura 3-78.

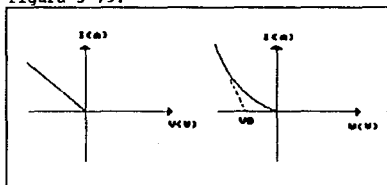


[fig 3-78]

En ambos arreglos, se observa que el generador entrega una señal directa diente de sierra, ya que es la señal que se necesita para tener un desplazamiento lineal a lo largo de la pantalla del TRC. Se necesita un resistor  $R_m$  (resistor de muestreo), cuyo valor puede ser entre  $1 \Omega$  y  $1000 \Omega$  midiendo su voltaje en el eje Y o canal 2 del osciloscopio y aplicando la ley de ohm se determina la corriente que fluye por la malla, obsérvese que el osciloscopio no mide esta corriente, sino el operador es el que la interpreta.

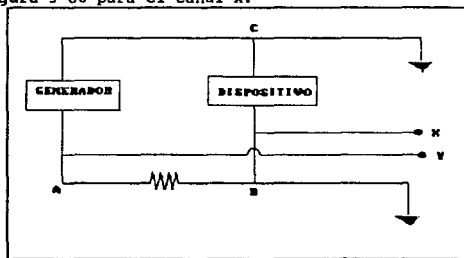
Si se considera el sentido convencional de corriente, obsérvese el sentido de las caídas al conectar el eje X o canal 1 del osciloscopio ya que la tierra es común a ambos ejes, y ésta se conecta al punto de potencial mas negativo, se tendrá que el

desplazamiento del trazo debido a un potencial positivo será hacia la izquierda figura 3-79.



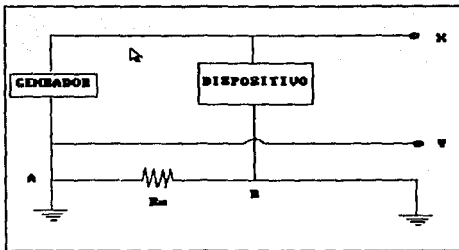
[fig 3-79]

Observe que la tierra de los ejes X-Y, no son independientes, se debe tener cuidado de no provocar un cortocircuito como el indicado en la figura 3-80 para el canal X.



[fig 3-80]



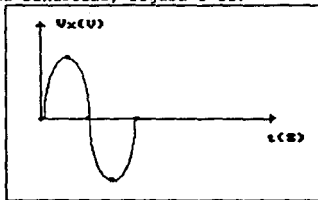


Se observa para estos casos que cuando se tiene un osciloscopio cuyas tierras de los ejes X-Y son comunes, se debe emplear una sola terminal de tierra y verificar que la tierra del generador no este conectada a la misma tierra del osciloscopio.

Graficador voltaje vs t La aplicación mas común del osciloscopio es la de hacer visible una señal, es decir emplear lo como un graficador de voltaje (eje Y), contra tiempo (eje X). En este punto se verá primeramente como se transforma el eje X en el correspondiente del tiempo.

Generado el haz de electrones que es producido por el cañón electrónico del TRC. y mediante los controles del tubo, se obtienen sobre la pantalla un punto luminoso, éste puede moverse de acuerdo al potencial aplicado a las placas de deflexión horizontal.

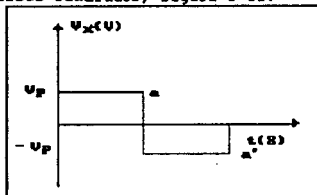
Considerese que la tensión aplicada a las placas de deflexión horizontal es una senoide, figura 3-81.



[fig 3-81]

En este caso  $V_{pp}$ , ocasiona que el haz de electrones se desplace horizontalmente sobre la pantalla del TRC. Ver figura anterior. Si lo que se desea es que el haz se desplace linealmente, esto es, que a intervalos iguales de tiempo correspondan espacios iguales de desplazamiento, entonces esta forma de onda no es la adecuada porque para cada punto de ésta, tiene una pendiente diferente debido a que no es una función lineal y por tanto no se producirá un desplazamiento lineal.

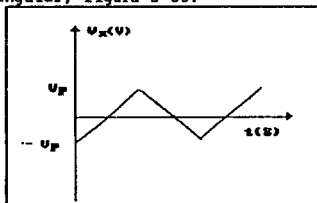
Ahora considere que la tensión aplicada a las placas de deflexión es un tren de pulsos cuadrados, figura 3-82.



[fig 3-82]

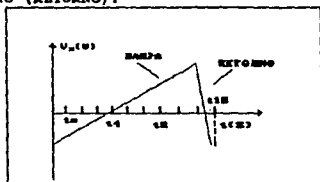
En este caso también  $V_{pp}$ , ocasiona que el haz se desplace horizontalmente sobre la pantalla del TRC. En el cambio a la frecuencia es tan alta, que dará la apariencia de que hay dos puntos luminosos en la pantalla, por lo que esta forma de onda tampoco produce un desplazamiento lineal.

Ahora considere que la tensión aplicada a las placas de deflexión es una onda triangular, figura 3-83.



[fig 3-83]

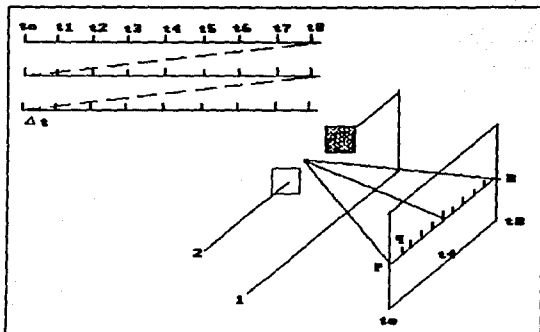
Si se propone que  $V_{pp}$ , es de un valor tal que ocasiona que el haz se desplace horizontalmente sobre toda la pantalla del TRC. Considere que para el tiempo "a", el punto luminoso se encuentra a toda la pantalla hasta la derecha. Por la pendiente única que presenta esta señal, para llegar ahí lo hizo linealmente es decir, recorriendo espacios en tiempos iguales, después en los tiempos "b" - "c" el haz se regresa de la derecha a la izquierda de la pantalla y su desplazamiento es también lineal. Se desea que el tiempo de "b" - "c", sea lo más corto posible, ya que solamente se necesita el barrido lineal de izquierda a derecha. Se tiene la figura 3-84, observe la polaridad de esta señal, esta va de negativo a positivo debido a que se desea que el haz vaya de un extremo a otro de la pantalla en el eje horizontal (RAMPA), una vez alcanzado un barrido. Si se desea otro barrido es necesario volver el trazo hacia el lado izquierdo, esto debe hacerse lo más rápido posible tan rápido que no sea perceptible a la vista, lo cual se logra mediante la aplicación de un potencial que cambie rápidamente del potencial máximo positivo al potencial inicial de inicio de barrido (RETORNO).



[fig 3-84]

A este tipo de señal se la llama DIENTE DE SIERRA. A la porción de elevación se le llama RAMPA y a la porción de caída RETORNO.

Ya que la tensión aplicada a las placas de deflexión horizontal es un diente de sierra, el punto luminoso (haz de electrones), se desplazará horizontalmente con la misma relación de los incrementos de tiempo, figura 3-85.

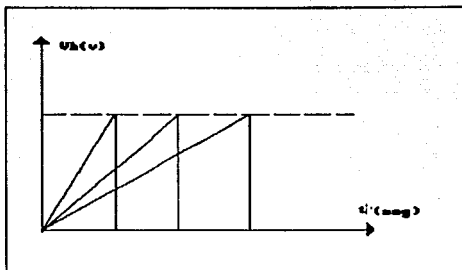


[fig 3-85]

En el tiempo  $t_0$ , el potencial de la placa 1 es negativo, por lo que esta repele al haz de electrones, como consecuencia el haz se coloca en el punto "P", si se incrementa el potencial durante el intervalo  $\Delta t$  extremo izquierdo de la pantalla, el haz se desplazará hasta el punto "q", continuando al proceso hasta que la placa 1 tenga un potencial positivo, por lo que el haz llegará hasta el extremo derecho de la pantalla, punto R. Si se cambia muy rápidamente el potencial, de manera que la placa 1 sea ahora muy negativa, se tiene la posibilidad de iniciar nuevamente el proceso, si la señal aplicada a las placas de deflexión es periódica lo anterior se repetirá en la misma proporción.

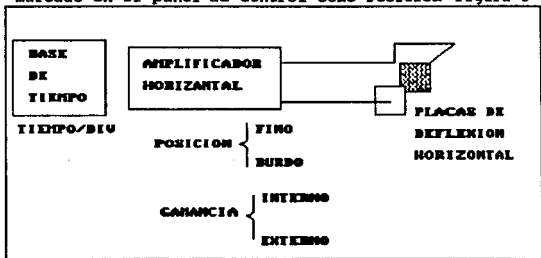
De lo anterior se deduce que empleando a las placas de deflexión horizontal potenciales que tengan la forma de diente de sierra, se puede transformar el eje X en el correspondiente al tiempo. Al circuito que proporciona este tipo de señal en un osciloscopio, se le llama **GENERADOR DE BASE DE TIEMPO**.

El generador base de tiempo puede proporcionar continuamente la señal diente de sierra y éste será el potencial requerido para que el haz recorra toda la región útil de la pantalla en el sentido horizontal, luego entonces para tener diferentes velocidades de exploración se requiere modificar la pendiente del diente de sierra (rampa), es decir se tienen distintas velocidades de barrido figura 3-86 la selección de la velocidad de exploración se realiza en el panel de control mediante la perilla marcada como **TIEMPO/DIV**.



[fig 3-143]

Asociados con el generador base de tiempo, se tiene al amplificador horizontal, que básicamente eleva el nivel de señal para que pueda operar de acuerdo con la sensibilidad de las placas de deflexión horizontal, en este amplificador también existen los controles de ganancia interna y externa, en donde este último es siempre concéntrico a la perilla Tiempo/Div., otro control es el de posición horizontal el cual desplaza al trazo horizontalmente y está marcado en el panel de control como POSICION figura 3-87.

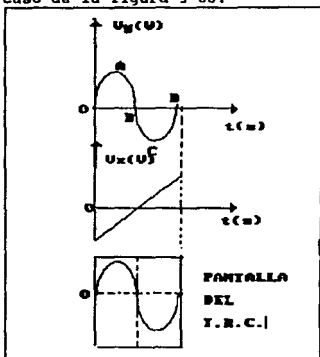


[fig 3-87]

En un osciloscopio operado como graficador V vs t, siempre se deberá tener presente que:

La señal que se desea medir u observar se introduce por el canal vertical o eje Y; y que en el sistema de deflexión horizontal o eje X, existe una señal diente de sierra que tiene la particularidad de proporcionar diferentes velocidades de barrido.

Consideremos el caso de la figura 3-88.



[fig 3-88]

La señal diente de sierra, hace que el haz se desplace horizontalmente, pero siguiendo las variaciones de la señal de entrada.

Para que la forma de onda sobre la pantalla del TRC., sea observable, se requiere que dicha señal sea estable, esto se logra al "sincronizar" el generador de base de tiempo, es decir, el inicio de barrido debe coincidir con alguna parte del evento (algún punto de la señal a observar). Si no se emplea sincronía, el generador opera libremente, proporcionando la señal diente de sierra sin ninguna coincidencia (**FREE RUN**). En términos generales, la sincronía requerida, determina el inicio o disparo de la rampa.

Modos de disparo de la rampa. Existe un circuito en el osciloscopio que fija el inicio de la rampa, a este circuito se le llama "circuito de disparo" y determina la coincidencia de eventos.

Hay varias formas para seleccionar la ejecución del disparo, esto constituye el "modo de disparo" pudiendo ser: **INTERNO, EXTERNO Y POR LINEA.**

En el modo de disparo **INTERNO**, el barrido se dispara internamente tomando parte de la señal de la salida del preamplificador vertical, se requiere que dicha señal tenga una amplitud mínima para lograr efectivamente el disparo.

En el modo de disparo **EXTERNO**, además de resolver el problema de amplitudes pequeñas que se presenta en el modo interno, se tiene la ventaja de no afectar la ganancia del preamplificador vertical y además, se puede iniciar el barrido con otra señal, ya sea de otro instrumento o de alguna otra parte del circuito sobre el que se realizan mediciones.

El modo de disparo por **LINEA**, se emplea cuando el evento bajo observación tiene una periodicidad que constituye una relación fija con la tensión de la línea de alimentación de c.a..

En relación con el punto particular donde se desea la sincronía, se tienen algunos elementos que facilitan la elección del punto de disparo. Estos elementos son: **ACOPLAMIENTO, NIVEL Y PENDIENTE.**

Los siguientes elementos que se describen, siempre vienen marcados en el panel de control del osciloscopio.

**Acoplamiento-** La fuente de sincronía puede estar conectada al sistema de disparo de varias maneras: con **ACOPLAMIENTO A C.C O COM ACOPLAMIENTO A C.D.**

En el acoplamiento a c.a., se emplea un punto de la señal (cuando se emplea disparo interno), considerando que el promedio de las variaciones de la señal es cero.

En el acoplamiento a c.d., se considera el valor instantáneo de la señal con la que se desea sincronizar, es decir que sus variaciones ocurren alrededor del promedio, siendo dicho promedio diferente de cero, se emplea este tipo de acoplamiento cuando el evento con que se desea sincronizar es de muy baja frecuencia.

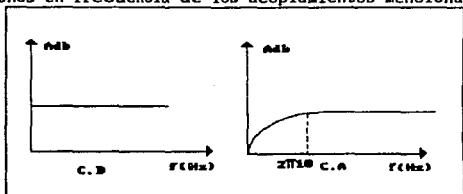
El evento con que se realiza la sincronía contiene más de una frecuencia o está mezclada con ruido, se dificulta la obtención de una señal estable o fija en la pantalla, para evitar esta situación se tiene adicionalmente otras posibilidades de frecuencia. Este tipo especial de acoplamiento puede rechazar la baja frecuencia (**L.F.-REJ**), o bien la frecuencia alta (**H.F.-REJ**).

En el acoplamiento donde se rechaza la baja frecuencia, se limita la habilidad del circuito de disparo a responder a baja frecuencia, generalmente 1 KHz. hacia abajo. Este tipo de acopla-

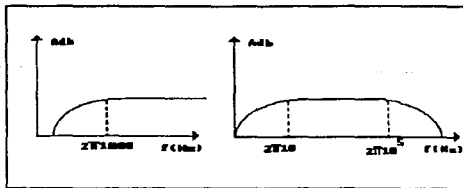
miento se emplea cuando la señal tiene algún contenido de ruido en baja frecuencia y se desea sincronizar el barrido preferente con el contenido de alta frecuencia. En contrasta, el acoplamiento que rechaza la alta frecuencia, atenúa a la señal el ruido arriba de 100 KHZ y se emplea para sincronizar el barrido con la baja frecuencia de la señal, haz que en alta frecuencia, contiene ruido, el cual es indeseable.

En el modo NORM., marcado así en el panel de control, se puede tomar un rango más amplio de señales de disparo (de C.D. a 60 MHZ.). El modo normal no permite observar un trazo sobre la pantalla si no hay señales de disparo.

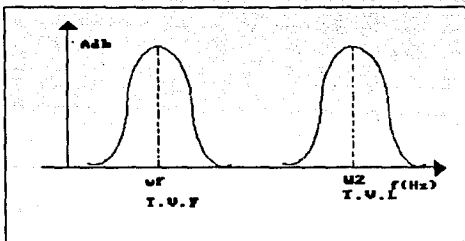
En algunos osciloscopios, se tienen filtros que rechazan todas las frecuencias diferentes a una particular, pudiendo ser la frecuencia de línea y la de campo de la señal de T.V., en la primera se puede disparar cuando la perilla tiempo por división este en la posición de 50 microseg./Div. o mas rápido, en la de campo se puede disparar cuando la perilla tiempo por división este en 1 miliseg/div. o más lento. En la figura 3-89 se muestran las limitaciones en frecuencia de los acoplamientos mencionados.



[fig 3-89]

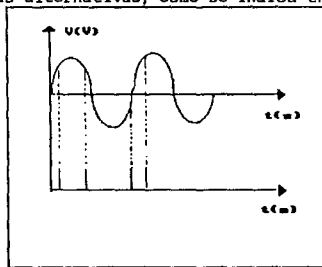






En algunos osciloscopios en la posición **AUTOMATICO (AUTO)**, queda sin determinar el nivel del disparo, en otros el disparo se inicia cuando la señal alcanza el nivel correspondiente a su promedio (movimiento únicamente el control de **STABILITY**), se estabiliza la señal en la pantalla, generalmente en esta posición el disparo se genera cuando la señal de entrada presenta una amplitud de **UNA DIVISION**.

**Nivel** Considerando que la señal del evento con que se desea sincronizar el barrido contiene básicamente una sola frecuencia, se requiere definir el punto donde se iniciará el barrido, teniéndose varias alternativas, como se indica en la figura 3-90

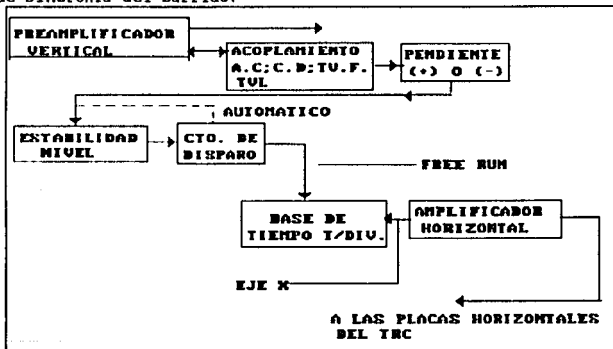


[fig 3-90]

Al seleccionar el punto de disparo (marcado en el panel de control como TRIG. LEVEL) se esta precisando el nivel que deberá tener la señal para iniciar el barrido.

**Pendiente** Seleccionado el nivel, queda por determinar si genera el disparo cuando la señal tiende a crecer o a disminuir figura 3-90, esto es, determinar la tendencia de polaridad de la pendiente de la señal, (marcado en el panel de control como + o -, o bien como SLOPE). En la posición (+), de la pendiente se puede iniciar el barrido en cualquier punto de pendiente positiva y en la posición (-), en cualquier punto de pendiente negativa.

En la figura 3-91 se muestra el diagrama a bloques del sistema de sincronía del barrido.



[fig 3-91]

Existen dos maneras de establecer la coincidencia de eventos para iniciar el barrido y son: **SINCRONIZADO Y DISPARO**.

El **MODO SINCRONIZADO** se describió anteriormente y en general tiene dos particularidades: 1) El generador de la base de tiempo continuamente proporciona la señal de barrido y 2) El inicio del barrido se determina con otro evento periódico.

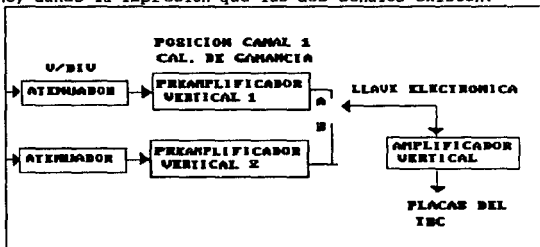
En algunos osciloscopios el modo disparo (marcado en el panel de control como **SINGLE SHOT**), tiene la particularidad de que el

generador de base de tiempo únicamente proporciona un sólo observador opera el inicio de este único.

Osciloscopio de doble trazo El osciloscopio hasta ahora tratado, presenta en su pantalla una sola señal Y-t. Pero en la práctica resulta común de observar dos o más señales. Ante esta necesidad se desarrollaran osciloscopios de varios trazos con entrada independientes, de tal forma que pudieran presentar simultáneamente varias señales que simplifican mediciones, comparaciones, ajustes, etc.

En el trascurso del tiempo los diseñadores han agregado en particular al de doble trazo, nuevos elementos logrando una mayor versatilidad y simplificación en las mediciones.

Un método para obtener un osciloscopio de dos canales consiste en tener un TRC. convencional (o sea, de un cañón), un amplificador vertical, dos atenuadores, dos preamplificadores y una llave electrónica que conmute entre el canal 1 y 2 debido a la persistencia del fósforo, la conmutación no es apreciada por el ojo humano, dando la impresión que las dos señales existen.



Existen dos formas de operar la llave electrónica y son: **ALTERNADO** Y **MUESTREADO (CHOP)**, identificados en el panel de control.

En la forma **ALTERNADO**, la llave electrónica se conecta primeramente en el canal 1 y se queda ahí todo el tiempo que dura el barrido de la señal o sea un barrido completo de izquierda a derecha, terminando éste, la llave electrónica se conmuta al canal 2, quedándose allí todo el tiempo que dura un barrido completo y así sucesivamente.

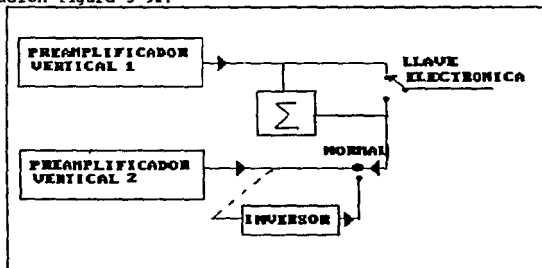
En la forma **MUESTREO (CHOP)**, la llave electrónica toma una muestra del canal 1 y lo imprime en la pantalla, se conmuta al canal 2 toma

otra muestra y lo imprime, este proceso se repite en muchas oscilaciones en un sólo barrido horizontal, o sea que las señales del canal 1 y 2 se muestran casi simultáneamente por segmentos en un solo trazo.

La forma **ALTERNADO** es comúnmente usado para señales de alta frecuencia, donde un barrido es más rápido que el tiempo en que decae la iluminación de la pantalla de TRC..

La forma de **MUESTREADO (CHOP)**, es empleada para barridos de baja velocidad, donde la forma alternado presenta dificultades en la alternancia de los trazos del canal 1 y 2.

Se le han agregado a este tipo de osciloscopio otras formas de operación figura 3-92.



[fig 3-92]

Cuando se selecciona el interruptor de canal 1 (marcado en el panel de control como CH1), solo el canal 1 opera y se tendrá un osciloscopio convencional, mientras que el canal 2 queda desconectado. Sucede lo mismo cuando solo se selecciona al canal 2 (marcado en el panel de control como CH2). Cuando se selecciona **AMBOS** (marcado en el panel de control como **BOTH**), la llave electrónica se conmuta entre el canal 1 y el canal 2 de cualquiera de las dos formas descritas anteriormente **ALTERNADO** o **MUESTREADO**.

Para la posición **SUMA** (marcado en el panel de control como **ADD**), la llave electrónica queda fija en 1 y la señal de los preamplificadores 1 y 2 se suman algebraicamente por otra llave 1(1).

**LA POSICION DE INVERSION (MARCADO EN EL PANEL DE CONTROL COMO INV.)**, se muestra siempre dentro del área de controles del canal 2, al emplear este control la señal del canal 2 pasa por un circuito

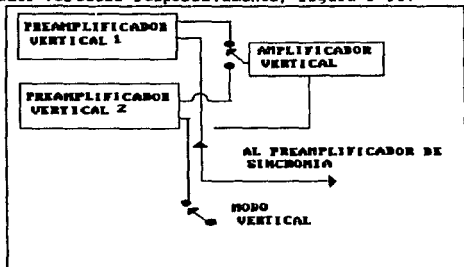
inversor de 180. En la posición de la llave 11(1), (ADD), la señal de los preamplificadores pueden sumarse (no empleando INV.), 1+2, o bien restarse (empleando INV.), 1-2.

#### MODOS DE OPERACION DEL DISPARO DE LA BASE DE TIEMPO: CANAL

Canal 2, Modo Vert. Alternado Con el fin de iniciar simultáneamente el desplazamiento en el eje vertical de la señal desconocida y el barrido en el eje horizontal, se toma una muestra de la señal vertical y se aplica al generador de barrido a esta interacción se le conoce como **SINCRONIA O DISPARO**.

El nivel y pendiente que se toma de la señal de disparo para sincronizar a la base de tiempo, es la que establece el inicio en un mismo punto del diente de sierra como consecuencia, la señal que se observa en la pantalla del TRC. se estabiliza.

En general la forma de disparo puede ser seleccionada por: CANAL 1, CANAL 2, MODO VERTICAL, en algunos osciloscopios se usa el COMPARADO O ALTERNADO, esta señal se toma del preamplificador 1, preamplificador 2, alternativamente de los canales verticales y del amplificador vertical respectivamente, figura 3-93.



[fig 3-93]

Al seleccionar con el osciloscopio algunas de las operaciones indicadas, deberá adecuarse la forma de sincronía, de no hacerlo puede ocurrir que la señal no sea estable o se dificulte su estabilidad.

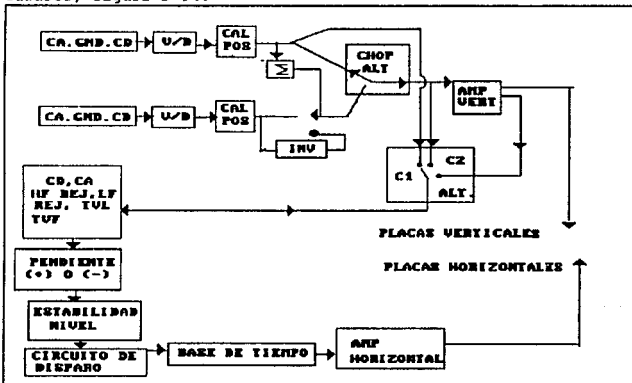
A continuación se expresan algunas razones para la selección de la sincronía.

**Operación canal 1** Solamente la señal que entra por el canal 1 puede presentarse en la pantalla del osciloscopio, se debe tomar para la sincronía la del canal 1. Se podría sincronizar por modo vertical o por comparado, pero no por canal 2, ya que por allí no hay señales.

**Operación canal 2** Solamente la señales que entra por el canal 2, puede presentarse en la pantalla del osciloscopio se debe tomar para la sincronía la del canal 2. Puede sincronizar por modo vertical o por comparado, pero no por canal 1.

**MODO VERTICAL** Cuando se utilizan los dos canales, se recomienda esta fuente de disparo, ya que toma muestras alternadas de los dos canales verticales.

A manera de resumen, se obtienen el siguiente diagrama a cuadros, figura 3-94.



[fig 3-94]

## TRANSDUCTORES ELECTRICOS

La mayoría de los fenómenos de interés para los científicos e ingenieros no son realmente eléctricos; sin embargo, casi todos los instrumentos que utilizan dichos profesionales si los son. Ello se debe a la gran facilidad con que pueden usarse, estudiarse y registrarse las señales eléctricas. Un físico nuclear puede estar interesado en medir las energías de ciertos procesos de desintegración; un químico puede querer evaluar la acidez de una solución y ambos usarán ampliamente la instrumentación electrónica para hacer sus mediciones. Un ingeniero civil que evalúa el esfuerzo a que esta sometida una viga de acero tipo "I" que usará en la construcción de un puente, casi siempre tendrá que recurrir a la instrumentación electrónica para realizar esta mediciones.

Los instrumentos que emplean para medir o controlar un proceso específico no siempre son los más adecuados para otros problemas más recientes; por lo que se debe estar en condiciones de idear instrumentos integrales o sistemas que se ajusten a las necesidades que surjan, y esto sólo se logra reconociendo los diferentes aspectos de un instrumento dado. El concepto de transductor es muy útil para hacer más clara las diversas funciones de un instrumento. Un *transductor de entrada* es un dispositivo que convierte una señal no eléctrica en señal eléctrica. Un *modificador* ajusta o cambia la señal eléctrica de entrada y el *transductor de salida* convierte la señal eléctrica modificada en una señal no eléctrica.

Considérese un sistema de alta fidelidad compuesto por un tocadiscos, un preamplificador, un amplificador y una bocina. La pastilla del tocadiscos es el transductor de entrada, porque convierte el movimiento de la aguja sobre el disco en una débil señal eléctrica. El preamplificador aumenta esa señal, y el amplificador eleva el nivel de la potencia de esa información y al hacerlo excita la bobina de voz de la bocina. Por supuesto, la bobina es el transductor de salida porque convierte la señal eléctrica en otra no eléctrica que es el sonido.

### **CARACTERISTICAS GENERALES**

#### Guías para la selección y uso de los transductores

Quando una medición de una cantidad no eléctrica se va a llevar a cabo convirtiendo la cantidad a una forma eléctrica, se debe seleccionar un transductor o una combinación apropiada de ellos para llevar a cabo la conversión. El primer paso en el proceso de selección es el de definir claramente la naturaleza de la cantidad a medir. Esto también incluye el conocimiento del rango de magnitudes y frecuencias que se espera que la cantidad exhiba. Cuando el problema se ha establecido, se deben examinar los principios fundamentales de funcionamiento del transductor

aconsejable para el tipo de medición. Si uno o más transductores son capaces de producir una señal satisfactoria debemos decir si construir o utilizar uno disponible en el comercio.

Cuando las especificaciones de un transductor particular se van a examinar, los siguientes puntos se deben considerar para determinar su conveniencia par una medición:

1.-**Rango.** El rango del transductor debe ser lo suficiente grande para abarcar todas las magnitudes esperadas de la cantidad a medir.

2.-**Sensibilidad.** Para obtener un dato significativo, el transductor debe producir una señal de salida suficiente por unidad de la entrada medida.

3.-**Características de la salida eléctrica.** Las características eléctricas tales como la impedancia de salida, la respuesta de frecuencia y la respuesta en el tiempo de la señal de salida del transductor deben ser compatibles con el dispositivo registrador y el resto del equipo del sistema de medición.

4.-**Ambiente físico.** El transductor seleccionado debe ser capaz de soportar las condiciones ambientales a las cuales puede sujeto mientras hace las mediciones. Parámetros tales como la temperatura, humedad y químicos corrosivos pueden dañar algunos transductores pero no otros.

5.-**Errores.** Los errores inherentes en la operación del transductor o aquellos causados por las condiciones ambientales deben ser lo suficiente pequeños o controlables de tal forma que no sean significativos en los datos tomados.

Una vez que el traductor se ha seleccionado e incorporado dentro del diseño del sistema de medición, se deben observar las siguientes guías para incrementar la exactitud de las mediciones.

1.-**calibración del transductor**-La salida del transductor se debe calibrar con respecto a algún patrón conocido mientras se utiliza bajo condiciones que va a trabajar. Esta calibración se debe efectuar regularmente.

2.- Los cambios en las condiciones ambientales del traductor se deben registrar continuamente. Si se sigue este procedimiento, los datos obtenidos se pueden corregir más tarde tomando en cuenta los cambios en las condiciones ambientales.

3.-Su pueden reducir los posibles errores de un transductor controlando artificialmente el medio ambiente. Ejemplo del control artificial del medio ambiente del transductor incluye su encerramiento en una caja o gabinete a temperatura controlada o aislar el dispositivo de las vibraciones y choques externos.

#### CLASIFICACION DE LOS TRANSDUCTORES



Los transductores se pueden clasificar de acuerdo a su aplicación, métodos de conversión de energía, naturaleza de la señal de salida, etc. Todas estas clasificaciones normalmente terminan en áreas que se superponen. Una clasificación y distinción estricta de los diferentes tipos de transductores es difícil. La tabla siguiente muestra una clasificación de los transductores de acuerdo a los principios eléctricos que involucran. La primera parte de la tabla enumera los transductores pasivos, que producen la variación de algún parámetro eléctrico, tal como la resistencia, capacitancia, etc., la cual se pueda medir como una variación de voltaje o corriente. La segunda categoría son los del tipo de autogeneración, que producen un voltaje o corriente análogo cuando se estimula por medio de alguna forma física de energía. Los transductores de autogeneración no requieren potencia externa. Aún cuando es casi imposible clasificar todos los sensores y medidores los dispositivos enumerados en la tabla representan un buen número de los transductores disponibles en el comercio para aplicación en la ingeniería de instrumentación.

#### TIPOS DE TRANSDUCTORES

<i>Parámetro eléctrico y clase de transductor</i>	<i>Principio de operación y naturaleza del dispositivo</i>	<i>Aplicación típica</i>
---	--	--------------------------

#### TRANSDUCTORES PASIVOS (CON POTENCIA EXTERNA)

##### **Resistencia**

Dispositivo potenciométrico

El posicionamiento de un cursor por medio de una fuerza eléctrica varía la resistencia eléctrica de un potenciómetro o de un circuito puente.

Prueba, desplazamiento

Cable extensométrico resistivo

La resistencia de un alambre o de un semiconductor se modifica por elongación debido a esfuerzos aplicados externamente.

Puente, torque, desplazamiento

Termómetro de resistencia

La resistencia de un alambre de metal puro con un gran coeficiente resistivo de temperatura positivo se cambia con la temperatura.

Temperatura, cable resistivo

Medidor de alambre caliente

La resistencia de un elemento caliente se varía por enfriamiento por medio de un chorro de gas.

Flujo de gas, prueba de gases

Termistor	La resistencia de cierto óxido de metal con coeficiente resistivo de temperatura negativo se cambia con la temperatura.	Temperatura
Higrómetro resistivo	La resistencia de una cinta conductora cambia con el contenido de humedad.	Humedad relativa
Célula fotoconductora	La resistencia de la célula como elemento de un circuito varía con la luz incidente.	Relé fotoconmutable
<b>Capacitancia</b>		
Celga de presión de capacitancia variable	La distancia entre dos placas paralelas se varía por la aplicación de una fuerza externa.	Desplazamiento, presión
Microfóno de condensador	La presión del sonido varía la distancia entre una placa fija y un diafragma móvil.	Voz, música, ruido
Celga dieléctrica	Varía en la capa fina por cambio en el dieléctrico.	Nivel de líquidos, espesor
<b>Inductancia</b>		
Transducción de circuito magnético	La autoinductancia mutua de una bobina excita con ca se varía cambiando su circuito magnético.	Presión, desplazamiento
Detector de reluctancia	La reluctancia de un circuito magnético se cambia variando la posición del núcleo de hierro de una bobina.	Presión, desplazamiento vibración posición
Celga magnetoelástica	Las propiedades magnéticas se varían por presión y esfuerzo mecánico.	Fuerza presión sonido
<b>Voltaje y corriente</b>		
Detector por efecto Hall	Una diferencia de potencial se genera a través de una placa semiconductor (germanio) cuando el flujo magnético interactúa con una corriente aplicada.	Flujo magnético corriente
Cámara de ionización	Flujo electrónico inducido por ionización de un gas debido a radiación radiactiva.	Cuentas de partículas radiación
Célula fotoemissiva	Emisión electrónica a debido a radiación incidente sobre una incidente sobre superficie fotoemissiva.	Luz, radiación
Tubo fotomultiplicador	Emisión electrónica secundaria debido a la radiación incidente sobre un cátodo fotoemissivo.	Luz y radiación sin tubo fotoemissivo
<b>Parámetro eléctrico y clase de transductor</b>	<b>Principio de operación y naturaleza del dispositivo</b>	<b>Aplicación típica</b>

<b>Parámetro eléctrico y clase de transductor</b>	<b>Principio de operación y naturaleza del dispositivo</b>	<b>Aplicación típica</b>
<b>TRANSDUCTORES DE AUTOGENERACION (SIN POTENCIA EXTERNA)</b>		
Termopila y termopila	Se genera una fem cuando la unión de dos metales o semiconductores diferentes se calienta.	Temperatura, flujo de calor, radiación
Generador de bobina móvil	El movimiento de una bobina dentro de un campo magnético genera un voltaje.	Velocidad, vibración
<b>Parámetro eléctrico y clase de transductor</b>	<b>Principio de operación y naturaleza del dispositivo</b>	<b>Aplicación típica</b>

## TRANSDUCTORES DE AUTOGENERACION (SIN POTENCIA EXTERNA)

Detectores piezo eléctrico

Se genera una fem cuando se le aplica una fuerza externa a ciertos materiales cristalinos, tal como el cuarzo, Selenio, vibración aceleración, cambio de presión.

Celdas fotoeléctricas

Se genera un voltaje en un dispositivo semiconductor cuando la energía radiante ilumina la celda.

Medidor de luz, celdas solar.

## TRANSDUCTORES DE DESPLAZAMIENTO

El concepto de convertir una fuerza en desplazamiento es básico para muchos tipos de transductores. Los elementos que se usan para convertir la fuerza aplicada en desplazamiento se llaman dispositivos sumadores de fuerza.

Los miembros sumadores de fuerza generalmente usan lo siguiente:

- a) Diafragma, plano o corrugado
- b) Fuelle
- c) Tubo recto
- e) Masa en cantilever, con suspensión doble o simple
- f) Torque pivotado

El desplazamiento creado por un dispositivo sumador de fuerzas se convierte en un cambio de algun parámetro eléctrico. a principios eléctricos más comúnmente usados en la medición de desplazamiento son

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

**Transductor potenciométrico** Un transductor potenciométrico es un dispositivo electromecánico que contiene un elemento resistivo que está en contacto con un cursor móvil. El movimiento del cursor produce un cambio de la resistencia que puede ser lineal, logarítmico, exponencial, etc., dependiendo de la manera en la cual se devana el alambre de la resistencia. En algunos casos, puede ser

de depósitos de carbón, película de platino u otras técnicas que se usan para mejorar el elemento resistivo. Los elementos básicos de este trasductor se dan en la figura 4-1.

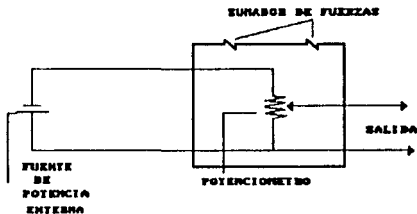


fig 4-1

El principio potenciométrico se usa ampliamente a pesar de sus limitaciones. Su resistencia eléctrica es muy alta y suministra un salida suficiente que permite operaciones de control sin mayor amplificación. El dispositivo se puede excitar por c.a. o c.d. y por tanto tiene un rango amplio de funciones. Debido a la fricción mecánica del cursor contra el elemento resistivo, su vida está limitada y puede aparecer ruido como elemento de envejecimiento.

Transductor diferencial El transformador diferencial es un transductor que mide fuerza en términos del desplazamiento del núcleo magnético de un transformador. La construcción del transformador diferencial variable (LVDT) se muestra en la figura 4-2. El transformador consiste de un devanado primario simple y dos devanados secundarios los cuales están colocados a cada lado del primario. Los secundarios tienen un número igual de vueltas pero conectados en oposición y en serie de tal forma que las fems inducidas en las bobinas se oponen entre sí. La posición del núcleo móvil determina el eslabonamiento de flujo entre el devanado primario excitado con c.a. y cada uno de los dos devanados secundarios.

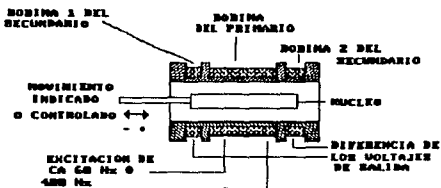


fig 4-2



fig 4-2

Con el núcleo en el centro, o posición de referencia, las fuerzas electromotrices en los secundarios son iguales, y puesto que se oponen entre sí, el voltaje de salida será 0 V. Cuando una fuerza aplicada externamente mueve el núcleo hacia la izquierda, se eslabona más flujo magnético en la bobina izquierda que 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 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 se vuelve igual a la diferencia entre las dos fems. La figura 4-2, muestra el voltaje de salida del LVDT como una función de la posición del núcleo.

La salida del transformador diferencial puede servir como un componente en un servosistema de balance de fuerzas. Esto se indica esquemáticamente en la figura 4-3. Las terminales de salida del transformador de entrada y de un transformador de balance están

conectados en oposición serie. La suma algebraica de los dos voltajes se lleva a un amplificador que alimenta un motor de dos fases. Cuando los dos transformadores están en su posición de referencia, la suma de sus voltajes de salida es cero y no se entrega voltaje al servomotor. Cuando el núcleo del transformador de entrada se aleja de su posición de referencia debido a un desplazamiento de entrada aplicado externamente, se entrega voltaje de salida al amplificador y el motor rota. El eje del motor está acoplado mecánicamente al núcleo del transformador de balance. Puesto que la salida del transformador de balance se opone a la salida del transformador de entrada, el motor continúa rotando hasta cuando las salidas de los dos transformadores sean iguales. El indicador en el eje del motor está calibrado para que lea el desplazamiento del transformador de entrada e indirectamente el desplazamiento del transformador de entrada.

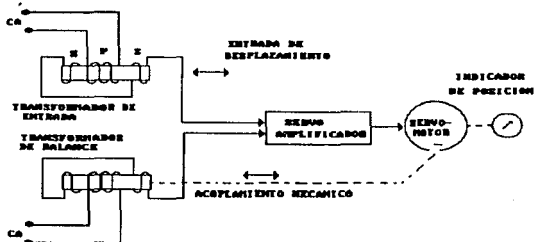
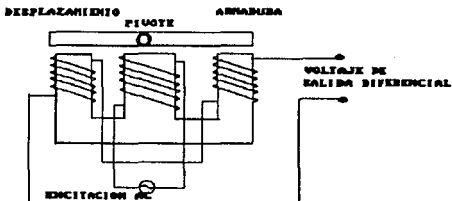


fig 4-3



**Transductor capacitivo** La capacitancia de un condensador de placas paralelas está dada por

$$C = \frac{kA\epsilon_0}{d} \text{ (faradios)} \quad [4-1]$$

donde

- A = el área de cada placa, en m<sup>2</sup>
- d = distancia entre las placas, en m
- $\epsilon_0 = 9,85 \times 10^{12}$ , en F/m
- k = constante dieléctrica

Puesto que la capacitancia es inversamente proporcional a la distancia entre las placas paralelas, cualquier variación de ella origina variaciones en la capacitancia. Este principio se aplica en el transductor de la figura 4-4. Una fuerza, aplicada a un diafragma que funciona como una de las placas de un condensador simple, cambia la distancia entre el diafragma y la placa estática. El cambio resultante en la capacitancia se puede medir con un puente de ca, pero normalmente se mide con un circuito oscilador. El transductor como parte del circuito oscilador, cambia a frecuencia de oscilación. Este cambio en la frecuencia representa una medida de la magnitud de la fuerza aplicada.

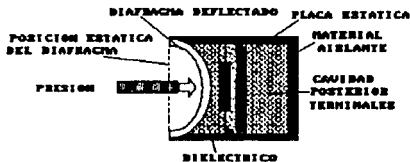


fig 4-4

El transductor capacitivo tiene una excelente respuesta a la frecuencia y se pueden medir fenómenos dinámicos como estáticos. Sus desventajas son: la sensibilidad a las variaciones de la temperatura y a la posibilidad de señales erráticas o distorsionadas debido a terminales de gran longitud. También la instrumentación que recibe la señal puede ser grande y compleja y a menudo incluye un segundo oscilador de frecuencia fija para propósitos heterodinos. La diferencia de frecuencia, producida, se puede leer con un dispositivo de salida apropiada tal como un contador electrónico.

#### TRANSDUCTORES DE FUERZA Y DEFORMACION

El indicador de fuerza es uno de los transductores más comúnmente utilizado. Su popularidad se debe al hecho que puede detectar y convertir fuerza o pequeños desplazamientos mecánicos en señales eléctricas. Puesto que hay muchas otras cantidades tales como torque, presión, y tensión que también involucran fuerza o efectos mecánicos de desplazamiento, también se pueden medir por medio de los indicadores de fuerza. Además, si el desplazamiento mecánico a medir varía con el tiempo tal como un movimiento de vibración, se pueden detectar señales con frecuencia hasta de 100 KHz.

En los indicadores de fuerza se produce un cambio fraccional en la dimensión lineal a una fuerza aplicada, lo cual también origina un cambio en la resistencia eléctrica. Si el alambre con el cual se construye el indicador de fuerza está adherido o soldado a una base plástica o de papel delgado, el indicador se llama indicador de fuerza soldado. Este tipo de indicador se utiliza para detectar desplazamientos producidos por grandes fuerzas. El indicador de fuerzas está soldado por medio de un adhesivo especial a la estructura a medir. El adhesivo debe sostener el indicador fuerte y firmemente sobre la estructura y además debe ser capaz de brindar elasticidad bajo el indicador sin rajarse. Para algunas aplicaciones el adhesivo también debe ser resistente a la humedad, temperatura y otras condiciones ambientales extremas.

Cuando una fuerza se aplica a la estructura a la cual el indicador esta unido, toda la base del indicador se estira. Si la fuerza se aplica a lo largo de una dirección apropiada, todo el alambre soldado a la base se estira una longitud  $\Delta l$  en cada uno de los extremos. La magnitud de toda la extensión es proporcional a la fuerza ejercida sobre el indicador. Se conoce que la resistencia de un alambre incrementa cuando se estira su longitud y por tanto el cambio en la resistencia del indicador suministra una indicación de la fuerza que originó la extensión. Sin embargo, la magnitud del cambio de la resistencia en los indicadores soldados es únicamente del 0,1 por ciento del valor de la resistencia sin estirar. ( La resistencia inicial de los indicadores de fuerza de alambre metálico yace entre  $120\Omega$  y  $400\Omega$ .) Por consiguiente la señales de salida debe ser controlada por medio de un circuito puente de wheatstone.

Una de las dificultades asociadas con el uso de los indicadores de fuerza es que su resistencia también depende de la temperatura. Por consiguiente un cambio en la temperatura del medio ambiente en los alrededores (o inducido por la compresión) puede originar una señal de salida errónea del indicador. Para contrarrestar este efecto de la temperatura, un segundo indicador idéntico se puede montar en la misma estructura en una dirección perpendicular de la fuerza. Cada indicador se puede usar como la rama de un puente de resistencias. Cualquier cambio de resistencia



debido a temperatura será igual en ambos indicadores y el puente permanecerá balanceado.

Puesto que los indicadores soldados requieren de una gran fuerza para tener cambios medibles en sus dimensiones, las fuerzas pequeñas se deben medir con indicadores de diseño diferente. Un diseño que produce dispositivos más sensibles es el utilizado en el llamado indicador de fuerzas sin soldar. Su nombre se deriva del hecho que los alambres del indicador se unen a un soporte fijo y otro móvil y por tanto se necesita tan solo una pequeña fuerza para cambiar la longitud del alambre. Este tipo de indicador es capaz de detectar fuerzas entre 0,15 oz y 5 lb.

La razón entre el cambio fraccional de resistencia ( $\Delta R/R$ ) al cambio fraccional de la longitud del alambre ( $\Delta l/l$ ) suministra una medida de la sensibilidad del indicador de fuerza. Esta razón se llama el factor de indicador ( $GF$ ).

$$GF = \frac{(\Delta R/R)}{(\Delta l/l)} \quad [4-2]$$

**Galgas extensiométricas** La galga extensiométrica es un ejemplo de un transductor pasivo que convierte un desplazamiento mecánico en un cambio de resistencia. Una galga extensiométrica es un dispositivo delgado como una galleta que se puede atar (soldar) a una variedad de materiales para medir los esfuerzos aplicados. Las galgas extensiométricas metálicas se fabrican con alambres de resistencia de pequeño diámetro, tal como el Constantan, o de pequeñas y delgadas hojas metálicas. La resistencia del alambre o de la lámina cambia con la longitud a medida que el material al cual está soldada la galga sufre tensión o compresión. Este cambio en la resistencia es proporcional a la tensión aplicada y se mide por medio de un puente de Wheatstone especialmente adaptado.

La 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 longitud, como se menciono anteriormente.

$$GF = \frac{(\Delta R/R)}{(\Delta l/l)} \quad [4-2]$$

donde

- GF = factor de galga
- R = resistencia nominal de la galga
- $\Delta R$  = cambio en la resistencia de la galga
- l = longitud normal del espécimen (condición sin esfuerzo)
- $\Delta l$  = cambio en la longitud del espécimen

El término  $\Delta l/l$  en el denominador de la ecuación 4-2 es la tensión mecánica  $\sigma$  de tal forma que la ecuación 4-2 se puede escribir como

$$GF = \frac{(\Delta R/R)}{\sigma} \quad [4-3]$$

donde  $\sigma$  = la tensión mecánica en la dirección lateral.

El cambio de la resistencia  $\Delta R$  de un conductor con la longitud  $l$  se puede calcular utilizando la expresión para la resistencia de un conductor de sección uniforme:

$$R = \rho \frac{\text{longitud}}{\text{área}} = \frac{\rho \times l}{(\pi/4) d^2} \quad [4-4]$$

donde

- $l$  = Longitud del conductor
- $\rho$  = resistencia específica del material del conductor
- $d$  = Diámetro del conductor

La tensión en el conductor causa un incremento  $\Delta l$  en su longitud y simultáneamente decrece su diámetro en un  $\Delta d$ . La resistencia del conductor cambia a

$$R_s = \rho \frac{(l + \Delta l)}{(\pi/4) (d - \Delta d)^2} = \rho \frac{l(1 + \Delta l/l)}{(\pi/4) d^2 (1 - 2\Delta d/d)} \quad [4-5]$$

La ecuación 4-5 se puede simplificar utilizando la relación de Poisson,  $\mu$ , definida como la relación de la tensión mecánica axial. Por consiguiente

$$\mu = \frac{\Delta d/d}{\Delta l/l} \quad [4-6]$$

Sustituyendo la ecuación 4-6 en la ecuación 4-5

$$R_s = \rho \frac{l}{(\pi/4) d^2} \left( \frac{1 + \Delta l/l}{1 - 2\mu \Delta l/l} \right) \quad [4-7]$$

La cual se puede simplificar a

$$R_s = R + \Delta R = R[1 + (1 + 2\mu) \frac{\Delta l}{l}] \quad [4-8]$$

El incremento de resistencia  $\Delta R$  comparado al incremento de longitud  $\Delta l$  se puede expresar entonces en términos del factor de galga GF donde

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2\mu \quad [4-9]$$

Las galgas extensiométricas están formadas de alambre de resistencia delgado o de hojas muy delgadas de lámina de metal. Los alambres de la galga generalmente son pequeños en tamaño, están sujetos a un mínimo de fugas y se pueden usar en aplicaciones para altas temperaturas. Los elementos de lámina son más grandes en tamaño y más estables que los alambres de las galgas. Se pueden usar bajo condiciones extremas de temperatura y bajo condiciones prolongadas de carga y pueden disipar fácilmente el calor autoinducido.

El tamaño de una galga finalizada y la manera en la cual el alambre se arregla varía con la aplicación. Algunas galgas soldadas son tan pequeñas como de 1/8 de pulgada por 1/8 de pulg, aunque generalmente son mas grandes y se fabrican hasta un tamaño máximo de 1 pulg de largo por 1/2 pulg de ancho. En la aplicación normal, la galga extensiométrica está soldada a la estructura cuya tensión mecánica se desea medir. El problema de obtener una buena soldadura o pega entre la galga y la estructura es muy difícil. El material adhesivo debe sostener la galga firmemente a la estructura, debe ser suficientemente elástica bajo condiciones de esfuerzo y no perder sus propiedades adhesivas. El adhesivo también debe ser resistente a la temperatura, humedad y otras condiciones ambientales.

La forma del elemento sensor se selecciona de acuerdo a la tensión mecánica a medir: uniaxial, biaxial o multidireccional. Las aplicaciones uniaxiales a menudo emplean elementos sensores delgados y largos, como el la figura 4-5, para maximizar la sensibilidad del material en la dirección de interés. Las buclas finales son pocas y cortas de tal forma que se tenga una sensibilidad a la tensión transversal baja. La longitud de la galga se selecciona de acuerdo al tipo de tensión a investigar. Para la mayoría de las mediciones de tensión una longitud de 6 mm ofrece una buena respuesta y fácil instalación.

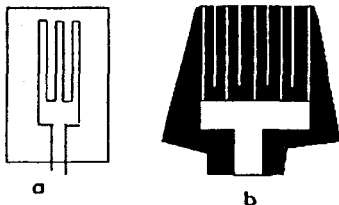


fig 4-5

Mediciones simultáneas de esfuerzos y tensiones en más de una dirección se pueden lograr colocando galgas de elementos simples en localizaciones apropiadas. Sin embargo, para simplificar esta tarea y suministrar una mayor exactitud se tienen galgas de elementos múltiples o rosetas.

Las rosetas de dos elementos, se usan a menudo en los transductores de fuerza. Las galgas se alambran en un circuito puente de Wheatstone para lograr una salida máxima.

Para análisis de esfuerzos, los elementos axial y transversal pueden tener diferentes resistencias que se pueden combinar para que la salida combinada sea proporcional al esfuerzo. La roseta de tres elementos se usa a menudo para determinar la dirección y magnitud de los esfuerzos principales que resultan de cargas estructurales complejas. Los tipos más populares tienen desplazamientos angulares de  $45^\circ$  o  $60^\circ$  se usan cuando la dirección de los esfuerzos principales es desconocida. Las rosetas a  $45^\circ$  dan una mayor resolución angular y normalmente se usan cuando se conoce la dirección de los esfuerzos principales.

Las galgas extensiométricas desoldadas consiste de un marco estacionario y una armadura que se sostiene en el centro del marco. La armadura se puede mover únicamente en una dirección. Su recorrido en esa dirección está limitado por cuatro filamentos de alambre sensible a los esfuerzos, devanado entre aisladores seguidos que están montados sobre el marco y la armadura. Los filamentos son de igual longitud y se colocan como se muestra en la figura 4-7.

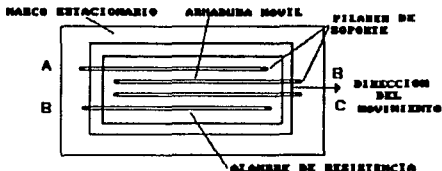


fig 4-7

Cuando se aplica una fuerza externa a la galga extensiométrica, la armadura se mueve en la dirección indicada. Los elementos A y D se incrementan en longitud mientras que los elementos B y C decrecen en longitud. El cambio de resistencia de los cuatro filamentos es proporcional a su cambio en longitud, y este cambio se puede medir con corriente desbalanceada indicada por el medidor de corriente, se calibra para que lea la magnitud del desplazamiento de la armadura.

Este tipo de galga se puede construir en una gran variedad de configuraciones, dependiendo del uso requerido. Su uso principal es en el transductor de desplazamiento: se puede atar un pin a la armadura para medir el desplazamiento directamente.

El transductor se convierte en un detector de presión cuando su armadura se conecta a un fuelle metálico o a un diafragma. Cuando se emplea fuelle, la fuerza en el extremo del fuelle se transmite por medio de un pin colocado en la armadura y la unidad funciona como un dinamómetro. Aplicando presión en un lado del fuelle y abriendo el otro lado a la atmósfera, se puede leer presión manométrica. Si el fuelle está al vacío se mide presión absoluta.

Otra modificación se logra por medio de dos conexiones de presión una a cada lado del fuelle o diafragma, para la medición de presión diferencial. Finalmente cuando un peso se sostiene de la armadura, el transductor se convierte en un acelerómetro.

Transductores piezoeléctricos Los materiales cristalinos asimétricos tales como el cuarzo, la sal de Rochelle y el titanio de bario, producen una fem cuando se colocan bajo condiciones de presión o tensión mecánica. Esta propiedad se usa en los transductores piezoeléctricos, donde un cristal se coloca entre una base sólida y el miembro sumador de fuerzas, como se muestra la figura

4-8. Una fuerza aplicada internamente, entra el transductor a través de la abertura de presión, aplicandole presión al tope del cristal. Esto produce una fem a través del cristal, proporcional a la magnitud de la presión aplicada.

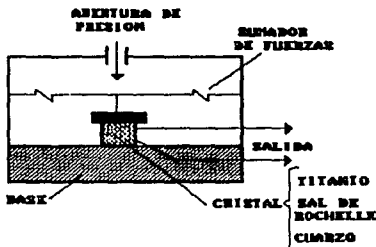


fig 4-8

Puesto que el transductor tiene una respuesta a alta frecuencia muy buena, su uso principal es en los acelerómetros de alta frecuencia. En esta aplicación su voltaje de salida es típicamente del orden de 1 a 30 mV por g de aceleración. El dispositivo no necesita una fuente de potencia externa y por consiguiente es del tipo de auto-generación. La principal desventaja de este transductor es que no se pueden medir condiciones estáticas. El voltaje de salida también se afecta por las variaciones de la temperatura.

**TRANSDUCTORES FOTOELECTRICOS** El espectro de radiación electromagnética se extiende desde las ondas de radio (menos de 10 Hz) hasta los rayos gamma ( $10^{20}$  Hz o más). Las ondas de radio de muy baja frecuencia tienen las mayores longitudes de onda; los rayos gamma las más cortas. Entre estos dos extremos se encuentran todas las otras categorías de radiaciones electromagnéticas, incluyendo la luz. Para nuestro propósito de clasificación, se define que la luz incluye las radiaciones más allá del infrarrojo, luz visible y porciones ultravioleta del espectro electromagnético.

En esta sección estamos interesados en aquellos transductores que pueden sensar las radiaciones de luz y convertirlas en una forma eléctrica. La clase general de transductores luminosos y de radiación también se conoce como fototransductores y se usan para detectar la presencia e intensidad de la luz en diferentes

circunstancias. En efecto, muchos fototransductores se pueden hacer mucho más sensibles a las radiaciones de la luz que el ojo humano. Los tres tipos principales de transductores de luz a energía eléctrica son:

1. Dispositivos fotoemisores
2. Dispositivos fotoconductores
3. Dispositivos fotovoltaicos

Cada uno de estos tipos posee ventajas especiales sobre los otros.

Sensores de luz fotoemisores Este tipo de transductor hace uso de las propiedades de una celda fotoemisiva o de un fototubo. El fototubo es un dispositivo de energía radiante que controla su emisión electrónica cuando se expone a la luz incidente. La construcción de un fototubo se muestra en la figura 4-9, su símbolo se da en el diagrama esquemático de la figura 4-10.

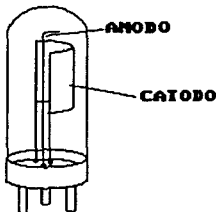


fig 4-9

El elemento semicircular grande es el cátodo fotosensible y el alambre delgado hacia el centro del tubo es el ánodo. Ambos elementos están colocados en un envase de vidrio a alto vacío. Cuando se aplica un voltaje constante entre el cátodo y el ánodo, la corriente en el circuito es directamente proporcional a la cantidad de luz o intensidad luminica que le llega al cátodo. Las curvas de la figura 4-10 muestran las características de ánodo de un fototubo típico a alto vacío.

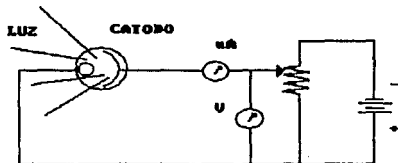


fig 4-10

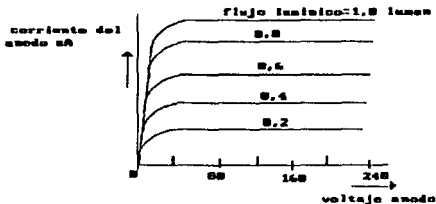


fig 4-10

Obsérvese que para voltajes aproximados por encima de 20 V la corriente de salida es casi independiente del voltaje de ánodo aplicado pero depende completamente de la cantidad de luz incidente. La corriente a través del tubo es extremadamente pequeña, normalmente en el rango de los microamperios. En la mayoría de los casos, sin embargo, el fototubo está conectado a un amplificador para que suministre una salida adecuada.

El transductor fotoeléctrico de la figura 4-11 usa fototubo y una fuente de luz separados por una pequeña ventana cuya apertura se controla por medio del miembro sumador de fuerzas del transductor de presión. El desplazamiento del miembro modula la cantidad de luz incidente sobre el elemento fotosensible. De acuerdo a las curvas de la figura 4-10, un cambio en la intensidad de la luz cambia las propiedades fotoemisivas a una proporción aproximadamen-



te lineal con el desplazamiento. Este transductor se puede usar con una fuente estable de luz o con una luz modulada de ca.

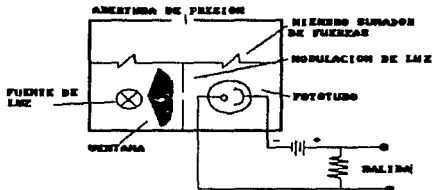


fig 4-11

Es importante hacer notar que los tubos fotoemisivos sufren de una condición conocida como fatiga del fototubo, los datos que se obtienen a menudo son mal interpretados. La fatiga de un fototubo es la pérdida de sensibilidad de la superficie fotoemisora cuando está sujeta a una iluminación constante por medio de una fuente intensa de luz. La constante de tiempo del tubo varía de un tipo a otro, pero es del orden de una media hora. Los errores de mal interpretación se originan por el decrecimiento de la intensidad de la señal de salida del fototubo. En vez de atribuir el resultado a un decrecimiento de la característica del tubo, se puede pensar que se debe a un cambio en la magnitud de la cantidad que se mide. Una forma de evitar que este efecto ocurra es utilizando un pulsador mecánico enfrente del tubo. Pulsando el rayo de luz, se convierte la luz de intensidad constante a una forma pulsante. Esto reduce la fatiga del fototubo apreciablemente.

Existen tres tipos de tubos comúnmente. El primero es el fototubo de vacío. En este tipo se hace el vacío dentro de un tubo de vidrio. Cuando la luz golpea el fotocátodo del tubo, se emiten electrones de su superficie. Si existe un voltaje suficiente entre el ánodo y el fotocátodo, la corriente resultante es casi lineal sobre un amplio rango de niveles de luz y esta es la razón por la cual se emplean como patrones en las mediciones de intensidad luminosa. Además, la respuesta en el tiempo de los fototubos a la luz incidente es tan rápida que son convenientes en aquellas aplicaciones donde se tienen pulsos de luz de muy corta duración para observar.

El segundo tipo es el fototubo lleno de gas. En este dispositivo, el tubo que contiene el fotocátodo y ánodo se llena con un gas inerte (tal como argón) a muy baja presión. A medida que los

electrones se emitan desde el fotocátodo, son acelerados hacia el ánodo por medio de la diferencia de potencial. Mientras transitan entre los electrodos, estos electrones colisionan con los átomos del gas argón. Si la energía de los electrones es lo suficiente alta, la colisión ioniza (esto es, arranca electrones) de los átomos de argón y por consiguiente crea iones positivos y un electrón libre adicional. Los electrones atraídos por el ánodo y los iones por el cátodo. Debido al efecto multiplicativo de los portadores de carga que resultan de las colisiones, la corriente resultante en los electrodos es lo suficiente grande que no requiere una amplificación adicional. Esto hace de los fototubos de gas dispositivos muy simples y baratos.

El movimiento relativamente lento de los iones positivos hacia el cátodo hace que la respuesta en el tiempo de estos fototubos a las variaciones de la intensidad de la luz incidente sea relativamente baja. Por consiguiente, los fototubos de gas son convenientes únicamente en aquellas aplicaciones donde una respuesta lenta en el tiempo no es un impedimento. Se utilizan principalmente para reproducir el sonido en las películas de cine puesto que la respuesta es lo suficientemente rápida para esta tarea.

El último tipo de fototubo es el tubo fotomultiplicador. Estos dispositivos son probablemente los más utilizados ampliamente en los detectores de luz. Su característica sobresaliente es que ellos pueden detectar niveles de muy baja intensidad de luz.

La habilidad para detectar intensidades muy pequeñas de luz se debe al hecho que los tubos fotomultiplicadores son actualmente dispositivos amplificadores. En la figura 4-12, vemos que el rayo de luz incidente primero golpea una superficie fotoemisora de la misma manera que como en los tubos anteriores. Sin embargo, los electrones emitidos por el cátodo no van inmediatamente al ánodo. En cambio, son atraídos (por medio de una diferencia de potencial) hacia otro electrodo llamado dinodo. Este dinodo emite electrones secundarios cuando es golpeado por el haz de electrones. Entonces cada fotoelectrón original es acelerado por un campo eléctrico y extrae varias veces (entre 3 a 6) electrones secundarios del dinodo. Normalmente existen diez dinodos en un tubo fotomultiplicador y cada uno se diseña de tal manera que formen líneas de campo eléctrico que guían los electrones secundarios emitidos por el dinodo anterior. Entonces, los electrones secundarios son multiplicados en cada dinodo y al final una gran cantidad llega al ánodo. En esta forma se logra un factor de multiplicación del orden de  $10^6$  en la mayoría de los tubos de este tipo que se consiguen en el mercado. Tales amplificaciones permiten a estos fototubos detectar aun cuando sea un solo electrón emitido por el fotocátodo. La respuesta en el tiempo es tan rápida que se pueden seguir frecuencias hasta de cientos de megaciclos. Sin embargo, estos fototubos no son convenientes para detectar radiaciones.

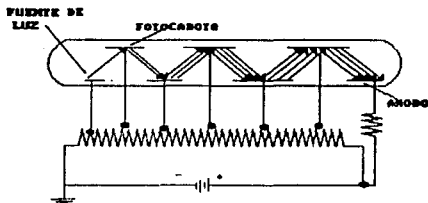


fig 4-12

**Detectores de luz fotoconductores** Los detectores de luz fotoconductores son básicamente resistencias sensibles a la luz. Se construyen de materiales cuya resistencia decrece cuando son iluminados. El decrecimiento de la resistencia ocurre porque la luz incidente en el material fotoconductor rompe los enlaces entre los átomos del material y sus electrones. Estos electrones quedan disponibles como portadores de carga libre. Estos portadores extra permiten incrementar el flujo de corriente para un valor dado del voltaje.

Un material que se utiliza comúnmente para construir los detectores fotoconductores sensibles a la luz visible es el sulfuro de cadmio. Cuando este material se conserva en la oscuridad, el valor de su resistencia es del orden de muchos megohmios. Cuando la celda se ilumina, su resistencia cae hasta un valor mucho más bajo (varios cientos de kilohmios).

Las celdas fotoconductoras se utilizan a menudo en los relés fotoeléctricos, como elementos fotosensibles o también en los controles automáticos de intensidad de luz de las cámaras o de las luminarias empleadas en la iluminación de las calles.

**Sensores de luz fotovoltaico** Los sensores fotovoltaicos son dispositivos a través de los cuales aparece un voltaje cuando son iluminados. Este voltaje surge debido a las propiedades eléctricas del material empleado para construir este dispositivo.

Las celdas solares son un ejemplo de esto, ya que convierten la energía luminica en energía eléctrica por medio de un dispositivo que es un diodo semiconductor especial. Este diodo está diseñado para generar corriente y voltaje cuando se ilumina. Debido a las propiedades ópticas de los materiales empleados para

construir estos diodos, son moderadamente eficientes en la conversión típica. Esto es, la razón de la salida de potencia de una celda solar a la potencia de la luz incidente es relativamente pequeña. Porque la salida de corriente y voltaje de cada celda individual es bastante baja, las celdas solares normalmente se conectan en combinación en serie o paralelo. En esta forma, algunas baterías de los satélites son capaces de generar una potencia de salida de 10-15 vatios por libra de batería.

Los sensores fotovoltaicos son los únicos fotodetectores que no requieren una fuente externa de potencia. Sin embargo, también poseen la desventaja que su salida es extremadamente no lineal en relación con la intensidad de la luz incidente.

## ELEMENTOS PRIMARIOS DE MEDICION

### **MEDICION DE PRESION**

La presión se representa como una fuerza por unidad de área. Como tal, tiene las mismas unidades de esfuerzo, en un sentido general, puede considerarse como un tipo de esfuerzo. La presión se puede considerar como la fuerza por unidad de área ejercida por un fluido en una pared que lo contiene, por lo que la exposición de la medición de la presión se limita a los sistemas fluidos.

Cuando se mide la presión se desea generalmente leerla en términos de presión relativa, presión absoluta, vacío o presión diferencial. La presión relativa es la diferencia entre la absoluta y la atmosférica; una presión relativa igual a cero, es igual a la presión atmosférica. Un instrumento que lea presión relativa, variará su indicación con los cambios de presión atmosférica. Con los instrumentos que miden presión absoluta el problema de diseño es eliminar la influencia de los cambios de presión atmosférica. El concepto de vacío expresa el margen de presión entre la atmosférica y la presión cero absoluta.

La medición de la presión puede adoptar las dos formas siguientes:

- a) Medición de presión estática
- b) Medición de la presión fluctuante.

El termino "presión estática" se usa en la medición de la presión del nivel de líquidos y del caudal. Cuando, en un proceso, un fluido permanece quieto o "estático", la presión estática en un punto del fluido es la ejercida por la columna del mismo encima de este punto. Si consideramos un tubo lleno de un fluido en movimiento, la presión estática en un agujero de derivación perforado en la pared del tubo puede hallarse conectado un aparato de medición de presión a esta derivación.

Cuando se requiere medir una presión fluctúa rápidamente (por ejemplo, la presión en un motor de combustión interna), los métodos utilizados para la medición de la presión estática no resultan adecuados. En este caso se utiliza un transductor de presión, el cual convierte dicha presión en una señal que puede registrarse.

Por lo general, en el sistema inglés de unidades la presión se expresa en libras por pulgada cuadrada absoluta (psia). La presión manométrica utiliza las mismas unidades y se designa con el símbolo psig. La unidad estándar del sistema internacional (SI) para la presión es el newton por metro cuadrado ( $N/m^2$ ) o pascal (Pa). La presión se expresa con frecuencia en términos de la altura de una columna de fluido (por ejemplo el mercurio), la cual soporta a una temperatura de 20° C. A la presión atmosférica estándar esa altura

es de 760 mm de mercurio que tiene una densidad de 13.5951 g/cm<sup>3</sup>.  
Algunas unidades comunes de presión son:

**UNIDADES COMUNES DE PRESION**

---

1 atmósfera (atm)	= 14.696 libras por pulgada cuadrada absolutas = $1.01325 \times 10^5$ newtons por metro cuadrado (Pa)
1N/m <sup>2</sup>	= 2116 libra-fuerza por pie cuadrado (lbf/ft <sup>2</sup> ) = 1 pascal (Pa)
1 atmósfera (atm)	= 760 milímetros de mercurio (mmHg)
1 bar	= $10^5$ newtons por metro cuadrado (100 KPa)
1 microbar	= dina por centímetro cuadrado = 2.089 libra-fuerza por pie cuadrado = 0.1 newtons por metro cuadrado (0.1 Pa)
1 milímetro de mercurio (mmHg)	= 1333.22 microbar = 133.322 newton por metro cuadrado (133.3 Pa)
1 micrometro	= $10^{-4}$ metros de mercurio ( $\mu$ m) = $10^{-3}$ milímetros de mercurio (mmHg) = 0.133322 newtons por metro cuadrado (0.133 Pa)
1 torr	= 1 milímetro de mercurio (mmHg)
1 pulgada de mercurio	= 70.73 libras-fuerza por pie cuadrado

1 libra por pulgada cuadrada  
absoluta

= 6894.76 newtons por metro  
cuadrado (6.894 KPa)

Consideraciones sobre la respuesta dinámica La respuesta transitoria de los instrumentos de medición de presiones depende de dos factores: 1) la respuesta del elemento transductor que detecta la presión y 2) la respuesta del fluido que transmite la presión y la tubería y conexiones, etc. Por lo general este último factor determina la respuesta global de frecuencia de un sistema de medición de presión y, finalmente, la calibración directa debe descansar en el establecimiento de esta respuesta. Con el siguiente análisis puede obtenerse una estimación del comportamiento. Considérese el sistema mostrado en la figura 5-1.

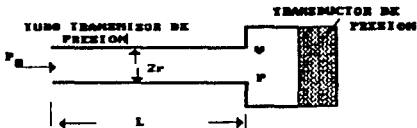


fig 5-1

La presión fluctuante tiene una frecuencia  $\omega$  y una amplitud de  $P_0$  y se aplica dentro del tubo de longitud  $L$  y de radio  $r$ . Al extremo de este tubo está una cámara de volumen donde se conecta el transductor sensible a la presión. La masa del fluido vibra por la influencia de la fricción o rozamiento del fluido en el tubo, el cual tiende a amortiguar el movimiento. Si para representar esta fricción usa la fórmula convencional para la resistencia de la fricción laminar del flujo en el tubo, la expresión resultante para la razón presión-amplitud es

$$\left| \frac{P}{P_0} \right| = \frac{1}{([1 - (\omega/\omega_n)^2]^2 + 4h^2(\omega/\omega_n)^2)^{1/2}} \quad [5-1]$$

En esta ecuación,  $P$  es la amplitud de la señal de presión aplicada en el transductor. La frecuencia natural  $\omega_n$  la da

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3\pi r^2 c^2}{4LV}} \quad [5-2]$$



y la razón de amortiguamiento  $h$  es

$$h = \frac{2\mu}{\rho cr^3} \sqrt{\frac{3LV}{\pi}} \quad [5-3]$$

En las formulas anteriores,  $c$  representa la velocidad del sonido en el fluido,  $\mu$  es la viscosidad dinámica de éste y  $\rho$  su densidad. El ángulo de fase para la señal de presión

$$\phi = \tan^{-1} \frac{-2h(\omega/\omega_n)}{1 - (\omega/\omega_n)^2} \quad [5-4]$$

La velocidad del sonido en el aire puede calcularse mediante

$$\begin{aligned} c &= 49.1 T^{1/4} \text{ ft/s} && \text{con } T \text{ en } ^\circ\text{R} \\ c &= 20.04 T^{1/4} \text{ m/s} && \text{con } T \text{ en } ^\circ\text{K} \end{aligned}$$

Cuando el diámetro del tubo es muy pequeño, como un tubo capilar, es posible obtener una razón de amortiguamiento muy grande, de modo que para frecuencias menores a las naturales, la ecuación 5-1 se reduce a la siguiente:

$$\left| \frac{P}{P_0} \right| = \frac{1}{(1 + 4h^2 (\omega/\omega_n)^2)^{1/2}} \quad [5-5]$$

Debe observarse también que la respuesta dinámica real para los sistemas de tubería depende mucho de la frecuencia, y que deben aceptarse las formulas precedentes.

#### Medidores de columnas de líquido

Medición de presión diferencial Uno de los aparatos de medición de presión diferencial más conocidos es el manómetro de tubo U figura 5-2.

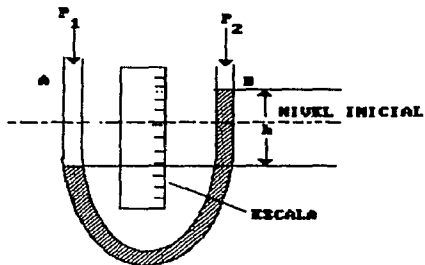


fig 5-2

Se trata de un tubo de vidrio en forma de U lleno, hasta aproximadamente la mitad, de líquido, normalmente agua o mercurio. Se fija una escala entre las ramas del tubo, de forma que puede medirse la diferencia de nivel entre las columnas A y B debida a una presión diferencial ( $P_1 - P_2$ ). Si se aplica a la presión  $P_1$  más elevada, y a B, la presión más baja  $P_2$ , el líquido en A se ve forzado a descender, y el B a ascender, de forma que esta acción continúa hasta que la presión  $P_1$  es equilibrada por la suma de  $P_2$  más la presión debida a la altura  $h$  de la columna líquida entre los dos niveles. Luego,

$$P_1 = P_2 + \rho gh \quad [5-6]$$

donde  $P_1$  y  $P_2$  son presiones absolutas ( $N/m^2$  o Pa),

$h$  = diferencia de niveles (m)

$\rho$  = densidad del fluido del manómetro ( $Kg/m^3$ )

$g$  = aceleración debida a la gravedad ( $m/s^2$ )

O alternativamente,

$$P_1 - P_2 = \rho gh \quad [5-7]$$

donde  $P_1 - P_2$  es la diferencia de presión aplicada del manómetro. Si la rama B del manómetro está abierta a la atmósfera, tenemos que  $P_2$

es la presión atmosférica, con lo que la ecuación 5-7 se transforma en

$$P_1 - \text{presión atmosférica} = \rho gh \quad [5-8]$$

Por tanto, en este caso, el manómetro mide la diferencia entre la presión absoluta y la local atmosférica, diferencia que se denomina *presión manométrica*.

Este manómetro se utiliza normalmente entre  $10 \times 10^3$  m de la columna de agua y 0-1,25 m de columna de mercurio (0-162000 N/m<sup>2</sup> o 0-162 KPa).

En la figura 5-3 se muestra un realización industrial del manómetro simple en tubo U para la definición de altas presiones. En este caso, hay una rama de mucho mayor diámetro que la otra; además, las ramas se construyen a menudo de acero.

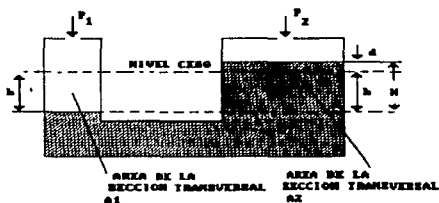


fig 5-3

Se aplica una presión al manómetro diferencial, de modo que la presión menor,  $P_2$ , actúa en la rama de mayor diámetro, y la mayor,  $P_1$ , en la rama de menor sección. El líquido de la rama mayor sube, y el de la menor descende, hasta que se consigue el siguiente equilibrio de presión:

$$P_1 = P_2 + \rho gh = P_2 + \rho g (h+d) \quad [5-9]$$

donde

$H$  = diferencia total de niveles (m)

$h$  = diferencia entre el nivel en la rama de menor diámetro y el nivel

d = diferencia entre el nivel en la rama de mayor diámetro y el nivel cero (m).

Asimismo, el volumen se ha desplazado de la rama izquierda A (rama menor) debe ser igual al volumen que ha pasado a la rama B (rama mayor), es decir,

$$A_1 h = A_2 d, \text{ y de aquí } h = A_2 d / A_1$$

donde

$A_1$  = sección transversal de la rama de menor diámetro (m<sup>2</sup>)

$A_2$  = sección transversal de la rama de mayor diámetro (m<sup>2</sup>).

Sustituyendo,

$$P_1 = P_2 + \rho g d \left(1 + \frac{A_2}{A_1}\right) \quad [5-10]$$

o

$$P_1 - P_2 = \rho g d \left(1 + \frac{A_2}{A_1}\right) \quad [5-11]$$

o

$$d = \frac{P_1 - P_2}{\rho g (1 + A_2/A_1)} \quad [5-12]$$

Por tanto, la altura que sube el líquido en el tubo mayor es proporcional a la presión diferencial ( $P_1 - P_2$ ). En muchos manómetros industriales de este tipo se incluye un flotador metálico en la rama de sección mayor, el cual va conectado a través de un mecanismo de articulación, a una aguja indicadora o a un lápizero de registro. Así, como que el nivel del líquido varía en respuesta a las variaciones de los diferenciales de presión, el flotador ascenderá sobre la superficie del líquido y registrará el cambio de nivel o presión diferencial.

El funcionamiento del aparato anterior no se altera si se inserta directamente el tubo pequeño en la rama mayor, según puede apreciarse en la figura 5-4.

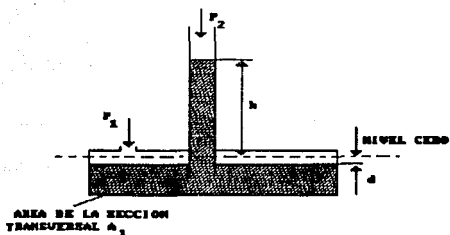


fig 5-4

Si se aplica al manómetro una presión diferencial ( $P_1 - P_2$ ), se tiene

$$P_1 - P_2 = \rho g(h+d) \quad [5-13]$$

Como  $A_1 d = A_2 h$ , y, por tanto,

$$d = \frac{A_2}{A_1} h \quad [5-14]$$

resulta

$$P_1 - P_2 = \rho g h \left(1 + \frac{A_2}{A_1}\right) \quad [5-15]$$

Si el valor  $A_2/A_1$  es tan pequeño que se puede despreciar,  $P_1 - P_2 = \rho g h$ . Por consiguiente, la presión diferencial puede obtenerse midiendo sólo la altura de subida del líquido en el tubo estrecho.

En la práctica el diámetro de la cubeta (rama ancha) se hace muy grande en comparación con el del tubo estrecho; así, la caída de nivel,  $d$ , desde el nivel cero en la cuba puede despreciarse.

**Medidor de peso muerto** El medidor de peso muerto es un dispositivo usado para equilibrar una presión de un fluido con un peso conocido. En forma típica, es un dispositivo que se usa para calibración estática de los manómetros de presión y rara vez se

emplea para una medición real de presión. El análisis que sigue a continuación se limita al uso del probador de peso muerto como dispositivo de calibración.

Considérese el esquema de la figura 5-5, que ilustra un aparato que está montado para la calibración del manómetro G. La cámara y el cilindro del probador se llenan con aceite limpio, al mover primero el émbolo buzo a su posición más adelantada y entonces se le retira despacio mientras el aceite se vierte a través de la abertura para el émbolo o pistón. El manómetro que se va a probar se instala y se inserta el émbolo o pistón en el cilindro. La presión que el pistón que ejerce en el fluido se transmite al manómetro cuando se abre la válvula. Esta presión puede hacerse variar al agregar pesos al pistón o al utilizar diferentes combinaciones de cilindro y pistón de área variable. La fricción viscosa entre el pistón y el cilindro en dirección axial se reduce en forma considerable al hacer girar el conjunto de pistón-peso mientras se toma la medición. Conforme aumenta la presión, puede ser necesario avanzar el émbolo buzo para compensar la compresión del aceite y cualquier gas atrapado en el aparato. Los probadores de alta presión de peso muerto tienen un sistema

especial de palanca que se usa para aplicar grandes fuerzas al pistón.

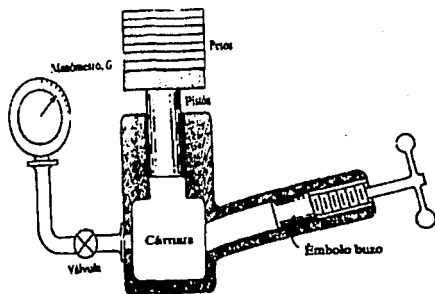


fig 5-5

Dos factores limitan las exactitudes de los probadores de peso muerto 1) la fricción entre el cilindro y el pistón y 2) la incertidumbre en el área del pistón. La fricción se produce por la rotación del pistón el uso de superficies lo bastante largas para asegurar un flujo despreciable del aceite a través del espacio anular entre el pistón y el cilindro. El área en que actúa la

fuerza del peso no es el área del pistón ni el área del cilindro, sino cierta área efectiva entre estas dos que dependen del espaciamiento del claro y la viscosidad del aceite. Mientras menor es el claro, más aproximada es el área efectiva al área de la sección transversal del pistón. Puede demostrarse que el porcentaje de error debido al claro varía de acuerdo con

$$\text{Porcentaje de equivocación} = \frac{(\rho \Delta p)^2 b^3}{\mu D L} \quad [5-16]$$

donde

- $\rho$  = densidad del aceite
- $\Delta p$  = presión diferencial en el cilindro
- $b$  = espaciamiento del claro
- $\mu$  = viscosidad
- $D$  = diámetro del pistón
- $L$  = longitud del pistón

A presiones altas puede haber una deformación elástica del cilindro, lo cual aumenta el espaciamiento del claro y, por tanto, aumenta el error del probador.

**Medidores elásticos** Comenzado con el principio de que algunos materiales pueden cambiar su forma cuando alguna fuerza, ya sea grande o pequeña es aplicada a estos. Esta deformación puede ser utilizada como una medida de la fuerza aplicada al material.

La propiedad de elasticidad de estos materiales los hace convenientes para utilizarlo en los dispositivos de medición de presión, los cuales se clasifican en

- 1.- Diafragma
- 2.- Fuelle.
- 3.- Tubo Bourdon.

**TUBO DE BOURDON** El medidor tipo tubo Bourdon es el que más frecuentemente se utiliza en medida de presión, ya que es un instrumento extremadamente simple y robusto, cubriendo alcances desde 0 a 15 psig' y desde 0 a 100 000 psig, así como también vacíos desde 0-30 plg de mercurio.

La figura 5-6 muestra un manómetro. La presión (el fluido a presión) actúa sobre la conexión (1) y se transmite al interior del tubo Bourdon (3). Este es un tubo de forma circular y de sección ovalada, cerrado por su extremo libre (4). Cualquier presión en el interior del tubo superior a la externa o atmosférica, es causa de que varíe la sección ovalada del tubo, tomando una forma tanto más

---

'psig: lb/pulg' (libras por pulgada cuadrada relativas)



circular cuanto mayor sea la presión interior. Los lados más planos son, por tanto forzados a separarse, resultando que el material se expande en la circunferencia interior y se contrae en la exterior. Los esfuerzos resultantes sobre el tubo tienen a estirarlo y su extremo libre se mueve hacia arriba. El efecto contrario tiene lugar bajo condiciones de vacío es cuando la presión en el interior del tubo es menor que la externa o atmosférica. Al movimiento del extremo menor del tubo se llama "desplazamiento de la punta".

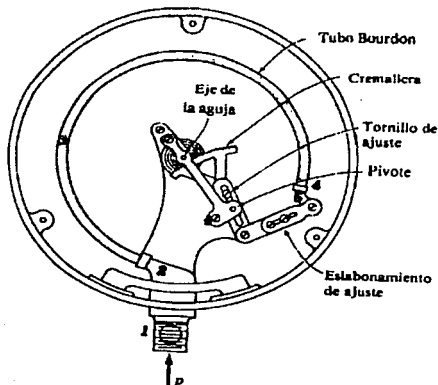


fig 5-6

Una biela (5) conecta la punta del tubo de Bourdon a una cruceta cuya posición puede ajustarse sobre un alojamiento en arco abierto en un extremo de la leva. La cabeza de la biela se desplaza en línea recta, mientras la leva describe un arco alrededor de su eje.

La posición de la cruceta que une la biela a la leva es ajustable, y se utiliza para calibración del aparato. Acercando o

alejando la cruceta al eje, se amplifica o reduce el giro de la leva sobre éste, para su mismo desplazamiento de la punta.

Actuando sobre la posición de la cruceta, se busca la posición exacta para que a un desplazamiento de la punta correspondiente a la presión máxima a medir, la leva haga girar al eje de la aguja hasta que ésta señale el extremo de la escala, que suele corresponder a un desplazamiento angular de 270°. Moviéndola la cruceta hacia fuera disminuye la indicación de la aguja; moviéndola hacia dentro, aumenta.

La leva que ocasiona el movimiento del eje de la aguja, convierte el desplazamiento de la punta del tubo en un giro del eje. Un movimiento de la punta de 3/16 de plg. se amplifica a 4½ plg. en una escala de 10 plg.

Generalmente la transmisión del movimiento de la leva al eje se logra por medio de un sector y piñón dentados. Sin embargo, en el medidor helicoidal se labra un surco en hélice en el eje de la aguja y la leva encaja en él, produciendo un giro del eje de la puesta a su movimiento tangencial. Un resorte espiral adapta en todo momento el perfil del helicoides a la leva.

Los tubos de Bourdon se construyen en diferentes materiales, dependiendo de las presiones y fluidos con los que han de trabajar. Los más utilizados son de bronce fosforoso, aleaciones de acero, aceros inoxidables, "Monel" y cobre-berilio. En ocasiones ninguno de estos materiales puede utilizarse debido a la naturaleza corrosiva del fluido. Como respuesta a las exigencias de estos casos, se dispone de los llamados manómetros químicos. Consisten, generalmente, en un manómetro de tubo Bourdon estándar lleno de un líquido neutro (glicerina, por ejemplo) separado del fluido corrosivo por un diafragma flexible y resistente a la acción de aquél.

Las variaciones de presión en el fluido se transmiten al diafragma y al líquido separador, que actúa directamente sobre el tubo. Se dispone de gran variedad de materiales para diafragma, pudiendo elegirse el más conveniente, según el fluido de que se trate.

El manómetro con separador es también de utilidad en el caso en que se corra el riesgo de que el fluido pueda solidificar en el interior del tubo Bourdon, o en el caso de que sea tan viscoso que pueda taponearlo.

Estos manómetros deben construirse de tal forma que pueda ser accesible la membrana separadora por la parte del fluido, sin necesidad de afectar a la estanqueidad del espacio lleno de líquido sobre el diafragma y en el interior del tubo de Bourdon. Generalmente, el diafragma va dispuesto en un cuerpo de bridas al que se

rosca el manómetro por una parte, y el conducto de presión por otra.

En otros casos, el manómetro va montado al extremo de un tubo más o menos largo que le conecta al separador; naturalmente, todo el conjunto debe estar completamente lleno de líquido.

Con frecuencia la parte baja de la escala de medida carece de importancia desde un punto de vista operacional, por lo que se puede suprimir, lo que permite ampliar y facilitar la lectura. Así, un instrumento que debe medir presiones entre 400 y 500 psig se puede construir con escala de 400 a 1000 psig en lugar de 0 a 1000 psig. El máximo de escala se elige en este caso de 1000 psig porque la práctica enseña que la vida del instrumento, así como la presión de medida, aumenta si se le utiliza en aproximadamente el 50% de la escala.

Esto, sin embargo, no se refiere a los manómetros registradores de presión, los cuales están diseñados para permitir presiones temporales considerablemente por encima de su alcance máximo.

Otra versión de los instrumentos de tubo Bourdon es un medidor de presión diferencial, que consiste en dos tubos que actúan simultáneamente sobre un elemento medidor; pero en sentidos contrarios, indicando la diferencia entre las dos presiones.

#### MANOMETROS DE DIAFRAGMA SENCILLO, DE DIAFRAGMAS APILADOS Y DE FUELLE

El manómetro de diafragma, en su forma mas sencilla, consta de un lámina delgada, plana y circular. Esta lamina va fijada circunferencialmente por su borde, y cuando sobre el actúa una presión diferencial, se abomba según muestra la figura 5-7. Únicamente para deformaciones relativamente pequeñas existe una relación lineal entre la presión y el abombado, siendo deseable alguna modificación de este caso sencillo para la aplicación práctica de los instrumentos.

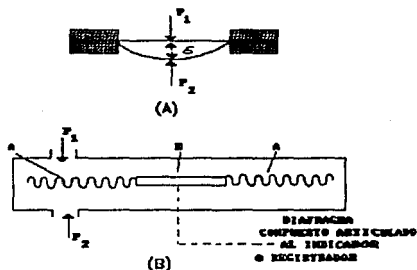


fig 5-7

Para la medición de bajas presiones se requiere un diafragma extremadamente flexible. El conjunto de este diafragma tiene la forma de un anillo de tela con un disco metálico, o de cualquier materia rígida, en el centro. En la figura 5-7 se muestra el principio de funcionamiento de un manómetro para presión diferencial del tipo de diafragma de tela o "flojo".

La pieza A es el anillo de tela, y la B, la pieza central sólida que va articulada a la aguja indicadora o al lapicero registrador. Con el manómetro de diafragma "flojo" no es necesario que el conjunto sea de forma circular, pudiendo con bastante frecuencia ser alargado. Se han utilizado una gran variedad de materiales para este tipo de diafragma, siendo los más corrientes: cuero, plástico, tela cauchutada, nylon y seda. Los manómetros que funcionan según este principio pueden utilizarse hasta 1 m de columna de agua o hasta 10 KPa.

Otra forma de dispositivo de medición de presión es el **cápsula metálica**. Este instrumento consta de dos diafragmas circulares, metálicos, conectados dorso a dorso formando una cápsula elástica según muestra la figura 5-8. Se aplica una presión al interior de la cápsula sobre la cual actúa exteriormente otra presión. La flexión de la cápsula tiene relación lineal con la presión siempre que la deformación no sea excesiva. Los diafragmas utilizados en el manómetro de capsula tienen generalmente la forma de plato, plana u ondulada figura 5-8b.

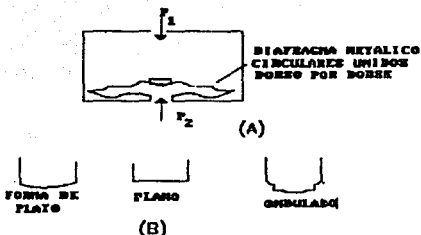


fig 5-8

Con una serie de diafragmas metálicos ondulados puede obtenerse una flexión mucho mayor que con una sola cápsula. Entonces, cada diafragma contiene un orificio central y se unen con cierre estanco por los bordes interiores o exteriores, tal compuesto, está sometido a compresión. El número de diafragmas utilizados puede variar desde dos (la cápsula) hasta unos veinte.

El *fuelle metálico* es de forma similar a la del mótón de diafragmas, pero su sistema constructivo es totalmente diferente. Se comienza tomando un tubo de pared fina y, mediante prensas hidráulicas, se le da una forma ondulada según se aprecia en la figura 5-9. Los fuelles pueden producirse en diámetros bastante grandes, de hasta unos 300 mm. Sin embargo, los tamaños mayores se usan principalmente en válvulas de mando y no para instrumentos de medición de presión.

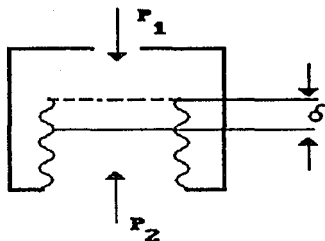


fig 5-9

En la figura 5-10 se muestra un manómetro industrial típico utilizado para medición de la presión diferencial. La disposición en doble fuelle de la izquierda se conecta mediante articulación a un lapicero registrador o a una aguja indicadora, mientras que el fuelle de la derecha actúa como cierre para el resorte de ajuste del alcance de medición.

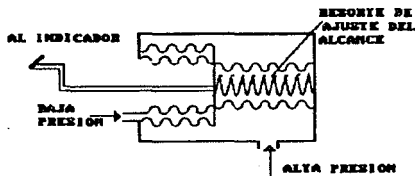


fig 5-10

Los materiales más comúnmente utilizados para la fabricación de diafragmas son: acero, bronce fosforoso, metal blando y cobre-berilio. Los materiales utilizados para fuelle son principalmente latón 80-20% (80% de cobre y 20% de zinc), bronce fosforoso, acero inoxidable y cobre-berilio.

### MEDICIONES DE BAJAS PRESIONES

La ciencia de la medición de bajas presiones es un campo más bien especializado que requiere un cuidado considerable por parte del investigador. El propósito de este análisis es hacer un comentario sobre los tipos principales de instrumentos de vacío y describir los principios físicos que operan.

#### El manómetro de McLeod

El manómetro es un instrumento de mercurio modificado que se construye como muestra la figura 5-11.

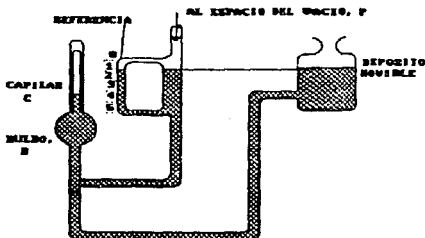


fig 5-11

El depósito móvil se baja hasta que la columna de mercurio baje de la abertura O; entonces, el bulbo B y el tubo capilar C quedan a la misma presión que la fuente de vacío p. El depósito se eleva subsecuentemente hasta que el mercurio llene el bulbo y se eleve por el tubo capilar a un punto donde el nivel en el capilar de referencia se localiza en el punto cero. El volumen del capilar de longitud unitaria se denota por  $v$ , de modo que el volumen de gas en el capilar es

$$V_c = ay$$

[5-17]

donde  $y$  es la longitud del capilar que ocupa el gas

Se designa como  $V_0$  al volumen del capilar, bulbo y tubo hasta la abertura. Si se supone compresión isotérmica de gas en el capilar, se tiene

$$p_0 = p \frac{V_0}{V_0 - ay} \quad [5-18]$$

Ahora, la presión indicada por el capilar es

$$p_0 - p = y \quad [5-19]$$

donde se expresa la presión en términos de la altura de la columna de mercurio.

Al combinar la ecuación 5-17 y 5-19 se obtiene

$$p = \frac{ay^2}{V_0 - ay} = \frac{yV_0}{V_0 - ay} \quad [5-20]$$

Para la mayoría de los casos,  $ay \ll V_0$  y

$$p = \frac{ay^2}{V_0} \quad [5-21]$$

Los manómetros comerciales McLeod tiene el capilar calibrado en micrometro; son sensibles a los vapores condensados que pueden estar en la muestra, debido a que pueden condensarse bajo compresión e invalidar la ecuación 5-18. Para gases secos, el manómetro es aplicable desde  $10^{-12}$  a  $10^2 \mu\text{m}$  ( $0.0013 + 13.3 \text{ Pa.}$ )



fig 5-12

El manómetro Pirani de conductividad térmica A bajas presiones, la conductividad térmica efectiva de los gases disminuye. El manómetro Pirani es un dispositivo que mide la presión



mediante el cambio de conductancia del gas. El manómetro se construye como se muestra en la figura 5-12.

Se coloca un filamento calentado eléctricamente en el interior del espacio vacío; la pérdida de calor del filamento depende de la conductividad térmica del gas y de la temperatura del filamento. Mientras más baja es la presión, más baja es la conductividad térmica y, por lo tanto, más alta la temperatura del filamento para determinada entrada de energía eléctrica. La temperatura del filamento puede medirse con un termopar; pero en el manómetro tipo Pirani la medición se efectúa mediante la variación de resistencia del material del filamento (tungsteno, platino, etc.) La medición de la resistencia puede realizarse con un circuito puente apropiado. La pérdida del calor del filamento también es un factor de la temperatura ambiente y, en la práctica, se conecta en serie dos manómetros, como la figura 5-13, muestra para compensar las variaciones posibles en las condiciones ambientales.

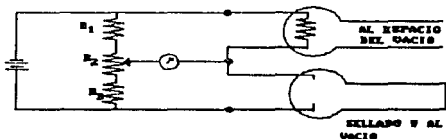


fig 5-13

Se hace el vacío en el manómetro medidor y se expone a las mismas condiciones ambiental que el manómetro sellado. El circuito puente se ajusta (por medio de la resistencia  $R_2$ ) para producir una condición nula. Cuando el manómetro de prueba se expone a las condiciones particulares de presión, las deflexiones del puente desde la posición nula se compensan para los cambios de la temperatura ambiental.

Los manómetros Pirani requieren una calibración empírica y por lo general no son adecuados para presiones menores de  $1 \mu\text{m}$ . El límite superior es cerca de 1 torr (133 Pa), lo que da una amplitud global cerca de 0.1 a 100 Pa. para presiones más altas, la conductancia térmica cambia muy poco con la presión. Debe observarse que la pérdida de calor del filamento también es una función de las pérdidas de conducción hacia los soportes del filamento y las pérdidas de radiación a los alrededores. El límite más bajo de aplicabilidad del manómetro es el punto donde esos efectos sobrepasan la conducción del gas. La respuesta transitoria del manómetro Pirani es deficiente. El tiempo necesario para establecer

el equilibrio térmico puede llegar a varios minutos a bajas presiones.

El manómetro Knudsen Considérese el arreglo mostrado en la figura 5-14.

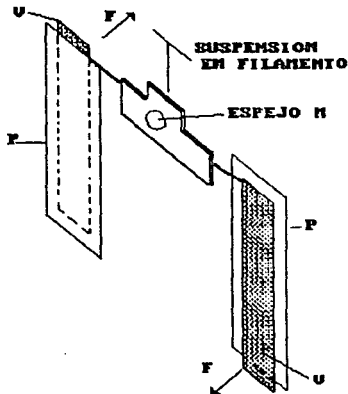


fig 5-14

Dos aspas V, junto con el espejo M, están montadas en la suspensión de filamento delgado. Cerca de estas aspas están dos placas calientes P, cada una a una temperatura T. La distancia entre las aspas y las placas es menor que la trayectoria media libre del gas que las rodea. Los calefactores se instalan de modo que la temperatura de las placas sea más alta que la del gas que las rodea. Las aspas están a la temperatura del gas  $T_1$ . Las moléculas que chocan con las aspas desde las placas calientes tienen una velocidad más alta que las que salen de las aspas, debido a la diferencia de temperatura; por lo tanto, hay una cantidad de movimiento neta impartida a las aspas que se puede medir al observar el desplazamiento angular del espejo, similar a la técnica usada con el galvanómetro de rayo de luz. El intercambio total de cantidad de movimiento con las aspas es una función de la

densidad molecular, la cual, a su vez, se relaciona con la presión y temperatura del gas. Entonces puede deducirse una expresión para la presión del gas en términos de las temperaturas y de la fuerza medida. Para pequeñas diferencias de temperatura  $T - T_0$ , puede demostrarse que esta relación es

$$p = 4P \frac{T_0}{T - T_0} \quad [5-22]$$

donde la presión está en dinas por centímetro cuadrado cuando la fuerza está en dinas. Las temperaturas están en grados Kelvin.

El manómetro Knudsen proporciona una medición absoluta de la presión que es independiente del peso molecular del gas, adecuada entre  $10^3$  y  $10\mu\text{m}$  ( $10^3$  a 1 Pa) y también puede usarse como dispositivo de calibración para otros manómetros en estos límites.

El manómetro de ionización Considérese el arreglo mostrado en la figura 5-15, el cual es similar al triodo ordinario de vacío.

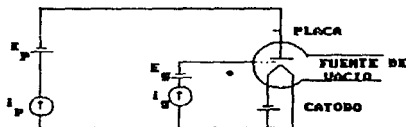


fig 5-15

El cátodo caliente emite electrones, que son acelerados por la rejilla, producen la ionización de las moléculas de gas mediante colisiones. La placa se mantiene a un potencial negativo, que capta iones positivos y produce la corriente de placa  $i_p$ . Los electrones y los iones negativos son atraídos por la rejilla, produciendo la corriente de rejilla  $i_s$ . La presión del gas proporciona a la razón entre la corriente de placa y la corriente de rejilla, como lo muestra la fórmula siguiente:

$$p = \frac{1}{9} \frac{i_p}{i_s} \quad [5-23]$$

donde la constante de proporcionalidad  $S$  se denomina sensibilidad del manómetro. Para el nitrógeno, un valor típico es  $20 \text{ torr}^{-1}$  ( $2.67 \text{ kPa}^{-1}$ ), pero el valor exacto debe determinarse mediante la calibración del manómetro en particular. El valor  $S$  es una función de la geometría del tubo y del tipo de gas.

Los manómetros convencionales de ionización son adecuadas para mediciones entre  $1.0$  y  $10^3 \mu\text{m}$  ( $0.13$  a  $1.3 \times 10^4 \text{ Pa}$ ) y, por lo general, la corriente de salida es lineal entre estos márgenes. A presiones más altas hay el peligro de quemar el cátodo para medir presiones hasta de sólo  $10^{12}$  torr ( $0.13 \text{ nPa}$ ). Se requieren técnicas experimentales muy precisas con objeto de obtener las mediciones en estos altos vacíos.

**El Alfatrón** El alfatrón es un manómetro de ionización radiactiva, mostrado en forma esquemática en la figura 5-16.

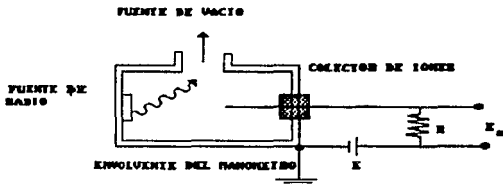


fig 5-16

Una pequeña fuente de radio sirve como emisor de partículas alfa. Estas partículas ionizan el gas en el interior del envoltorio del manómetro y el grado de ionización se determina por la medición del voltaje de salida  $E_0$ . El grado de ionización es una función directa lineal de la presión entre márgenes más bien amplios de presiones, desde  $10^3$  a  $10^5$  torr ( $0.1$  a  $10^5 \text{ Pa}$ ). Sin embargo, las características de salida son diferentes para cada tipo de gas usado.

El límite de presión más bajo del manómetro se establece mediante la longitud de la trayectoria media libre de las partículas alfa comparada con las dimensiones del envoltorio. A presiones sumamente bajas, la trayectoria media libre llega a ser tan grande que son probables muy pocas colisiones en el manómetro y, por lo tanto, el nivel de ionización es muy pequeño. El alfatrón tiene la ventaja de que puede usarse a la presión atmosférica lo

mismo que en alto vacío y no hay que tratar con un filamento caliente como en el manómetro convencional de ionización. Como consecuencia, no hay el riesgo de quemar por accidente un filamento debido a una exposición inadvertida del manómetro a altas presiones.

#### MEDICION DE FLUJO

Muchos proyectos de investigación de procesos industriales dependen de una medición del movimiento de fluidos a fin de proporcionar datos importantes para el análisis. En algunos casos exige extrema precisión en la medición del movimiento de fluidos, en tanto que en otros no es necesaria. Muchas variables, incluyendo el costo, son determinantes para la selección del instrumento apropiado para una aplicación particular. En muchas operaciones industriales, la exactitud de la medición del movimiento de un fluido se relaciona de manera directa con la utilidad; un ejemplo sencillo es la bomba de gasolina en una estación de servicio. Es fácil ver cómo un pequeño error al medir el gasto o flujo en una tubería de gasolina, puede significar una diferencia de grandes sumas de dinero en un corto periodo.

Con frecuencia, los dispositivos de medición de gasto requieren mediciones exactas de presión y temperatura con objeto de calcular la salida del instrumento.

Ahora para ir profundizando en el tema, iremos definiendo algunos conceptos como:

**Flujo-** La palabra flujo expresa el movimiento de un fluido, pero también significa para nosotros la cantidad total de fluido que ha pasado por una sección determinada de un conducto.

**Caudal-** Es el flujo por unidad de tiempo; es decir, la cantidad de fluido que circula por una sección determinada del conducto en una unidad de tiempo.

El flujo se expresa en unidades de volumen, de masa o de peso de fluido, mientras que el caudal se expresa en estas mismas unidades por unidad de tiempo. Así, por ejemplo, se dirá: un caudal de 10 m<sup>3</sup> por segundo o de 10 Tm por segundo a un 10 000 Kp por segundo.

Al caudal también se le conoce con el nombre de gasto

**TERMINOS MAS COMUNES**

---

1 galón por minuto (gpm)	=231 pulgadas cúbicas por minuto (in <sup>3</sup> /min)
	=63.09 centímetros cúbicos por segundo (cm <sup>3</sup> /s)
1 litro	=0.26417 galones = 1 000 centímetros cúbicos
1 pie cúbico por minuto (cfm, o ft <sup>3</sup> /min)	=0.028317 metros cúbicos por minuto = 471.95 centímetros cúbicos por segundo
1 pie cúbico estándar de aire por minuto, a 20 °C , 1 atm	=0.07513 klibras-masa por minuto
	=0.54579 gramos por segundo.

---

**CUADRO GENERAL DE LOS DIFERENTES MEDIDORES**

TIPO DE MEDIDOR	FACTORES DEL FLUIDO		
	LÍMITE MÁXIMO DE FLUJO	CAPACIDAD DEL LÍMITE UTIL	PRESIÓN MÁXIMA MPa
Medidores de orificio de restricción	Líquido, 0.017-220 Gas 25-43,000	5:1	42
Boquilla de flujo	Líquido 0.031-950 Gas 45-340,000	5:1	10
Venturi	Líquido 0.03-950 Gas 45-340,000	5:1	10
Efecto de arrastre		10:1	2
Rotámetro de tubo de vidrio	Líquido 0.1x10 <sup>-4</sup> -16 Gas 0.006-330		
Rotámetro de tubo de metal	Líquido 0.02-230 Gas 0.2-470	10:1	35
Turbina propela	Líquido 0.2x10 <sup>-4</sup> -3100 Gas 0.2-140,000	15:1	105
Desplazamiento positivo	Líquido hasta 0.02-4.9	10:1	1.0
Medidor magnético de flujo	Líquido conductor solamente 0.1x10 <sup>-4</sup> -3100	20:1	4

**Contadores de caudal por estrangulamiento** La velocidad de una corriente fluida aumenta al pasar por el estrangulamiento y alcanza su máximo valor en el plano de mínima sección transversal de dicha corriente.

Debido a este incremento de velocidad, aumentará la energía cinética. Por tanto, si la energía ha de permanecer constante, debe existir la correspondiente disminución de energía potencial y una reducción de la presión del flujo.

Aguas abajo del plano de la sección transversal mínima, se incrementará la presión en las paredes del tubo a medida que aumenta el área transversal de la corriente que fluye, y la velocidad del flujo vuelve a su valor original. Sin embargo, la presión no recupera del todo su valor original, denominándose la diferencia pérdida neta de presión. Esta pérdida es debida a la disipación de energía en forma de calor en la amortiguación de los remansos turbulentos por rozamiento interno.

Consideremos el flujo viscoso de un fluido incompresible a través de un dispositivo de estrangulamiento como el que muestra la figura 5-17.

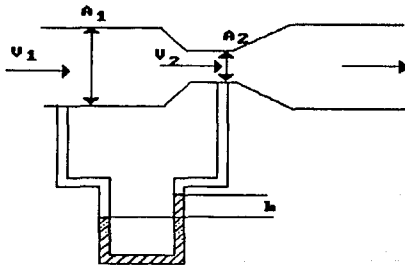


fig 5-17

Si  $V_1$ , es la velocidad aguas arriba del estrangulamiento, es pequeña comparada con la velocidad  $V_2$  en el estrangulamiento, podemos despreciar  $V_1$ .

Aplicando la ecuación de Bernulli podemos ver que

$$Q = C_d A_2 \sqrt{2gh} \quad [5-24]$$

donde

Q es caudal (m<sup>3</sup>/s)

C<sub>d</sub> es el coeficiente de descarga = caudal real / caudal teórico

A<sub>2</sub> es el área mínima de la sección transversal del dispositivo

h es la columna de presión diferencial medida por un manómetro de tubo en U.

Cuando la velocidad de acceso V<sub>1</sub> no pueda despreciarse al compararla con la V<sub>2</sub>, el caudal puede calcularse mediante la fórmula siguiente

$$Q = C_d E A_2 \sqrt{2gh} \quad [5-25]$$

donde E es un coeficiente denominado factor de velocidad de acceso, que vale

$$E = \sqrt{\frac{1}{[1 - (A_2/A_1)^2]}} \quad [5-26]$$

Cuando los valores del número de Reynolds son reducidos y cuando se usan tubos pequeños y rugosos, puede modificarse el coeficiente de descarga C<sub>d</sub> multiplicándolo por un factor de corrección z, cuyo valor depende de la relación de áreas, del número de Reynolds y de la media y rugosidad del tubo.

La ecuación anterior que da el caudal sólo puede aplicarse a los fluidos incompresibles. No obstante, cuando el flujo puede comprimirse, como en los gases, dicha ecuación debe modificarse introduciendo un factor de expansión ε.

**Placa con orificio** Se trata de un placa que tiene un orificio axial arista viva en lado aguas arriba y con un chaflán en el lado



aguas abajo. Esta placa suele insertarse entre las patinas del tubo, según se muestra en la figura 5-18 pudiendo estar los agujeros para indicadores de presión en una de las posiciones siguientes figura 5-19.

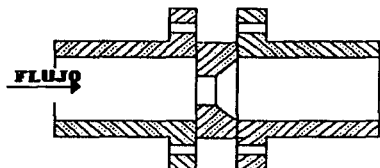


fig 5-18

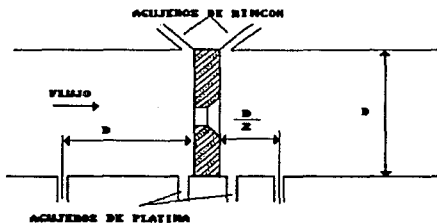


fig 5-19

- a) **Agujeros de rincón** Los agujeros de toma de presión se encuentran situados inmediatamente adyacentes a las caras de agua arriba y agua abajo de la placa, en los rincones entre éste y el tubo.
- b) **Agujeros a distancia D y D/2.** Uno se halla situado a una distancia aguas arriba de la placa igual al diámetro del tubo, y otro, a una distancia aguas abajo de la placa igual a la mitad del diámetro del tubo.
- c) **Agujeros de platina.** Estos están situados en las patinas del tubo, a una distancia de 25mm de una de otra de la placa con oficio.

Otras dos placas con orificio de entrada cónica y placa con orificio de entrada en forma de cuarto de círculo, se muestran en las figuras siguientes. La primera figura 5-20, es una placa que tiene un orificio axial con una arista achaflanada en el lado aguas arriba y una arista rectangular en el lado aguas abajo. Los agujeros para indicadores de presión se sitúan del mismo modo que los agujeros de rincón para la placa descrita anteriormente.

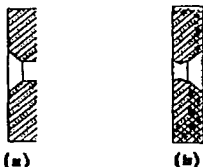


fig 5-20

La placa con orificio en cuarto de círculo fig 5-20b tiene un orificio axial con arista redondeada en el lado aguas arriba y achaflanada en el lado aguas abajo.

Los agujeros para indicadores de presión se sitúan como los agujeros de rincón dibujados en la figura 5-19 o, si el diámetro del tubo no es de menos de 40 mm, como los agujeros de platina que aparecen en la misma figura.

Dado que el área en el plano de la mínima sección transversal del chorro o corriente que fluye (vena contraída, los valores de  $C_d$  para orificios resultan menores de lo que serían si el área de la sección transversal de la vena contraída se utilizara para calcular el caudal. Los valores típicos de  $C_d$  para placas de orificio están comprendidos entre 0,62-0,65.

Placas con orificio excéntrico y en forma de segmento Cuando se trata de un fluido con sólidos en suspensión, es conveniente utilizar placas con orificio excéntrico o en forma de segmento. Esta última fig 5-21 tiene la circunferencia de la parte abierta coincidiendo con el tubo. Con esta disposición, no se interfiere el paso del material sólido y no hay acumulación de materias sólidas en la cara aguas arriba de la placa con orificio, como ocurriría con una placa de orificio concéntrico.

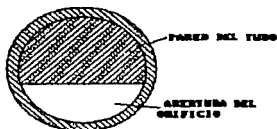


fig 5-21

La placa con orificio excéntrico se asemeja a la anterior en que la parte inferior de la abertura es tangente a la parte inferior del tubo fig. 5-22

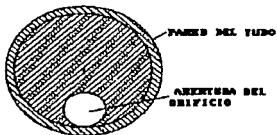


fig 5-22

Tobera y boquilla de Venturi La tobera flujo normal fig 5-23 consta de una entrada convergente de forma acampanada que conduce a un cuello cilíndrico corto, el cual queda inducido en el tubo aguas abajo. Los agujeros de toma de presión van situados inmediatamente adyacentes al dispositivo en los rincones entre éste y el tubo.

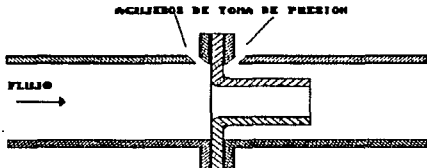


fig 5-23

Un perfeccionamiento de la tobera anterior lo constituye la boquilla de Venturi que consta de una tobera seguida de una boca de salida Venturi fig 5-24. El agujero de toma de presión aguas arriba está situado como antes, pero el agujero aguas abajo se halla en el estrechamiento. El diámetro de salida en la boquilla de Venturi puede ser de la misma medida que el del tubo aguas abajo ligeramente inferior (truncado).

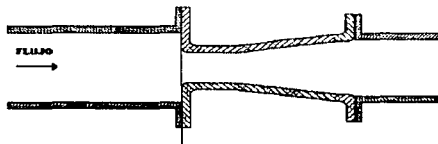


fig 5-24

**Tubo de Venturi** Este consta de una entrada cónica convergente que conduce a un cuello cilíndrico seguido de una boca de salida cónica divergente. El agujero de toma de presión aguas arriba se halla a una distancia de la entrada convergente igual a la mitad del diámetro del tubo de aguas arriba, mientras que el agujero de toma de presión aguas abajo está situado en el estrechamiento, fig. 5-25.

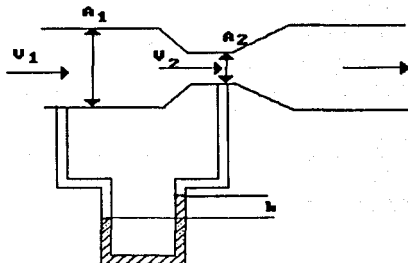


fig 5-25

El ángulo de la conicidad de entrada es normalmente de  $21^\circ \pm 2^\circ$ . La norma B.S 1042 especifica dos ángulos de conicidad para el cono de salida:  $5^\circ-7^\circ$  y  $14^\circ-15^\circ$ . El diseño del cono de salida tiene una influencia importante sobre el rendimiento referido a pérdida de presión. Como ejemplo, consideremos una relación de diámetro cuello/tubo igual a 0,6 que da una relación de áreas igual a 0,36. Utilizando un cono de salida de  $5^\circ-7^\circ$ , la pérdida neta de presión resulta aproximadamente del 11% de la presión diferencial entre la entrada y el cuello. Con un cono de  $14^\circ-15^\circ$ , está es de aproximadamente del 18%.

Estos valores pueden compararse con el del 65% correspondiente a un aplaca con orificio de la misma relación de áreas.

El valor de  $C_v$  para un tubo de Venturi se aproxima a la unidad, siendo típico el valor de 0,97.

**CONTADORES DE CAUDAL DE SECCIÓN VARIABLE** Si la presión diferencial a través de una instalación determinada es constante y la clase de flujo no varía, el caudal que pasa por el orificio dependerá del área de éste y del "factor de velocidad de acceso". Esto es

$$Q = C_d A_2 E \sqrt{2gh}$$

[5-27]

donde  $A_2$  es el área de la sección transversal del orificio.

Si la presión diferencial se mantiene constante mediante el ajuste del área del orificio, esta área es realmente una medida del caudal que pasa por este orificio. Este es el principio en que se basan los contadores de caudal de sección variable. Los siguientes son los más típicos:

- a) Contador de compuerta
- b) El contador de orificio y obturador
- c) Rotámetro

Contadores de compuerta En la figura 5-26 se muestra un contador de este tipo.

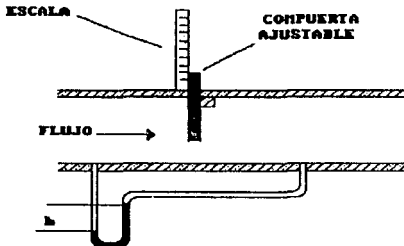


fig 5-26

La compuerta puede ajustarse a mano o por medio de un motor eléctrico automáticamente regulado para mantener la caída de presión constante a través del orificio. La posición de la compuerta se observa sobre una escala que puede graduarse en unidades de caudal. Debe tenerse en cuenta que la relación entre el caudal y el área  $A_2$  no será estrictamente lineal debido al hecho de que el factor de velocidad de acceso aumentará con un aumento de  $A_2$ . Por tanto, el desplazamiento de la compuerta debe ser directamente proporcional al caudal, la anchura de la abertura  $A_2$  debe disminuir en la parte superior, tal como se aprecia en el grabado de la derecha de la figura anterior.

Contador de orificio y obturador Este contador se muestra en la figura 5-27. El obturador cónico tiene forma tal que el área del espacio anular entre él y el orificio es proporcional al desplazamiento de ascenso del mismo. Por tanto, la altura que sube el obturador cuando un fluido pasa por el instrumento, es medida del caudal.

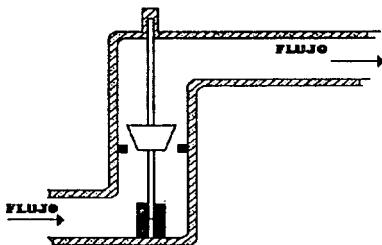


fig 5-27

Rotámetro El rotámetro, representado en la figura 5-28, consta de un tubo largo vertical graduado, que posee una conicidad uniforme, dispuesto de modo que la sección mínima esté en la base. Dentro de este tubo se mueve libremente un flotador, impidiéndose que choque con las paredes de aquel por medio de una serie de ranuras angulares talladas en dicho flotador, a fin de que, cuando el fluido pasa a través, lo haga girar. En algunos tipos de rotámetros se evita que el flotador choque con el tubo por medio de una guía central.

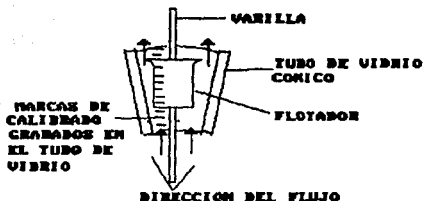


fig 5-28

Al incrementar el caudal a través del rotámetro, aumenta la elevación del flotador en el tubo, incrementándose el Área del paso anular entre flotador y pared del tubo y manteniéndose así una presión diferencial constante a través de dicho flotador. El desplazamiento de éste en el tubo es una medida del caudal, pudiéndose graduar este tubo en unidades de volumen de fluido circulante. Con mucha diferencia respecto a los demás contadores de sección variable, el rotámetro es más usado, pero el contador de orificio y obturador se emplea bastante en la medición del caudal de agua en tuberías de distribución de servicio público.

Los rotámetros pueden utilizarse para medir el gasto, tanto de líquidos como de gases. Sin embargo, es importante que se mantenga constante la temperatura, ya que de lo contrario, la viscosidad y la densidad del fluido que se mide puede variar, las fluctuaciones de temperatura pueden producir errores considerables, particularmente cuando se están midiendo gases. Una fuente adicional de error es la tendencia a oscilar que posee el flotador, lo que dificulta la lectura precisa sobre la escala.

Los rotámetros de tubo de vidrio pueden elegirse para medir el caudal de líquidos dentro de una gama que va desde valores muy bajos, de 30 a 300 ml/s hasta valores tan altos como 0,5 a 5 litros por segundo. No obstante, si el fluido a medir es el aire, la gama equivalente de caudal se extiende desde 0,2 a 2 ml/s hasta 4 a 40 l/s. Cuando se miden líquidos, pueden utilizarse los tubos de cristal de las medidas más pequeñas hasta una presión de aproximadamente 3,4 KPa, mientras que los tubos mayores solamente pueden usarse hasta aproximadamente 0,8 KPa. Cuando se miden gases, los límites superiores de presión son mucho más bajos.

Los rotámetros de tubo metálico se utilizan para la medición de caudales muy elevados y pueden trabajar hasta presiones de



aproximadamente 200 KPa, a una temperatura de unos 300 °C y con un caudal que puede alcanzar los 120 l/s.

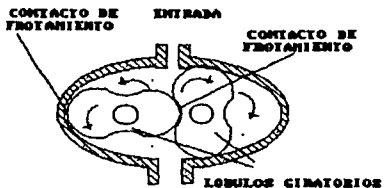
**Medidores de desplazamiento positivo** Estos contadores miden la cantidad total de fluido que ha circulado en un tiempo determinado. Si la cantidad de fluido medida durante cierto tiempo se divide por este tiempo, puede determinarse el valor medio del caudal. Los contadores de desplazamiento positivo pueden dividirse en dos clases:

- 1) Los que indican el peso de fluido que ha circulado
- 2) Los que indican el volumen de fluido que ha circulado

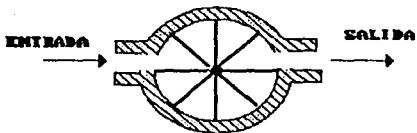
Entre los primeros encontramos los contadores gravimétricos los cuales miden el caudal, cuando las cantidades del fluido son suficientemente pequeñas y por lo cual poder utilizar un depósito gravimétrico para obtener el peso del líquido descargado en un periodo determinado. Siempre que se conozca la densidad del líquido, podrá calcularse el volumen del caudal.

Entre los que indican el volumen encontramos a los contadores volumétricos de los cuales existen un gran número de estos. Estos se utilizan cuando se desea un grado máximo de precisión. El principio por según el cual funcionan estriba en que, al pasar el líquido por el aparato, hace mover un elemento de medición que cierra la cámara de medición formando un cierto número de compartimientos de volumen determinando. En tanto que el elemento se mueve, estos compartimientos se llenan y vacían sucesivamente. Así, para un ciclo del elemento de medición, pasa una cantidad de líquido conocida a través del contador entrando por un orificio de alimentación y saliendo por otro de expulsión. El número de ciclos del elemento de medición puede entonces estar indicado por medio de una aguja que se desplaza sobre una escala. Algunos de los contadores volumétricos típicos de desplazamiento positivo del líquido son:

- a) El contador de disco inclinable
- b) El contador de lóbulos giratorios
- c) El contador de pistón de movimiento alternativo
- d) El contador de paletas



**SONDADOR DE VOLUmenes  
SPLA30R30S**



Para tener una idea de como funcionan estos dispositivos, daremos una explicación del mas típico, el cual es el medidor de agua doméstico, cuyo esquema se muestra en la figura 5-29.

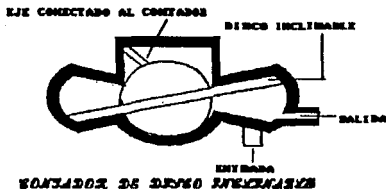


fig 5-29

Este medidor opera con el principio del disco oscilante. El agua entra por el lado izquierdo del medidor y choca con el disco, el cual está montado escéntricamente. Con objeto de que el fluido se mueva por el medidor, el disco puede "cabecear" u oscilar sobre su eje vertical, ya que la parte superior y el fondo del disco permanecen en contacto con la cámara de montaje. Una pared separa las cámaras de entrada y salida del disco. Conforme el disco oscila da una indicación directa del volumen del líquido que pasa por el medidor; la indicación del flujo volumetrico la da un arreglo del tren de engranes y registrador conectado con el disco que oscila. El medidor con disco oscilante puede dar mediciones confiables de flujo de hasta de 14.

**Medidor electromagnético** Si se permite que un fluido conductor circule con velocidad  $U$ , por un tubo de diámetro interior  $d$ , y un sistema electromagnético dirige un campo magnético  $B$  a través de una sección del tubo, de modo que actúe perpendicularmente a la dirección del movimiento del fluido, se produce un voltaje inducido  $V$ , fig 5-30

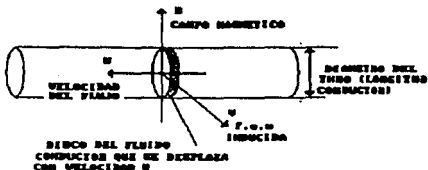


fig 5-30

Según la ley de Faraday, cuando un conductor eléctrico se mueve a través de un campo magnético en una dirección que forma un ángulo recto a la vez con este campo y con su longitud se genera una f.e.m. de valor

$$V = BlU \quad \text{voltios} \quad [5-28]$$

donde

B Es la densidad del flujo magnético (tesla, o sea  $W/m^2$ )

l Es la longitud del conductor (m)

U Es la velocidad del conductor (m/s)

La longitud del conductor es proporcional al diámetro del tubo, y la velocidad es proporcional a la velocidad media del flujo. Si se mantiene constante la densidad del flujo magnético, el voltaje inducido será proporcional a la velocidad media del flujo, representado así el valor del voltaje inducido una indicación directa de la velocidad media del flujo.

En la práctica suelen emplearse dos tipos de contador. Uno de ellos consta de una tubería no conductora para evitar el corto circuito de la f.e.m., y se emplea en fluidos de baja conductibilidad, tales como el agua. Los electrodos van montados a nivel de la tubería no conductora, de modo que hacen contacto con el fluido. El voltaje de salida desde este tipo de contador es bajo, por lo que normalmente requiere amplificación.

El otro tipo se utiliza con fluidos de gran conductibilidad, tales como metales líquidos. Se emplea un tubo de acero inoxidable con los electrodos directamente unidos a su parte exterior y colocados diametralmente opuestos. La señal de salida desde este tipo de contador es suficientemente alta para fines de lectura.

Una desventaja de los contadores de caudal electromagnético es que no ofrecen obstrucción al paso del fluido, por lo que son

adecuados para líquidos que contienen materias en suspensión. Estos contadores son muy usados en la industria del papel; algunos ejemplos de los fluidos que pueden medirse son la pulpa de madera, pasta de papel, pasta de cemento, aguas residuales y pulpa para piensos.

## MEDICIÓN DE TEMPERATURA Y PIROMETRIA

La medición de la temperatura se encuentra entre la más común e importante para el control de los procesos químicos. Esta es la clave en la obtención del éxito para la misma. Por ello es muy importante conocer los diferentes métodos que existen para la medición de ella, así como las ventajas y desventajas tales como, el tiempo de respuesta, rangos de temperatura, alcancas de cada elemento y compatibilidad con otros elementos de control considerados para cada instalación.

El significado fundamental de temperatura es la energía media cinética de las moléculas, no puede explicarse con facilidad como muchos de los conceptos básicos de la física. Para la mayor parte de los propósitos, la ley cero de termodinámica nos proporciona un concepto útil. Es decir, para que pueda afirmarse que dos cuerpos tienen la misma temperatura, estos deben estar en equilibrio térmico; en otras palabras, cuando es posible la comunicación térmica entre esos dos cuerpos, en ninguno de ellos ocurren cambios de sus coordenadas termodinámicas. La ley cero dice que si dos cuerpos están equilibrio térmico con un tercero, los tres están en equilibrio térmico entre sí. Entonces, por definición, los tres cuerpos están a la misma temperatura. Así se puede fijar un medio reproducible para establecer un intervalo de temperaturas, las temperaturas desconocidas de los otros cuerpos pueden compararse con el patrón sujetando sucesivamente cualquier tipo de "termómetro" al patrón y las temperaturas desconocidas, permitiendo así que se produzca el equilibrio en cada caso. Es decir, el termómetro se calibra comparándolo con el patrón y de allí en adelante puede usarse para leer temperaturas desconocidas.

Escalas de temperatura Muchas sustancias cambian de estado sólido a líquido y de líquido a gas, a temperatura constante. El efecto de la presión barométrica en el cambio de estado sólido/líquido es despreciable, pero el cambio de líquido/gas viene afectado por dicha presión, ya que un incremento de presión eleva el punto de ebullición y una disminución lo reduce.

En termómetros de mercurio, las posiciones de los puntos de fusión del hielo y de ebullición del agua se establecen colocando el termómetro en hielo en función y luego en vapor producido por

agua en ebullición. En ambos casos, se usa agua destilada y, para el punto de ebullición, debe tomarse en consideración cualquier desviación a partir de la presión barométrica de 760 mm de mercurio. Estos puntos fijos, definidos como 0 °C y 100 °C, se llaman a menudo punto de hielo y punto de vapor.

Los termómetros de vidrio que contienen mercurio se basan en la variación de volumen que sufre el mercurio con los cambios de temperatura. Otros tipos de termómetros, basados en otras propiedades, tales como la variación de resistencia eléctrica o la variación de presión, proporcionan sus propiedades escalas de temperatura, las cuales concuerdan unas con otras sólo en los puntos fijos donde sus lecturas están definidas como 0°C y 100 °C o alguna otra temperatura de equilibrio aceptada. La escala establecida por un termómetro de resistencia de platino difiere de la dada por el mercurio en un tubo de vidrio, excepto en los puntos fijos, debido a que la respuesta de la resistencia de platino no sigue la misma ley que el mercurio en el vidrio.

**Escala de temperatura termodinámica absoluta** Esta escala fue establecida por vez primera en 1854. El término "termodinámica" significa que la escala de temperatura se ajusta a las leyes termodinámicas y es independiente de cualquier sustancia termométrica.

$$\text{Presión} \times \text{Volumen} = \text{Constante} \times \text{Temperatura absoluta} \quad [5-29]$$

La escala puede establecerse por varios sistemas, pero el más usado es el termómetro de gas de volumen constante. El grado unidad en la escala se definió primero como la centésima parte del intervalo de temperatura entre el punto de fusión del hielo y el de ebullición del agua pura. Este intervalo de temperatura se denominó intervalo fundamental. La escala termodinámica presente se denomina escala Kelvin y su único punto de definición es el punto triple del agua es decir 273,17 K (0,01 °C). El grado Kelvin actual no difiere del establecido originalmente en 1854. El punto de hielo corresponde a 273,15 en la escala Kelvin, que equivale al cero de la escala Celsius. No existen gases que obedezcan perfectamente a las leyes de los gases, pero a una presión de alrededor de una atmósfera, su comportamiento se acerca al ideal y sus escalas de temperatura se corresponden. Puede observarse la desviación de un gas con relación al comportamiento perfecto y efectuar las correcciones pertinentes. El termómetro de gas de volumen constante, que se utiliza para medir el incremento de presión, se tiene un medio por el cual puede establecerse con precisión la temperatura termodinámica.

El establecimiento de la escala termodinámica por la termométrica del gas es una técnica difícil que requiere de gran habilidad; por esto, se estableció la Escala Práctica Internacional de Temperatura que concuerda estrechamente con la escala absoluta, utilizando instrumentos para la determinación del punto fijo, que reproducen con precisión y comodidad las temperaturas dentro del alcance de la escala.

Instrumentos de medición Estos se pueden dividir en dos grupos: eléctricos y no eléctricos.

**Métodos no eléctricos**

- 1.- Termómetros de líquido, presión de vapor y gas
- 2.- Termómetro de tira bimetalica.
- 3.- Conos refractarios, pintura y lápices

**Métodos eléctricos**

- 4.- Pirómetro<sup>1</sup> de resistencia eléctrica
- 5.- Pirómetro de termopar
- 6.- (I) Pirómetro fotoeléctricos.  
(II) Pirómetros de radiación total.  
(III) Pirómetros ópticos

Los instrumentos relacionados en el número 6 miden la radiación emitida de varias formas.

Termómetro de líquido en tubo de vidrio El mercurio es el líquido más usado en los termómetros de vidrio, aunque también se utiliza otros líquidos, tales como el alcohol y el pentano, que poseen puntos de solidificación más bajos que el mercurio y no ocasionan contaminación al romperse el tubo.

Un incremento de temperatura hace que el líquido se dilate y ascienda dentro del tubo. Cuando se miden temperaturas que rebasan el punto de ebullición del mercurio (357 °C a la presión atmosférica), el espacio existente encima del líquido se llena con nitrógeno a presión, lo que hace subir el punto de ebullición y permite medir temperaturas de hasta 510 °C

---

<sup>1</sup> El pirómetro es un instrumento que se utiliza para la medición de altas temperaturas. Principio de medida: comparación de la radiación de; objeto incandescente a medir con la radiación conocida (calor) de un objeto de comparación .

Incorporando una nueva cavidad encima del bulbo, la cual debe llenar el mercurio antes de subir por el tubo, es posible variar la gama o alcance. En los termómetros de líquido tiene una capacidad calorífica considerable en los termómetros de vidrio y no responde inmediatamente a las variaciones rápidas de temperatura; el cristal que ha sido calentado y luego enfriado no recupera en seguida su volumen original, lo que tiene a producir una lectura lenta, aunque, en muchos casos, esta discrepancia es de poca importancia.

Los termómetros pueden clasificarse en "químicos" e "industriales"; los primeros se usan como normales en los laboratorios o para comprobaciones en plantas industriales siendo calibrados cuidadosamente u regularmente, cuando se hallan en uso, comparándolos con instrumentos patrón.

Los termómetros industriales pueden ir incorporados a tuberías o a otros aparatos para proporcionar indicaciones rutinarias de temperatura. Para reducir el riesgo de rotura, se monta a menudo en ellos un blindaje protector; por otra parte, puede dotársele de un tubo extralargo para sumergirlos en líquido caliente, o bien, estos termómetros pueden ser del tipo registrador para indicar las temperaturas máximas y mínimas. Siempre que es posible, los termómetros se calibran, normalizan y utilizan cuando están totalmente sumergidos hasta las lecturas, pero, en caso necesario, pueden normalizarse para inmersión parcial. Como todos los instrumentos de medición, debe aplicarse una tolerancia a la precisión de las lecturas. En el caso de los termómetros ésta se basa en un porcentaje del campo de la escala, pero también depende también de cómo se ha efectuado la división en grados. Por lo general, cuando más pequeña es la longitud de la escala para un grado, y mayor la gama de temperatura, más amplia es la tolerancia de presión. Existen tipos especiales que tienen un pequeño campo de escala, normalmente de 5°C con un intervalo de grado de 50 mm de longitud, los cuales pueden proporcionar valores estimados del orden de 0,001 °C a 0,002 °C cuando se emplean conjuntamente con un telescopio de poco aumento.



## LÍQUIDOS USADOS EN LOS TERMÓMETROS DE TUBO DE VIDRIO

LIQUIDO	GAMA (°C)	GAMA (°K)
Mercurio	- 35 a + 510	238 a 683
Alcohol	-80 a + 70	293 a 343
Tolueno	-80 a + 100	293 a 373
Pentano	-200 a +30	73 a 303
Creosota	-5 a +200	268 a 573

A continuación se resumen las características esenciales de los termómetros de líquido en tubo de vidrio.

### Características esenciales

- 1) Baratos
- 2) Sencillos
- 3) Fácilmente portátiles
- 4) Frágiles
- 5) No se necesitan instrumentos de indicación adicional
- 6) Pueden utilizarse únicamente donde son visibles las lecturas en el tubo.
- 7) Capacidad calorífica relativamente alta que ocasiona pérdida considerable de tiempo entre la variación de temperatura y la repuesta del termómetro.
- 8) No son adecuados para lectura a distancia
- 9) No son adecuados para mediciones de temperatura superficial

### Aplicación

**Sólidos.** El termómetro puede introducirse en un agujero lleno de mercurio o polvo de aluminio para asegurar una rápida conducción del calor. Son necesarias condiciones estables de temperatura en la zona de medición para asegurar lecturas precisas, y el volumen del agujero debe ser pequeño comparado con el volumen del sólido.

**Líquidos** Los termómetros se hacen comúnmente de dos tipos: de inmersión total y de inmersión parcial. Los termómetros de inmersión total se calibran para que den lecturas correctas cuando la columna líquida está completamente sumergida en el fluido que se mide. Como esto puede oscurecer la lectura, una pequeña porción de la columna puede permitirse que sobresalga con un pequeño error. Los termómetros de inmersión parcial se calibran para que den lecturas correctas cuando definida. Son inherentes menos precisos

que los del tipo de inmersión completa. Si la porción expuesta está a una temperatura diferente de la que se usó en la calibración, debe aplicarse una corrección. Las correcciones para los termómetros de inmersión completa y parcial se usan en condiciones diferentes de las que se supone que se determinan con precisión usando un termómetro especial diseñado para medir el promedio de temperatura del vástago emergente. Si no se dispone de este termómetro, puede estimarse la corrección suspendiendo un termómetro, auxiliar pequeño cerca del vástago del termómetro que se va a corregir, como en la figura 5-31.



fig 5-31

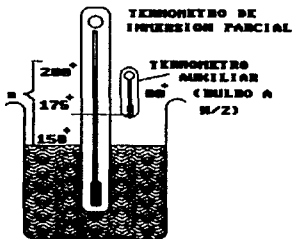


fig 5-31

Este termómetro auxiliar estima la temperatura media del vástago emergente. Cuando se usa un termómetro de inserción parcial a la inserción correcta, pero con la temperatura diferente en el aire que lo rodea con respecto a la original, la corrección puede calcularse de la siguiente forma

$$\text{Corrección} = 0.00009n(t_{\text{real}} - t_{\text{cor}}) \quad \text{°F} \quad [5-30]$$

donde

- $n$  = Número de grados de la escala equivalente a la longitud emergente del vástago, °F  
 $t_{\text{real}}$  = Temperatura del aire a la calibración, °F  
 $t_{\text{cor}}$  = Temperatura real del aire cuando se usa, °F del termómetro auxiliar.

Cuando se usa un termómetro de inserción total parcialmente sumergido, puede usarse la misma fórmula, excepto que  $t_{\text{real}} - t_{\text{cor}}$  se reemplaza por (lectura del termómetro principal) - (lectura del termómetro auxiliar). Para los termómetros Celsius la constante 0.00009 se convierte en 0.00016.

**Gases** Debido a que los gases son malos conductores del calor, los errores de lectura son causados por el intercambio de radiación entre el termómetro y las paredes del recipiente, que pueden estar a diferentes temperaturas respecto al gas. Para mejorar la precisión de medición, se utilizan resguardos de metal pulido alrededor del termómetro, un flujo forzado de gas o un dispositivo de ventilación. Debe evitarse condensación del vapor, ya que el calor latente de condensación puede ocasionar errores de lectura.

**Termómetro de líquido en tubo metálico** Dentro de la gama -40 °C hasta 650 °C, y particularmente cuando se requiere una indicación continua en posiciones alejadas hasta 65 m del punto de medición, los termómetros de líquido en tubo de acero ofrecen muchas ventajas. Estos instrumentos son del tipo de cubeta o bulbo y tubo capilar de Bourdon; se llenan con líquido a presión, midiendo la variación de volumen del líquido. El bulbo tiene una gran capacidad calorífica y está supeditado a una retardación considerable, pero ofrece la ventaja de ser mucho más robusto que el termómetro de vidrio.

### LIQUIDOS UTILIZADOS EN LOS TERMÓMETROS METÁLICOS

LIQUIDO	GAMA (*C)	GAMA (*K)
Mercurio	-39 a +650	234 a 923
Xileno	-40 a +400	233 a 673
Alcohol	-46 a +150	227 a 423
Éter	+20 a +90	293 a 363

El tubo de Bourdon puede ser espiral o helicoidal y al expansionarse el volumen del líquido bajo la influencia de un aumento de temperatura, tiende a enderezarse; el movimiento del extremo libre se transmite, através de una articulación a una aguja indicadora que se desplaza sobre una escala.

#### Características:

- 1) Escala aproximadamente lineal
- 2) Amplia gama de temperaturas.
- 3) Se dispone de mucha fuerza para accionar el tubo de Bourdon, con lo que se tiene un buen control de la aguja indicadora
- 4) El líquido puede mantener a presión elevada, lo cual reduce los errores de "columna"
- 5) No hay imprecisión debidas a variaciones de presión barométrica.
- 6) Los tubos capilares largos permiten grandes diferencias en los niveles del bulbo e indicador
- 7) Indicación de temperatura a distancia; los errores en el sistema pueden provenir de:
  - a) Errores de cero del tubo de Bourdon por ejemplo, si varia la temperatura del tubo, el indicador dará lecturas incorrectas. Esto puede compensar mediante una hálce bimetalica unida al indicador y que actúe en oposición al error.
  - b) Errores del tubo capilar debidos a la variación de temperatura. Este error puede reducirse por uno de los sistemas siguientes: un capilar con microagujero que asegure que cualquier variación de volumen es insignificante en comparación con el efecto de temperatura en el bulbo; o un segundo capilar situado junto al capilar principal, pero no unido al bulbo y que actúe sobre un segundo tubo de Bourdon conectado mecánicamente al Bourdon principal, en operación al error de temperatura. figura 5-32

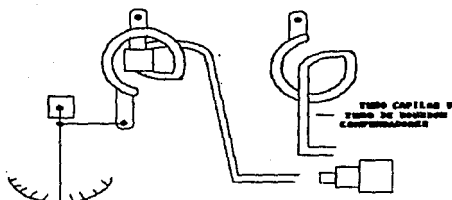


fig 5-32

- c) A la sección transversal del tubo capilar, puede darse la forma anular mediante la inserción de un alambre de "invar" a lo largo de toda su longitud; esto reduce el volumen cúbico cuando está expuesto a un cambio de temperatura, es exactamente igual a la variación de volumen en el espacio entre el alambre y las paredes del capilar. Otro método basado en el mismo principio consiste en la introducción de cámaras de compensación a intervalos a lo largo del tubo capilar. Estas cámaras son compensadoras tanto para el líquido que contienen, como para el líquido que hay en las porciones intermedias del tubo capilar fig 5-33.

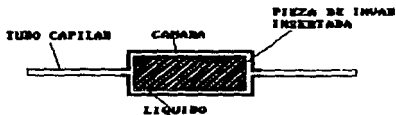


fig 5-33

**Precisión** Hasta 300 °C, es el orden de  $\pm 1/2\%$  del alcance de la escala, y, cuando se supera esta temperatura, de  $\pm 1\%$ .

**Bulbos y receptáculos** En los instrumentos, el tamaño del bulbo suele oscilar entre 25 mm y 375 mm de longitud, y entre 12 y 18 mm de diámetro, lo cual depende de las exigencias; al objeto de reducir al mínimo la pérdida de tiempo, la relación entre el área superficial y el volumen de líquido se hace lo mayor posible. Para

registrar variaciones pequeñas de temperatura, debe aumentarse el volumen de líquido en el bulbo; así, las gamas de temperatura bajas requieren longitudes de bulbo mayores. El aumento de longitud del bulbo se consigue con formas de bulbo especiales, con las que se mejoran la sensibilidad fig 5-34.

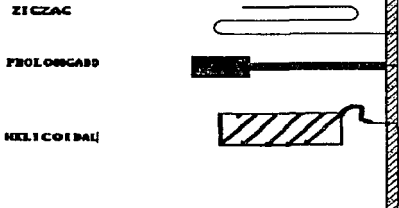


fig 5-34

El bulbo puede sumergirse directamente, en cuyo caso la respuesta del instrumento es algo mejor que en el termómetro de mercurio en tubo de vidrio, el cual a menudo requiere un receptáculo metálico para protección. Cuando el termómetro metálico se emplea en sistemas que trabajan a alta presión, por encima de 3,5 MPa, suele utilizarse un receptáculo que permite extraer el bulbo sin vaciar el sistema. Entre los metales y métodos empleados para disponer de una protección contra la corrosión, se hallan los receptáculos de latón, titanio y metal monel, y los especialmente revestidos.

**Termómetro de expansión de gas a volumen constante** En estos termómetros de bulbo capilar y tubo Bourdon, usados principalmente para medir temperaturas de líquidos. La variación de temperatura que percibe en virtud de la variación de presión de un gas inerte que llena el instrumento así, éste actúa como manómetro.

La principal ventaja de este instrumento es su respuesta rápida a una variación de temperaturas, ya que el gas tiene una capacidad calorífica mucho menor que los líquidos o sólidos.

Los gases poseen un coeficiente de dilatación cúbica mucho más elevado que los líquidos sólidos; por ejemplo, para el n, es  $3,6744 \times 10^{-3}$  y para el Ne,  $3,6617 \times 10^{-3}$ , valores que pueden compararse en el del Hg, que es  $0,181 \times 10^{-3}$  y con el del acero al carbono, que es

$0,033 \times 10^{-3}$ . Pero la relación entre el tamaño del bulbo y del capilar más tubo de Bourdon debe ser muy grande, si se quiere que los efectos de la temperatura ambiente sobre el último sean suficientemente pequeños para afectar la presión del instrumento.

#### Error capilar

- 1) Los errores del capilar aumentan con la temperatura del bulbo
- 2) Los errores del capilar disminuyen al aumentar la gama diferencial (temperatura máxima menos temperatura mínima).

Para compensar estos errores existen dos métodos:

- 1) Aumentar la gama diferencial
- 2) Aplicar un segundo capilar, uno auxiliar.

Mediante una compensación adecuada y un diseño cuidadoso, estos termómetros ofrecen las ventajas de la medición a bajas temperaturas, de un bulbo de tamaño pequeño en comparación, por ejemplo, con el de mercurio en acero, y de capilares largos (hasta 60 m).

La compensación del tubo Bourdon se efectúa por medio de una tira bimetalica; no se dan errores de "columna" pero las variaciones de presión barométricas o altitud hacen necesario el ajuste de lecturas a cero.

Precisión La precisión es de  $\pm 1/2 \%$  de la gama hasta los 320 °C y, por encima de esta gama de  $\pm 1\%$ .

Termómetros de presión de vapor Si se introduce un vapor, por ejemplo éter, en una cámara vacía. la presión en ésta aumenta debido a la presión del éter. Si se introduce más éter, continua subiendo la presión hasta que se alcanza un punto en que no se produce cambio de presión; entonces aparece en la cámara una pequeña cantidad de éter líquido, diciéndose que el vapor está saturado. Cuando existe líquido presente, se dice que el vapor no está saturado. El aumento o disminución del volumen de la cámara no da lugar a variación alguna en la presión de vapor, siempre que todavía exista líquido presente; así los vapores saturados no obedecen a la ley de Boyle por que su presión es independiente de su volumen. Análogamente, los vapores saturados no obedecen a la ley de Charles porque su presión varía groseramente de forma exponencial al variar la temperatura.

El termómetro de presión de vapor tiene un tubo de Bourdon con capilar y un bulbo parcialmente lleno de un líquido volátil tal como cloruro de metilo o anhídrido sulfuroso; el resto del sistema

está lleno de vapor. Un aumento de temperatura en el bulbo ocasiona una vaporización ulterior, causando el aumento de presión que origina el movimiento del tubo del Bourdon.

Un termómetro que supera las dificultades ambientales tiene el tubo Bourdon, el capilar y parte del bulbo llenos de un líquido que no se evapora fig 5-35 así se evita que el fluido volátil entre en el capilar y el tubo de Bourdon, pero este termómetro sólo puede utilizarse satisfactoriamente cuando el bulbo se encuentra en posición vertical.

TUBO CAPILAR

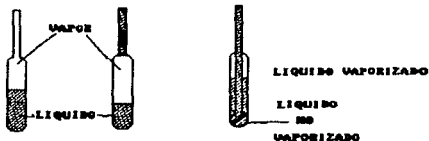


fig 5-35

LÍQUIDOS UTILIZADOS EN TERMÓMETROS DE PRESIÓN DE VAPOR

LIQUIDO	PUNTO DE EBULLICIÓN ( °C)	TEMPERATURA CRITICA (°C)	GAMA (°C)
Cloruro de metilo	-23,7	143,1	0-50
Éter dietílico	34,5	193,8	60-160
Alcohol etílico	78,5	243,1	90-170
Tolueno	110,5	320,6	150-250
Argon	-185,7	-122	-253



Los termómetros de presión de vapor son de costo inicial inferior al de los de mercurio en acero, pero debido a sus limitaciones son inadecuados para aplicación universal. Sus características principales son:

- 1) La escala no es lineal, lo que puede rectificarse mediante un sistema de palancas o eligiendo un instrumento cuya escala aproximadamente lineal en la sección media donde las lecturas de temperatura deben concurrir.
- 2) El alcance de la escala es del orden de 100°C, o menos, con una precisión, de hasta  $\pm 1\%$  del alcance diferencial; por ejemplo, con éter dietílico, va de 60 °C a 160 °C.
- 3) La retardación de estos instrumentos es mucho menor que en la mayoría de los demás tipos.
- 4) Pueden emplearse metales no ferrosos en todas sus partes.
- 5) Lectura a distancia hasta 65 m.
- 6) Corrientemente pueden medirse temperaturas entre -50°C y 310 °C, pero el alcance para la mayoría de los aparatos comerciales abarca desde 0°C hasta 250 °C.
- 7) Las variaciones normales de temperatura ambiente en el capilar y en el Bourdon no afectan apreciablemente la presión de la lectura sobre la escala, siendo ello prácticamente independiente de la longitud del capilar.
- 8) La altitud barométrica y los errores de "columna" se corrigieron reajustando la aguja indicadora.
- 9) Pueden utilizar tamaños de bulbo menores que para los termómetros de mercurio en acero del mismo alcance.
- 10) Cuando la introducción por ruptura de mercurio u otros contaminantes en la sustancia medida pueda ser perjudicial, por ejemplo, en alimentos, puede elegirse un líquido no nocivo.

**Termómetros de tira bimetalica.** Si se unen entre sí firmemente dos tiras de metales A y B con coeficientes diferentes de dilatación térmica,  $\alpha_A$  y  $\alpha_B$ , pero a la misma temperatura fig 5-36, un cambio de temperatura produce una diferencia de dilatación que si no se impide, hace que las tiras formen un arco circular.

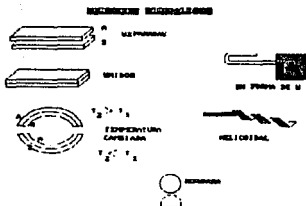


fig 5-36

$$\rho = \frac{t [3(1+m)^2 + (1+mn)(n^2+1/mn)]}{6(\alpha_A - \alpha_B)(T_2 - T_1)(1+m)^2} \quad [5-31]$$

donde

- $\rho$  = Radio de curvatura
- $t$  = Espesor total de la tira, 0.0005 pulg <  $t$  < 0.125 pulg en la practica
- $n$  = Relación de módulos elásticos,  $E_B/E_A$
- $m$  = Relación de espesores,  $t_B/t_A$
- $T_2 - T_1$  = Elevación de temperatura

En la mayor parte de los casos,  $t_B/t_A \approx 2$ , dando

$$\rho = \frac{2t}{3(\alpha_A - \alpha_B)(T_2 - T_1)} \quad [5-32]$$

La combinación de esta ecuación con las adecuadas relaciones de resistencia de los materiales permite el cálculo de las flechas de varios tipos de elementos en uso práctico. En esta forma también puede calcularse la fuerza de los elementos parcial o completamente sujetos. Para obtener resultados precisos se requiere el uso de factores determinados experimentalmente que pueden obtenerse de los fabricantes de elementos bimetalicos.

Muchos dispositivos interruptores o conmutadores, tales como los de termostatos, hornos, planchas eléctricas y lámparas intermitentes de coches, funcionan según este principio. Se usan también como sensores de temperatura o como compensadores,

metálicos, de presión de vapor y expansión de gas, en barómetros aneroides, y como compensadores de péndulos en algunos relojes.

Los termómetros bimetalicos usuales de aplicación industrial constan de una tira continua arrollada en varias hélices de comparación, una dentro de la otra; esta disposición ofrece la ventaja de ser compacta y de proporcionar a la vez la gran longitud de cinta requerida para el desplazamiento adecuado del indicador, confiriendo también la seguridad de que no se produzca desplazamiento lateral alguno del husillo de transmisión libre flotante, el cual así no necesita estar guiado por cojines efectivos.

Los termómetros de tira bimetalica en espiral se usan mucho para la medición de temperaturas ambientales de hornos, disponiéndose de tipos con pinzas de sujeción para comprobar la temperatura de tubos de agua caliente. Entre otras muchas aplicaciones para estos termómetros, cabe citar la medición de temperaturas de cámaras de vapor, asfalto, macadam alquitranado, pastas y pinturas.

#### Características esenciales

- 1) Baratos: utilizados a menudo en sustitución de los termómetros de líquido en tubo de vidrio.
- 2) Compactos: el volumen del metal utilizado en la envoltura de protección es pequeño; así la capacidad calorífica es baja, lo que reduce la retardación,
- 3) Robusto: buena resistencia al choque mecánico debido al husillo que flota libremente.
- 4) Completamente lineal en todo el alcance de temperatura
- 5) Alcance: baja temperatura, desde  $-30^{\circ}\text{C}$  hasta  $200^{\circ}\text{C}$ ; alta temperatura, desde  $0^{\circ}\text{C}$  hasta  $550^{\circ}\text{C}$ .
- 6) Precisión: (baja temperatura)  $1\%$  del alcance de la escala: (a la temperatura)  $2\%$  del alcance de la escala.
- 7) Pueden construirse con vástagos de muy pequeño diámetro, de hasta 4 mm. Las longitudes de vástago oscilan entre 75 mm para líquidos de calor específico y conductibilidad térmica bajo, por ejemplo agua, y 250 mm para aire y gas; para el aceite, la longitud requerida se encuentra entre estos dos límites.

Con gases secos, limpios y no corrosivos, los vástagos o husillos pueden perforarse para mejorar la respuesta; y para reducir las fugas de calor, puede utilizarse el acero inoxidable (13% de Cr), que tiene una conductibilidad baja.

Indicadores de la temperatura por el cambio de estado de los sólidos Esta forma de indicación de la temperatura se divide en dos grupos:

- 1) Cambio de la forma o de tamaño. Este grupo comprende los conos pirométricos, las barras termoscópicas, los registradores térmicos y los anillos.
- 2) Variación de color. Pintura y lápices.

**Conos pirométricos** Se construyen con varias mezclas de materiales, porcelana, arcilla, talco, feldespatos, cuarzo, etc., que se disponen en una serie numerada en correspondencia con las temperaturas de una gama que se extiende desde 600°C hasta 2000°C. Sobre una placa de refractario se monta un mínimo de tres conos diferentes puntos de fusión. La temperatura requerida viene indicada, cuando el cono elegido alcanza su punto extremo, es decir, cuando su punta establece justamente contacto con la placa fig 5-37.



fig 5-37

**Barras termoscópicas Holdcroft.** Se trata de cuatro barras pequeñas, de unos 55 mm de longitud y de sección cuadrada de 6 mm de lado, apoyadas horizontalmente en sus extremos y separadas entre sí unos 12 mm. La barra de número más bajo comienza a doblarse al aumentar la temperatura, viniendo indicada la temperatura requerida precisamente en el momento en que la barra elegida comienza a doblarse, sin que las otras barras queden afectadas. Campo aplicación, entre 600 °C y 1.550 °C.

**Registradores térmicos Watkins.** En principio, son similares a los conos indicadores. Se montan en un dispositivo de sujeción cinco pastillas cilíndricas de unos 9 mm de longitud por 6 de diámetro. Al calentarse, algunas de estas pastillas se fundirán; una de ellas empezará a fundirse por la superficie superior, mientras que las otras superficies no serán afectadas. Esta pastilla, justamente cuando empieza a fundirse superficialmente, indica la temperatura.

**Anillos Bullers.** Este método evalúa la temperatura por comparación del diámetro de un anillo de arcilla sin coser, antes y después de calentarlo. Se colocan en un soporte varios anillos de unos 64 mm de diámetro exterior y 22 mm de diámetro interior; luego se distribuye un cierto número de estos soportes en un horno secador. Los anillos se extraen durante el ciclo de calentamiento, se enfrían y se miden. Cuando se ha obtenido una contracción dada, se completa la cocción. Gama de aplicación,

entre 960 °C y 1400 °C.

**Pinturas y lápices.** Son útiles para calentamientos en pequeña escala de piezas de acero, soldaduras, para tratamiento de eliminación de tensiones y precalentamiento, etc. La pintura o lápiz cambia de color o de aspecto a una temperatura fijada.

Los conos, barras, registradores y anillos se utilizan en estufas de tratamiento térmico para objeto cerámicos, muelas, ladrillos, refractarios, porcelana eléctricas, loza, materiales sanitarios, tejas y porcelana etc., midiéndose las temperaturas con una precisión de unos  $\pm 10$  °C.

Con frecuencia se usan conjuntamente con un pirómetro, el cual dará la temperatura real a lo largo de un ciclo de calentamiento, en un punto particular del horno o estufa, y actuará como elemento de comprobación de la velocidad de calentamiento, que no debe ser demasiado rápida si se quieren obtener productos correctamente cocidos.

**Termopares** En determinadas circunstancias, el calor puede transferirse en energía eléctrica, o viceversa. Este proceso termoelectrico reversible no debe confundirse con la conversión irreversible de la energía eléctrica en calor (efecto Joule) que tiene lugar cuando una corriente eléctrica pasa por una resistencia causando un incremento de temperatura en la misma.

Quando dos metales distintos están en contacto uno con otro, existe siempre una diferencia de potencial entre ellos. Incluso en un solo metal exista un gradiente de potencial si hay un gradiente de temperatura.

Así, si se unen dos metales distintos para formar un circuito cerrado (termopar) y se mantiene una unión a temperatura diferente de la otra, circulará espontáneamente una corriente eléctrica a través del circuito. Esto se denomina efecto Seebeck. La magnitud de la corriente y su dirección depende de las características termoelectricas de los dos metales en cuestión y de la temperatura de sus uniones.

La variación de la f.e.m. del termopar con la temperatura se refleja en la curva de la figura 5-38, la cual se refiere al termopar tungsteno/molibdeno.

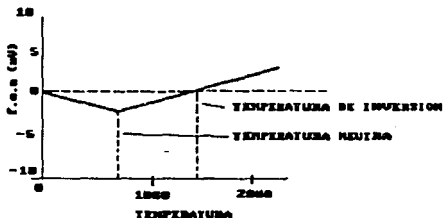


fig 5-3a

En este caso cuando la temperatura de la unión fría se mantiene constante a 0 °C, un incremento de temperatura de temperatura en la unión caliente produce un aumento de la fuerza electromotriz en sentido negativo, alcanzando esta f.e.m. su valor máximo a unos 800°C, aproximadamente; este valor máximo se denomina temperatura neutra. Un incremento ulterior de la temperatura hasta unos 1200°C reduce a cero la f.e.m.; esto se denomina temperatura de inversión. A partir de este punto, la f.e.m. se vuelve positiva. Si se utiliza un pirómetro termoelectrónico para medir una gama de temperaturas en la que se halla la temperaturas en la que se halla la temperatura neutra para el termopar, dos temperaturas diferentes darán el mismo valor para la f.e.m.; así una gama de temperaturas debida por un termopar no debe incluir su temperatura neutra o la de inversión.

La f.e.m. producida está formada en su totalidad por una parte debida al efecto Peltier, que se localiza en cada unión y otra, (usualmente mucho menor), causada por el efecto Thomson, que se distribuye a lo largo de cada conductor entre las uniones. Se supone que las fem del efecto Peltier son proporcionales a la temperatura de la unión mientras que las fem por efecto Thomson son proporcionales a la diferencia entre los cuadrados de las temperaturas de las uniones.

Para el voltaje total, la ecuación toma la forma

$$E = C_1(T_1 - T_2) + C_2(T_1^2 - T_2^2) \quad [5-33]$$

Por ejemplo, los pares termoelectricos de cobre y constantán dan:

$$E = 3.75(T_1 - T_2) - 0.045(T_1^2 - T_2^2) \quad [5-34]$$

donde

$E$  = voltaje total,  $\mu V$

$T_1, T_2$  = temperatura absoluta de la unión,  $^{\circ}K$

Infelizmente, las suposiciones que se hicieron en el análisis mediante el cual se dedujo la ecuación 5-33, no se satisfacen con exactitud en la practica; por tanto, las ecuaciones como la 5-34 no pueden usarse comúnmente para predecir con precisión las temperaturas de los voltajes medidos; más bien, los materiales para los pares termoelectricos deben calibrarse dentro del intervalo completo de temperaturas en el que se va a usar.

Ley de las temperaturas intermedias Esta ley se refleja en la figura 5-39. Consideremos un termopar dado con una fem  $E_1$ , una unión fría a  $0^{\circ}C$  y una unión caliente a  $500^{\circ}C$ .

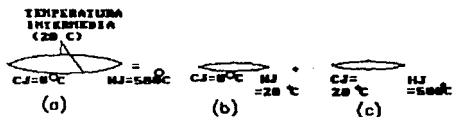


fig 5-39

El termopar es la suma de dos termopares similares, uno con una unión fría a  $0^{\circ}C$  y una unión caliente a  $500^{\circ}C$ . El termopar es la suma de dos termopares similares, uno con una unión fría a  $0^{\circ}C$  y una unión caliente a  $20^{\circ}C$  y el otro, con una unión fría a  $20^{\circ}C$  y una unión caliente a  $500^{\circ}C$ . Las fem para estos dos pares se designa por  $E_2$  y  $E_3$ , respectivamente. Así,

$$E_1 = E_2 + E_3 \quad [5-35]$$

Esta ley se utiliza cuando se efectúan correcciones en las lecturas del termopar por ser la temperatura de la unión fría diferente de la temperatura a la cual se calibró el termopar.

Aplicaciones de los termopares Debido a su seguridad de respuesta y sensibilidad el par se utiliza para definir la escala de temperaturas practica internacional en el gama de 630,74 °C hasta 1064 °C.

Tipo	Termopar	Estabilidad aproximada por milésimas (°C)	Gama de temperatura normal (°C)	Temperatura máxima (°C)	Características de aplicación
Metal base	Cobre/constantan	0,05	-200 + 400	+ 600	Alta resistencia a la corrosión por humedad condensada
Metal base	Hierro/constantan	0,05	-200 + 800	+ 1000	Por su poco costo que resiste la oxidación y los ataques reductores
Metal base	Cromoel/Alumel	0,04	-200 + 1200	+ 1350	Resiste los ataques oxidantes.
Metal preciso	Platino/ platino 90% o Rodio 10%	0,005	0 + 1400	+ 1700	Resiste la oxidación, pero la faja queda afectada por la presencia de azufre, carbono o silicio en una atmosfera

Termómetro de resistencia Los detectores resistencia-temperatura o termómetro de resistencia, emplean un elemento sensible de alambre de platino, cobre o níquel extremadamente puros que suministran un valor de resistencia definido para cada temperatura dentro de su rango. La relación entre temperatura y resistencia de conductor en el rango de temperatura cerca de 0 °C se puede calcular de la ecuación

$$R_t = R_{ref}(1 + \alpha \Delta t) \quad [5-36]$$

donde

$R_t$  = Resistencia del conductor a la temperatura  $t$  (°C)

$R_{ref}$  = Resistencia a la temperatura de referencia, normalmente 0°C

$\alpha$  = Coeficiente de temperatura de la resistencia

$\Delta t$  = Diferencia entre la temperatura de referencia y la de operación



En todos los casos los conductores metálicos tienen un coeficiente de temperatura positivo de resistencia de tal forma que su resistencia se aumenta con el incremento de la temperatura. Algunos materiales, tal como el carbón y el germanio, tienen un coeficiente de temperatura negativo de resistencia lo cual significa que la resistencia decrece con un incremento de la temperatura. Se desea un valor alto de  $\alpha$  en los elementos sensores de temperatura de tal forma que opera un cambio sustancial en la resistencia para cambios relativamente pequeños de la temperatura. Este cambio en la resistencia ( $\Delta R$ ) se puede medir con un puente de Wheatstone, el cuál se puede calibrar para que indique la temperatura que causó el cambio de resistencia en vez de señalar el cambio de resistencia.

La figura 5-40 muestra la variación de la resistencia con la temperatura para varios materiales de uso común. El gráfico muestra que la resistencia del platino y del cobre aumenta casi linealmente con el incremento de la temperatura, mientras que la característica para el níquel es decididamente no lineal.

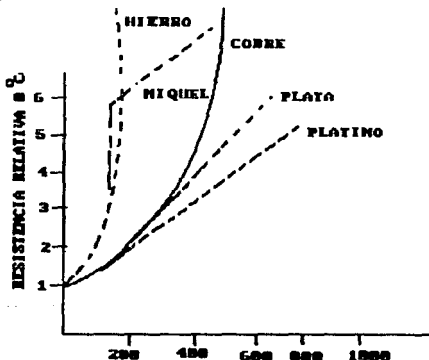


fig 5-40

La siguiente tabla resume las características de los materiales mas usados en la resistencia.

### ELEMENTOS DE LOS TERMÓMETROS DE RESISTENCIA

TIPO	RANGO DE TEM- PERATURA	EXACTITUD	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Platino	-300°F a + 1,500°F	± 2°F	Bajo costo Alta estabilidad Amplio Rango de operación	Responde en el tiempo relativamente bajo (15 seg) No los usan como los termómetros de cobre
Cobre	-325°F a +250°F	± 0.5°F	Alta sensibilidad Alta exactitud en el rango de temperaturas ambiente Alta estabilidad	Rango de temperatura limitado (a 250°F)
Níquel	+32°F a +150°F	± 0.5°F	Larga vida Alta estabilidad Alto coeficiente de temperatura	Más no usual que el cobre Rango de temperatura limitado (a 150°F)

**Termistores** Los átomos metálicos comparten mutuamente sus electrones de valencia. Así estos electrones están estado de movimiento continuo a través del metal, ya que se desplazan de un átomo a otro; los electrones se sienten "libres". Al aumentar la temperatura, se incrementa la vibración de los átomos en el retículo metálico, aumentando también el volumen del espacio ocupado por aquellos, dificultándose de este modo cada vez más el flujo de electrones a través del retículo. Los electrones de valencia en los semiconductores (termistores) están más firmemente unidos a sus átomos, pero el incremento de temperatura permite que algunos de ellos se liberen y fluyan; así, este incremento de temperatura hace disminuir la resistencia eléctrica por mejorar las condiciones para el flujo. Los elementos del termistor utilizados para la medición de la temperatura tienen coeficientes de resistencia con la temperatura mucho mayores que el cobre o el platino, pues, a 25 °C, el platino es 0,0036, y el de los termistores en general es de -0,045. La resistividad es también muy superior a la de cualquier metal puro; así, con extraordinariamente sensibles a pequeñas variaciones. En la figura 5-41 se muestran las curvas típicas de relación de resistencia.

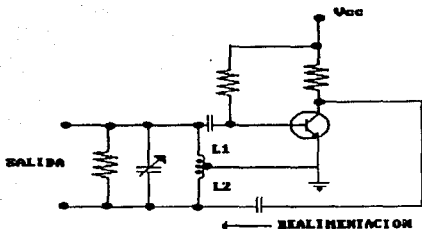


fig 5-41

Los semiconductores poseen una relación temperatura-resistencia exponencial, de la forma siguiente

$$R = ae^{b/x} \quad [5-37]$$

donde

R = Resistencia (ohmios)

k = Temperatura absoluta

e = base neperiana

a y b = son constantes sobre una pequeña gama de temperaturas

Quando está desequilibrado, el circuito en puente de Wheatstone ordinario tiene un voltaje de salida que es hiperbólico con respecto a la variación de resistencia de un brazo particular. Equilibrado cuidadosamente las características no lineales del termistor y del puente, es posible tener una respuesta lineal en la escala sobre una pequeña gama de temperaturas.

Dentro de una variedad de materiales semiconductores, el más usado es el germanio conteniendo proporciones exactas de arsénico, palio o antimonio, debido a que, al revés de muchos otros semiconductores, es muy estable y su desviación a partir del calibrado es pequeña también muestra una disminución considerable de resistencia al aumentar la temperatura.

La gama de temperaturas medidas con los termistores es  $-250^{\circ}\text{C}$  a  $650^{\circ}\text{C}$ , aunque es posible medir temperaturas más bajas y más

altas. Bajo condiciones de laboratorio rigurosamente controladas, pueden efectuarse mediciones precisas entre 0,001 °K y unos 4 °K.

Se fabrican aparatos que funcionan con batería y otros alimentados con corriente de la red de suministro; en los dos casos pueden ser portátiles o fijos y con márgenes de escala tan reducidos como 10 °C y subdivisiones de 1 °C. Debido a su gran resistividad, es posible disponer de elementos de termistor muy pequeños, los cuales permiten la medición de temperatura punta. Cuando hace falta, pueden emplearse instrumentos de lectura continua, en la forma de unidades de canal único o múltiple. Los termistores son de configuración diversa: sondas, listones, varillas y discos; algunas veces se utilizan sin protección, pero normalmente van revestidos de vidrio o colocados dentro de una cápsula de metal. Los discos y las varillas se usan más como elementos de medición donde no tenga importancia el retardo de respuesta, como compensadores de temperatura y para el control de voltaje y potencia en los circuitos electrónicos.

Para la medición de temperatura superficiales de metales, gases y líquidos, se utilizan sondas de metal y vidrio de diámetro inferior a 2 mm.

**Sondas de vidrio** Se construyen con vidrio especialmente endurecido y se calibran sobre superficies metálicas o en líquidos. Son muy adecuadas para materiales o líquidos que son malos conductores del calor y que tienen baja capacidad calorífica, por ejemplo, materiales aislantes, polvos, plásticos, textiles, superficies barnizadas o pintadas. Se utilizan para comprobación de piezas pequeñas como transistores, bobinas, escobillas de fricción y cables en tensión, siempre que se tomen las precauciones debidas.

**Sondas metálicas** Estas se calibran directamente sobre superficies metálicas o en líquidos o gases, utilizándose para comprobar temperaturas superficiales, por ejemplo, en escalas y piezas muy pequeñas. Debido a su reducido diámetro, la cantidad de calor extraído de la superficie a ensayar es insignificante, por lo que apenas afectan a la temperatura de la pieza. Las sondas metálicas son especiales útiles en la industria de la alimentación, ya que aquí no puede admitirse la contaminación que produciría la rotura de la sonda de vidrio. En los materiales blandos pueden insertarse sondas especiales de tipo de aguja de acero inoxidable.

Los termistores de germanio son muy estables, aunque después del calibrado tienen tendencia a desviarse con el tiempo. No obstante, puede obtenerse una estabilidad del orden de 0,1 °C por año. Para mantener el calibrado, el instrumento no debe utilizarse más allá de los límites de su gama de temperatura, debiendo evitarse las vibraciones y tensiones.

Para medir piezas que vibran ligeramente, se utilizan sondas especiales.

Medición de la temperatura por detección de la radiación Un cuerpo que irradia calor con una intensidad dada emite un espectro o campo de radiación de longitudes de onda variable, pero, al descender la temperatura, desciende también la intensidad de radiación. La disminución en la intensidad de radiación va acompañada del correspondiente incremento de longitud de onda de tal radiación. Si la temperatura del cuerpo aumenta, la intensidad de radiación también aumenta, y la longitud de onda media de esta radiación decrece. A unos 500 °C, algunas de las longitudes de onda de la radiación son suficientemente pequeñas para constituir luz visible y el cuerpo comienza a ponerse incandescente un nuevo aumento de la temperatura incrementa la promoción de longitudes de onda luminosa emitidas, y, cuando el cuerpo alcanza el rojo, emite a la vez radiación infrarroja (calor) y toda la gama de radiación visible (luz). A temperatura elevadas, también se emite una pequeña cantidad de radiación ultravioleta, que posee longitudes de onda uniformes más corta que la luz visible, aumentando la proporción de estas radiaciones con la temperatura como lo muestra la fig 5-42.

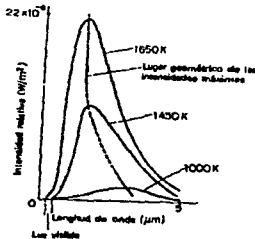


fig 5-42

**Cuerpo negro** El calor se transmite normalmente por conducción, convección y radiación combinadas.

La transmisión por conducción requiere un material por el cual el calor puede fluir, y la transmisión por convección requiere el desplazamiento de un material calentado. La radiación no requiere medio alguno para transmisión del calor; así, se suspende un cuerpo radiante en el vacío, todo el calor perdido o ganado por este cuerpo lo será por radiación, ya que la conducción y la convección no tienen lugar en el vacío.

De la misma forma, si la superficie del cuerpo fuese reflector perfecto, la cantidad de calor en el mismo no variaría con lo que así permanecería a temperatura constante. Debe ponerse de manifiesto que tales condiciones no se presentan en la práctica, aunque pueden fabricarse superficies altamente reflectoras.

Un cuerpo que es capaz de absorber todas las radiaciones que inciden sobre él, sin reflejar ni transmitir ninguna, se denomina "cuerpo negro", dependiendo esta facultad del estado de su superficie. Bajo condiciones similares, un cuerpo negro absorberá y cederá calor más rápidamente que otro cuerpo.

Las superficies que absorben fácilmente la radiación, poseen las características siguientes:

- 1.- Color: cuanto más se acerque al negro, mejor absorberá las radiaciones.
- 2.- Acabado superficial una superficie mate o rugosa absorbe mejor la radiación que una brillante y lisa, cualquiera que sea el color.

El calor radiado por un cuerpo negro se caracteriza únicamente por su temperatura; prácticamente, cualquier espacio casi cerrado por completo, como el interior de un horno de mufla, cumple con las exigencias de radiación del cuerpo negro. Así, si puede medirse la radiación que sale por una pequeña abertura de un horno, los resultados indicarán la temperatura del interior del horno. Para esta finalidad se emplean pirómetros de radiación total.

Un cuerpo que no irradia como un cuerpo negro, emite calor radiante y la relación entre esta radiación y la del cuerpo negro se denomina *poder emisivo total* de la superficie. Así, puede decirse que un cuerpo negro posee un poder emisivo de uno mientras que los cuerpos que reflejan o transmiten parte de la radiación que reciben tienen un poder de emisión inferior a uno.

Si

- E = Radiación que incide sobre el cuerpo ( $W/m^2$ )
- a = Fracción de energía radiante absorbida por el cuerpo
- e = Poder emisivo total

$$e = \frac{dE}{E} \quad [5-38]$$

Ley de Stefan-Boltzman La energía total irradiada por un cuerpo negro es sólo características de su temperaturas absoluta, y es proporcional a la cuarta potencia de esta temperatura, Si E = energía total por unidad de superficie y por unidad de tiempo, tenemos

$$E \text{ proporcional a } K^4 \\ E = \sigma K^4 \quad [5-39]$$

siendo  $\sigma$  la constante de Stefan, que vale  $\sigma = 5,7 \times 10^8 \text{ WK}^4/\text{m}^2$  aproximadamente, donde K es la temperatura absoluta.

En la práctica, el pirómetro, además de recibir calor de la fuente de radiación, irradia calor a la fuente; por esto, la radiación neta que afecta al pirómetro, es:

$$E = \sigma(K_1^4 - K_2^4) \quad [5-40]$$

donde  $K_1$  es la temperatura del pirómetro, y  $K_2$ , la de la fuente de radiación: como la cuarta potencia de  $K_1$  es pequeña en comparación con la de  $K_2$ , puede despreciarse.

Si el poder emisor del cuerpo a una temperatura dada es  $e$ , tenemos

$$E = \sigma e K^4 \quad [5-41]$$

Puede hallarse la temperatura de un cuerpo que irradia en espacio abierto se conoce el poder emisor de su superficie.

Si K es la temperatura verdadera y  $K_0$  es la temperatura aparente tomada con un pirómetro de radiación situado de modo que el cuerpo ocupe todo el campo visual, resulta

$$E = \sigma K_0^4 \quad [5-42]$$

La energía recibida por el pirómetro es igual a la cantidad de energía que el mismo recibirá de un cuerpo negro perfecto que irradia a temperatura  $K_0$ , Esto es, a una temperatura inferior a la del cuerpo que se está midiendo. Así, igualando las ecuaciones 5-41 y 5-42 tenemos

por tanto

$$\sigma K_1^2 = \sigma K_2^2 \quad \text{o sea} \quad K^2 = K_2^2 / \sigma \quad [5-43]$$

$$K = \frac{K_2}{\sqrt{\sigma}} \quad [5-44]$$

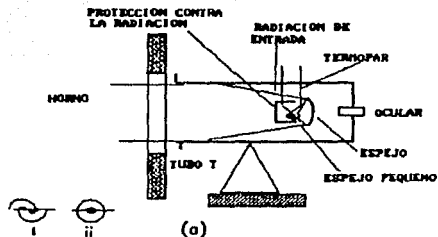
**Pirómetro de radiación total** Los pirómetros de radiación total se utilizan principalmente en la gama de 700-2000°C. La ventaja de la mayoría de los tipos que no están en contacto con el cuerpo caliente. Miden todas las radiaciones emitidas desde el cuerpo caliente y están calibrados para condiciones de cuerpo negro. Se enfocan la radiación emitida por el horno sobre la unión caliente de un termopar, o termopila, o elemento de resistencia de platino que ha sido ennegrecido para mejorar su facultad de absorber energía radiante.

**Pirómetro Fery de radiación total** Las características de un pirómetro Fery son:

- a) Un tubo en T ennegrecido, abierto por un extremo para recibir la radiación, y provisto de un ocular ajustable E situado en el otro extremo.
- b) Un termopar C, protegido contra la radiación incidente, que lleva un disco de cobre ennegrecido como objetivo.
- c) Un espejo cóncavo M, para proporcionar la máxima reflexión de radiación sobre el par y agujero en su centro para permitir que la luz alcance el ocular. La posición del espejo puede ajustarse mediante una cremallera y un pifón.
- d) Dos pequeños espejos planos con semicírculos cortados en sus bordes; van montados entre el par y el espejo, estando inclinados ligeramente respecto al plano vertical. El agujero resultante, que es menor que el objetivo, permite que la radiación procedente de M alcance el par.

El pirómetro se sitúa cuidadosamente alineado con la abertura de la puerta del horno y lo más cerca posible para reducir la absorción de radiación por la atmósfera. El ocular se ajusta para enfocar el objetivo y el espejo cóncavo se ajusta para enfocar las radiaciones del horno sobre dicho objetivo. La función de los pequeños espejos es servir de ayuda para efectuar el enfoque. Cuando la radiación no está enfocada sobre el objetivo, los espejos aparecen según se indica en i; cuando se consigue el enfoque, se ven como en ii.





Pirómetro de Foster Es un instrumento de termopar de enfoque fijo figura 5-43 dispuesto de tal manera que siempre que el cono de radiación llene el tubo, la distancia entre el pirómetro y la fuente carece de importancia.

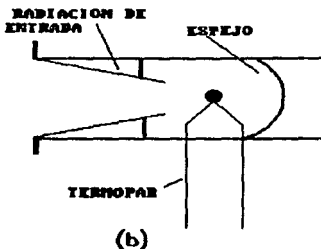


fig 5-43

Pirómetro de superficie Este pirómetro (fig 5-44) está destinado especialmente a la medición de temperaturas de superficies al descubierto. También se usa para determinar el poder emisivo total de una superficie. El poder emisivo de una superficie

puede alcanzarse con estrecha aproximación a las condiciones de un cuerpo negro. Cuando hace falta para determinar el poder emisor de una superficie dada, puede insertarse una pieza semiesférica negra, la cual se fija dentro del horno. Se efectúan dos lecturas, una con el reflector descubierto y otra cuando el reflector está cubierto por la pieza semiesférica negra. Se obtienen así las temperaturas verdadera y aparente de la superficie, pudiéndose determinar el poder de emisión.

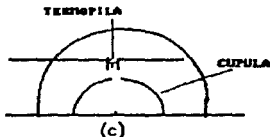


fig 5-44

#### fuentes de error

- 1.- La presencia de gas, llama humo o vapores entre el cuerpo radiante y el pirómetro, reduce la cantidad de radiación que recibe el aparato.
- 2.- Radiación absorbida entre el cuerpo y el instrumento.
- 3.- Deficiencia de la fuente decrece con el cuadrado de la distancia desde la fuente, pero el área del cono de radiación que recibe el instrumento aumenta en la misma proporción dentro de límites del tamaño de la fuente.
- 5.- Sobrecalentamiento del pirómetro. Cuando la temperatura es elevada debido a las condiciones de funcionamiento, por ejemplo, cuando el pirómetro está permanente fijado a un horno, los instrumentos se refrigeran con el agua. La precisión de los pirómetros de radiación total del orden de  $\pm 2\%$  del alcance de la escala.

Pirómetro Óptico Las curvas dibujadas en la figura de emisión de cuerpos radiantes, indica que un cuerpo radiante emite un espectro de longitudes de onda de radiación, y que la longitud de onda a la que se emiten la energía máxima se hace más corta al aumentar la temperatura. Esto se aprecia por el desplazamiento de los picos de las curvas hacia la izquierda del diagrama. Otra parte, la cantidad de energía emitida en la longitud de onda de energía máxima también aumenta al subir la temperatura.

Si  $\lambda_m$  es la longitud de onda de la radiación máxima y K es la temperatura absoluta, se tiene que

$$\lambda_m \text{ es proporcional a } 1/k$$

esto es,  $\lambda_m$  es inversamente proporcional a K.  
Por tanto

$$\lambda_m K = \text{constante}$$

Esto es la ley de desplazamiento de Wien. La segunda ley de Wien establece que  $E_m$  es proporcional a  $k^5$ , esto es,  $E_m = \text{constante} \times K^5$  donde  $E_m$  es la energía emitida a la longitud de onda  $\lambda_m$ . Wien y Plack han desarrollado también fórmulas que permiten determinar la energía emitida por un cuerpo caliente a una longitud de onda dada.

Los pirómetro ópticos se basan en la comparación de energía emitida por un cuerpo caliente a una longitud de onda con la emitida por un lámpara calibrada de cuerpo negro. Se aplican en la gama de 600 °C a 3000 °C. La intensidad de la luz roja de longitud de onda aproximada 0,65  $\mu\text{m}$  se contrasta con una fuente de luz calibrada en el pirómetro de desaparición de filamento de Féry que es el instrumento más utilizado fig 5-45. Debe recordarse que la luz es simplemente la forma visible de la radiación electromagnética y que la luz roja posee la mayor longitud de onda, siendo, por tanto, el primer signo visible de radiación.

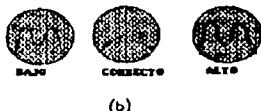
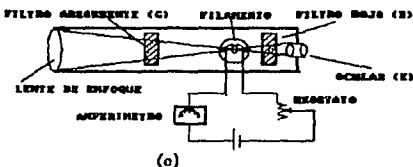


fig 5-45

El pirómetro tiene la forma de un lente telescópico. La lente enfoca la radiación procedente de la fuente en el plano del filamento F; el ocular E puede también enfocarse en el mismo plano, y el filtro rojo intercambiable R evita que toda la radiación procedente de la fuente caliente, a excepción de la rija, llegue al ojo. baterías, el reóstato y el amperímetro que lleva una escala de temperatura, están todos incorporados en el instrumento. La corriente que pasa por el filamento es demasiado baja, éste emitirá radiación de menos intensidad que la de la fuente; así, aparecerá oscuro contra un fondo brillante. Cuando la corriente es excesiva, el filamento aparecerá más brillante que el fondo pero, cuando pasa la corriente precisa, el filamento "desaparece" sobre el fondo, debido a que está radiando a la misma intensidad que la fuente.

Para temperaturas de hasta 800 °C, puede sacarse el filtro rojo.

El amperímetro posee dos escalas superpuestas, una para las temperaturas más bajas, de hasta 1300 °C, y la otra, para las temperaturas elevadas, desde 1000 hasta 1800°C. Cuando se utiliza la escala de temperaturas altas, se coloca, entre la lente O y el filamento, un filtro absorbente de color de transmisión conocido, lo cual permite utilizar la misma lámpara para las temperaturas más elevadas sin sobrecargar su filamento.

Otro tipo de pirómetro óptico equipara la longitud de onda "roja" que proviene del cuerpo caliente con la radiación de longitud de onda similar emitida por una lámpara eléctrica previamente calibrada.

**Poder emisorio espectral** El color de un cuerpo afecta a su facultad de absorber radiación. Un cuerpo de un color dado, por ejemplo, azul, absorbe toda la radiación luminosa que incide sobre él, excepto la que corresponde a la longitud de onda azul. Esta longitud de onda es reflejada desde el cuerpo y produce en el cerebro del observador una sensación azul. Un cuerpo que sólo absorbe débilmente una longitud de onda determinada, de onda determinada, sólo puede emitirla débilmente; así el poder de emisión a esta longitud de onda es inferior a uno.

La relación entre la energía emitida por el cuerpo a una longitud de onda determinada y la energía emitida por un cuerpo negro a las mismas longitud de onda y temperatura, se denomina poder emisorio espectral  $e_\lambda$ , debiéndose tener en cuenta un margen para él cuando se utilizan pirómetros ópticos. La corrección requerida suele ser menor que para un pirómetro de radiación total, siendo más preciso los valores de temperatura obtenidos.

Como en el caso de los pirómetros de radiación total, existe una relación entre las temperaturas verdadera y aparente, la cual viene dada por la ecuación

$$\frac{1}{K} - \frac{1}{K_a} = \frac{\lambda \log_{10} e_\lambda}{6245} \quad [5-45]$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la luz roja, aproximadamente  $0,65 \mu\text{m}$ , y  $e_\lambda$  es el poder emisorio espectral a esta longitud de onda.

**Fuentes de error** Son similares a las que afectan a los pirómetros de radiación total. La precisión de los pirómetros ópticos es del orden de  $\pm 10^\circ\text{C}$  en la gama superior.

**Pirómetro fotoeléctrico** Todos los instrumentos descritos hasta aquí dependen, para el funcionamiento del sistema de medición, de la variación de temperatura del sensor indicada, ya sea como respuesta (termómetro de bulbo, termoparas, etc.), ya sea como dispositivo de equiparación (pirómetro de filamento).

Las células fotoeléctricas no funcionan según este principio, sino según las variaciones que tienen lugar al incidir la luz sobre determinados materiales. De los tres tipos de células

fotoeléctricas, la fotomesiva, la fotoconductorora y la fotovoltaica, esta última es la que más se utiliza en la medición de temperaturas. Se trata de la célula solar de silicio usada para convertir la luz solar en electricidad en los vehículos espaciales; también se ha propuesto como medio de proporcionar la energía necesaria para accionar vehículos en climas calurosos y soleados. Posee la ventaja de proveer corriente sin batería, la figura 5-46.

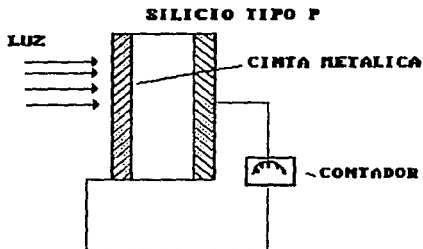


fig 5-46

El mecanismo del proceso es el siguiente: cuando incide luz sobre la célula, se liberan electrones del tal forma que se crea una fem en un circuito conectado a la misma; se deja que esta fem actúe sobre una resistencia de carga de unos  $500\Omega$ , midiéndose la corriente por medio de un galvanómetro de desviación o un potenciómetro autoequilibrado.

Las células fotoeléctricas no responden a la luz de todas las longitudes de onda, sino solamente a aquellas inferiores a un cierto valor crítico, el cual depende del material que se irradia. Por debajo de la longitud de onda crítica, la respuesta mejora al decrecer la longitud de onda y también aumenta con la intensidad de radiación.

La disposición de los pirómetros fotoeléctricos es similar a la de los ópticos y a la de los de radiación total, usándose termistores para compensar las variaciones de temperaturas ambiental entre  $0$  y  $80^{\circ}\text{C}$ .

Las desventajas de este tipo de pirómetro incluyen: gran precisión ( $\pm 0,2\%$  de la escala de temperatura), estabilidad (esto

es, poca desviación con el tiempo respecto al calibrado), y velocidad de respuesta, que es del orden de un milisegundo, por lo que este instrumento es muy adecuado para control automático. El poder emisor espectral afecta a la precisión de lectura, por lo que debe tenerse en cuenta un margen para ello. Los pirómetros fotoeléctricos son particularmente adecuados para la medición de pequeñas fuentes de radiación y pueden utilizarse eficazmente a una mayor distancia del cuerpo que los otros pirómetros. Poseen también la ventaja de una buena sensibilidad en el rojo o cerca del infrarrojo, respondiendo mejor a las longitudes de onda comprendidas entre 0,5 y  $1\mu\text{m}$ .

Fuentes de error Estas son similares a las de los otros pirómetros, pero, además pueden introducir errores por incidencia de luz sobre el cuerpo caliente desde una ventana u otra fuente. Esto constituye un peligro particular cuando se efectúan mediciones al descubierto, especialmente si la superficie del material es muy reflectora, y también, cuando la temperatura es baja, ya que esto incrementa la influencia de cualquier luz reflejada.

Con estos instrumentos se pueden medir corrientemente temperaturas superiores a los  $700^{\circ}\text{C}$ , aunque con precauciones contra la luz reflejada, etc., pueden medirse temperaturas inferiores. No existe límite conocido para la temperatura superior, pero, por encima de los  $2000^{\circ}\text{C}$ , empieza a surgir problemas de calibrado.

Además del silicio, se usan a veces otros materiales que reponen a diferentes bandas de longitud de onda.

**VISCOMETRÍA** Se entiende por viscosidad la "pegajosidad" de un fluido, la cual deriva de la cohesión e interacción entre las moléculas del mismo. Es una medida de la resistencia al cizallamiento del fluido que se desplaza, ya sea al moverse un cuerpo en su seno, o bien al moverse tal fluido alrededor de un cuerpo.

La variación de presión y de temperatura afectan a la viscosidad, pero mientras que un cambio de presión la afecta sólo en una proporción despreciable, los cambios de temperatura dan lugar a variaciones considerables. Debe tenerse en cuenta que la viscosidad de los líquidos decrece al aumentar la temperatura, mientras que en los gases se incrementa.

La presencia de viscosidad representa que un fluido ofrece una determinada resistencia al movimiento, y que los objetos que se mueven en el seno de un fluido viscoso alcanzan prontamente el reposo, a menos que se aplique una fuerza que mantenga el movimiento. En la práctica cuando es necesario que un cuerpo se

mueva en el seno de un fluido viscoso,, hace falta que una gran proporción de la fuerza disponible quede destinada a contrarrestar los efectos de la viscosidad. por tanto, tiene mucha importancia conocer la magnitud de las fuerzas proporcionales al valor de la viscosidad del fluido, se han diseñado instrumentos para medir esta propiedad.

Ley de Newton relativa a la viscosidad Se ha encontrado experimentalmente que la velocidad de flujo no es uniforme a través de la sección de un conducto, ya que varía de un punto a otro. La distribución de la velocidad puede representarse a base de perfiles como los que aparecen en la figura 5-47.

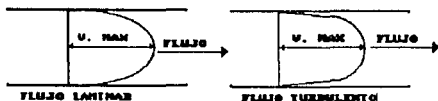


fig 5-47

Es conveniente considerar que las capas de fluido se deslizan con relación a las adyacentes en la dirección del flujo, y que la velocidad relativa entre capas adyacentes varía a través de la corriente. Supongamos dos capas separadas entre sí una distancia infinitesimal  $\partial y$ , la variación de velocidad es  $\partial v$ ; por lo tanto, el gradiente de velocidad  $\partial v/\partial y$  (donde  $\partial v/\partial y = \lim_{\partial y \rightarrow 0} \partial v/\partial y$ ) en un punto P del perfil de velocidad es la tangente del ángulo  $\theta$ , según se muestra en la figura 5-48.

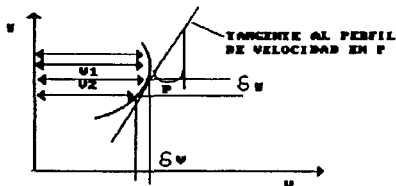


fig 5-48



Se entiende por fluido newtoniano uno en que la tensión de cizallamiento entre capas adyacentes es proporcional al gradiente de velocidad, esto, es,

$$\tau \text{ proporcional a } \frac{dv}{dy} \quad [5-46]$$

o bien

$$\tau = \eta \frac{dv}{dy} \quad [5-47]$$

donde

$\tau$  = Es la tensión de cizallamiento entre capas  
 $dv/dy$  = Es el gradiente de velocidad  
 $\eta$  = Es una constante conocida como *coeficiente de viscosidad*.

De la ecuación 5-46 se deduce que

$$\eta = \tau \frac{dy}{dv} \quad [5-48]$$

Las unidades de  $\eta$  son N s / m<sup>2</sup> o Kg/m s. Sin embargo, otra unidad aún muy usada es el país (g/cm s).

El coeficiente de viscosidad  $\eta$  se refiere normalmente a la viscosidad absoluta o dinámica. La velocidad cinemática  $\nu$  se define como la relación  $\eta/\rho$  (donde  $\rho$  es la densidad del fluido) y a menudo, se utiliza en el cálculo del número de Reynolds. Las unidades de la viscosidad cinemática son m<sup>2</sup>/s o el stog (cm<sup>2</sup>/s).

Viscosímetro de derrame En la industria de los aceites se han desarrollado varios instrumentos para la medición de la viscosidad, hallándose hoy en día en uso un cierto número de ellos. Estos instrumentos se denominan viscosímetros de orificio de tubo corto, siendo los tipos principales: El Saybolt universal y el Saybolt Furol (E.E.U.U), el Radwood n°1 y n°2 (Gran Bretaña) y el Engler (Alemania y otros países europeos).

Viscosímetro Saybolt Se mide el tiempo en segundos que tardan en descargarse 60 ml por un tubo de salida y se utiliza como escala de viscosidad para comparación. Los resultados se expresan normalmente en segundos Saybolt Universal, pero, si es necesario, pueden convertirse con facilidad a valores de viscosidad dinámica o absoluta. Como el coeficiente de viscosidad depende de la temperatura del fluido que se ensaya debe tenerse cuidado en

ersionarse de que ésta permanece constante durante el ensayo. A fin se utiliza una camisa de agua. figura 5-49

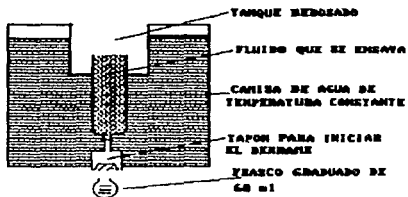


fig 5-49

El Bureau of Standards de los Estados Unidos recomienda el uso del viscosímetro Saybolt Furol para aceites en los que el tiempo de derrame en un viscosímetro Saybolt Universal es demasiado largo. El viscosímetro Furol es idéntico al Universal, con la excepción de que el tubo de salida, que tiene la misma longitud, es de diámetro mayor.

Viscosímetro Redwood Este viscosímetro, representado en la figura 5-50, es de construcción similar al Saybolt. Se mide el tiempo necesario para recoger 50 ml de fluido en el frasco, pudiendo la viscosidad expresarse en segundos Redwood, que son proporcionales a la misma. Existen dos tamaños de caño de salida, los cuales se indican con los números 1 y 2. El caño número 2 es de diámetro mayor a 1, utilizándose normalmente para los líquidos más viscosos. Los resultados del ensayo Redwood suelen expresarse en segundos Redwood número 1 o segundos Redwood número 2, aunque, si hace falta, pueden convertirse fácilmente al coeficiente de viscosidad.

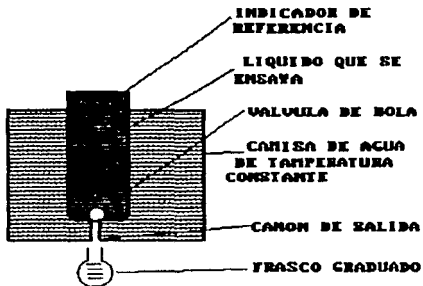


fig 5-50

Viscosímetro Engler Se mantiene el aceite en una cubeta poco profunda, descargándose por un orificio de descarga que se halla en la base de la misma. Se coloca un obturador en el extremo superior del caño, A fin de regular el paso del líquido, existiendo tres indicadores de referencia igualmente separados para ajustar al nivel del líquido a ensayar en el plano horizontal fig 5-51. Se mide el tiempo en segundos - segundos Engler- que tardan en derramarse 200 ml de aceite por el orificio y esto da una medida de la viscosidad del fluido. Los resultados que se obtienen con este instrumento se expresa a menudo en "grados Engler" que son la relación entre el tiempo de derrame de 200 ml de aceite a la temperatura de ensayo y el tiempo para el mismo volumen de agua a 20 °C.

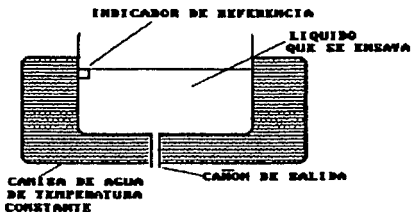


fig 5-51

La tabla siguiente muestra las conversiones de viscosidad entre la viscosidad cinemática en  $m^2/s$ , los segundos Redwood, los segundos Saybolt y los grados Engler.

$m^2/s \times 10^4$	SEG. DED WOOD		SEG. SAYBOLT		Grados Engler
	N°1	N°2	universal	ford	
0,05	38	-	42	-	1,3
0,1	52	-	59	-	1,84
0,2	86	-	98	-	2,88
0,3	125	-	141	-	4,07
0,4	165	-	187	23	5,35
0,5	205	23	233	25	5,34
1,0	400	41	459	49	13,3
1,5	600	61	707	72	19,2
2,0	809	82	946	95	26,4

Viscosímetro rotatorio de par En estos aparatos fig 5-52 una fina película del líquido a ensayar queda encerrada entre dos cilindros verticales concéntricos.

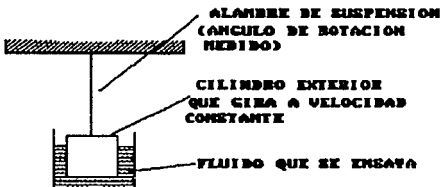


fig 5-52

Con líquido de poca viscosidad, el cilindro interior suele suspenderse por medio de un alambre de torsión o un resorte, mientras que el cilindro exterior se hace girar a velocidad constante, corrientemente mediante un motor eléctrico. El par producido puede medirse con facilidad en virtud de la desviación del cilindro. Para mediciones en líquido de viscosidad elevada, que dan un par de retardación mayor, el método comúnmente seguido consiste en aplicar un par conocido al cilindro interior, a base de un sistema de pesas y poleas. Entonces se observa la velocidad de rotación del cilindro cuando el movimiento se ha convertido en uniforme. El viscosímetro de Searle funciona según este principio, esto es, el cilindro interior gira y el exterior permanece fijo. El cilindro interior fig 5-53 va montado en un husillo con pivote en el extremo superior y en el inferior sirviendo el pivote inferior de soporte para el cilindro exterior.

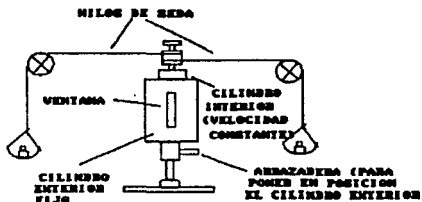


fig 5-53

Dos masas iguales, sostenidas por hilos de seda que pasan por poleas montadas sobre cojinetes de bolas y que se enrollan en un tambor fijado al husillo, proporcionan el par deseado. Si el par  $G$  mantiene una velocidad constante iguala una revolución en  $t$  segundos, puede obtenerse la viscosidad por medio de la ecuación siguiente:

$$\eta = \frac{Gt}{8\pi^2 h} \times \frac{(b^2 - a^2)}{a^2 b^2} \quad [5-49]$$

donde

- a = El radio del cilindro interior
- b = El radio del cilindro exterior
- h = La longitud sumergida del cilindro interior

La fórmula anterior admite que la longitud de los cilindros puede ser infinita. Sin embargo, en la práctica ambos cilindros son de longitud finita, debiendo aplicarse una corrección para compensar el efecto de la viscosidad en los extremos del cilindro. Con todo, hay que puntualizar que la corrección para tener en cuenta los efectos de la viscosidad en los extremos no es necesaria cuando el viscosímetro se usa sólo para mediciones relativas.

El cilindro exterior que dispone de una estrecha ventana por la que puede leerse el nivel del líquido en una escala gravada en el cilindro interior, puede desplazarse hacia arriba o hacia abajo para evitar la profundidad de inmersión del cilindro interior. Mediante un falso fondo, que consiste en una placa perforada ajustada con holgura a la vasija exterior, se mantiene las

condiciones en el extremo inferior y caso constante para alturas diferentes de líquido. El par requerido producir una velocidad de rotación dada será proporcional a  $h + 1$ , donde  $h$  es la profundidad de inserción del cilindro interior, y 1, la corrección que puede obtenerse mediante dos juegos de observaciones.

**Viscosímetro de esfera descendente** Cuando se deja una esfera de diámetro  $d$  descender con velocidad uniforme en el seno de un líquido viscoso, la resistencia al movimiento viene dada por la Ley de Stook:

$$F = 3\pi\eta ud \quad [5-50]$$

donde  $u$  es la velocidad de la esfera y  $F$  es la resistencia al movimiento. Si uno en un medio viscoso se deja caer libremente una esfera por la acción de la gravedad, la fuerza ejercida sobre dicho medio es igual al peso aparente de la esfera:

$$F = \Delta w \frac{1}{6} \pi d^3 \quad [5-51]$$

donde  $\Delta w$  es la diferencia entre el peso específico de la esfera de diámetro  $d$  y el del fluido en cuyo seno cae libremente con velocidad  $u$ .

Igualando 5-50 y 5-51, obtenemos

$$3\pi\eta ud = \Delta w \frac{1}{6} \pi d^3 \quad [5-52]$$

6

$$\eta = \Delta w d^2 / 18u \quad [5-53]$$

La esencia de este método está en permitir la caída libre, en un líquido viscoso, de una bola de cojinete de bolas, de acero y de diámetro conocido. el tiempo que tarda esta esfera en pasar con velocidad uniforme desde un punto a otro fijos en el cilindro que contiene el líquido a ensayar, sirve para calcular la velocidad. En la figura 5-54 se muestra el aparato utilizado. Para uno normal, puede utilizarse un cronómetro para registrar el tiempo, por el que pueden apreciarse fácilmente velocidades de hasta  $10^3$  m/s con una precisión dentro del 1 %.

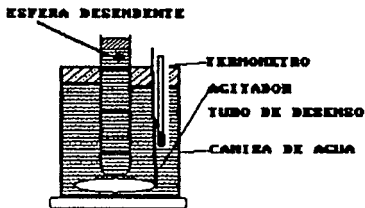


fig 5-54

La velocidad de descenso observada en el cilindro de diámetro  $D$  diferirá ligeramente de la velocidad de caída libre  $u$ , debido a la interferencia de las paredes del cilindro con la esfera. Si  $v$  es la velocidad observada en el cilindro de diámetro  $D$ , puede obtenerse el valor de  $u$  mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{u}{v} = 1 + \frac{9d}{4D} + \left(\frac{9d}{4D}\right)^2 \quad [5-54]$$

El tiempo de caída de la esfera suele medirse sobre la mitad del centro del tubo, pero pueden señalarse marcas adicionales separando las distancias de cronometrado en dos o tres partes iguales, a fin de poder comprobar la uniformidad del movimiento. También, dado que la esfera debe caer a velocidad constante entre las marcas, se requiere una longitud inicial, de modo que la aceleración desde el reposo, haya alcanzado el cero en el tiempo que la esfera invierte para alcanzar la primera marca de cronometrado.

**Viscosidad de los gases** Muchos de los métodos empleados para medir la viscosidad de líquidos son aplicables a los gases y, posiblemente, a los vapores. Sin embargo, suele requerirse una modificación de la teoría para tener en cuenta la compresibilidad de los gases y otros factores. Los viscosímetros capilares se usan extensamente para mediciones en los gases, pero dado que éstos son mucho menos viscosos que los líquidos, el tubo capilar debe tener un diámetro interior extremadamente pequeño. Debido a la figura del agujero, la medición precisa del radio del tubo ofrece más dificultades, pero éstas se eliminan si solo hay que efectuar comparaciones de viscosidad.



Dado que un gas es comprensible su densidad decrecerá a lo largo del tubo, por lo que no solamente es constante el volumen que recorre cualquier sección transversal, sino la masa. Si  $\rho$  es la densidad y  $Q$  el volumen que en un segundo pasa por cualquier sección transversal, el producto  $\rho Q$ , es constante. Dado que la densidad es proporcional a la presión, el producto  $\rho Q$ , siendo  $\rho$  la presión del gas en una sección dada, será también constante. Luego, la viscosidad absoluta puede calcularse mediante la fórmula

$$\rho_0 Q_0 = \rho_1 Q_1 = \frac{(\rho_0^2 - \rho_1^2) \pi d^2}{256 \eta L} \quad [5-55]$$

donde

$\rho_0$  y  $\rho_1$  son las presiones en la entrada y salida del tubo, respectivamente.

$Q_0$  Es el volumen de líquido que entra por segundo en el tubo

$Q_1$  Es el volumen de líquido que sale por segundo

$L$  Es la longitud del tubo

Un viscosímetro de tubo capilar típico utilizado para medir la viscosidad de los gases, es el de Schultze fig 5-55. En este aparato se mantiene constante la diferencia de presión ( $\rho_0 - \rho_1$ ) regulando el suministro o recogida de líquido.

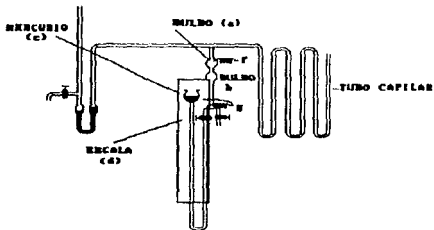


fig 5-55

El gas contenido en los bulbos a y b es forzado a pasar por el capilar, a presión constante, al elevar el mercurio c en la escala d.

**Índice de viscosidad** El índice de viscosidad de un aceite es una indicación del grado relativo de variación de la viscosidad con la variación de temperatura, usándose ampliamente en la industria.

El índice de viscosidad puede calcularse mediante la siguiente fórmula

$$VI = \frac{100(L - U)}{L - H} \quad [5-56]$$

donde

- U = Viscosidad cinemática a 100 °F de la muestra
- L = viscosidad cinemática a 100 °F de un aceite de índice de viscosidad cero que, a 210 °F, tiene la misma viscosidad que la muestra
- H = Viscosidad cinemática a 100 °F, tiene la misma viscosidad que la muestra

Los valores de L y (L - H) están tabulados por la Institution Petroeluum Standards I.P. 73/53. Por tanto, se conoce la viscosidad cinemática de un aceite a 100 °F y a 210 °F, puede calcularse fácilmente el índice de viscosidad. A medida que la temperatura aumenta, un fluido tiende a ser menos viscoso, y la velocidad con la que el fluido pierde la viscosidad depende de su índice de viscosidad. Como ejemplo, consideremos dos fluidos que tienen la misma viscosidad a 100 °F, pero uno de ellos tiene un índice de viscosidad de 80 y el otro de 70. Un incremento de temperatura hará que el fluido de índice 70 pierda mas rápidamente su viscosidad que el de índice 80.

**Conductancia electrolítica** Un numero de transductores de entrada resistiva operan mediante la variación de la longitud o el espesor, (l), área (A) o resistividad (ρ). Se utiliza la fórmula que las relaciona

$$R = \rho l/A$$

Para hacer la interpretación adecuada es importante que en un dispositivo sea variable sólo uno de los parámetros. Por ejemplo, la concentración de una solución de electrólito se determina mediante la medición de ρ (o su recíproca, la conductividad) cuando l y A se mantienen constantes. Para evaluar la razón de l/A (que llamaremos constante de celda) se usa una calibración de una solución de conductividad conocida para la celda. Según esto, la medición de la resistencia de la solución del electrólito está relacionada directamente con su conductividad específica. Una posible imperfección es esta medición es que los electrodos están

expuestos a la solución cuya resistencia se quiere determinar. Esto puede ensuciar los electrodos y obtenerse resultados erróneos. Si los electrodos se colocan por fuera del circuito equivalente simplificado tiene frecuencia muy alta ( $f > 1$  MHz), la medición de la conductancia llega a ser una función de ambas, la resistencia de la solución y su capacitancia. La resistencia del vidrio es tan alta que, efectivamente, es un circuito abierto y puede por consiguiente ser ignorada, por lo que la capacitancia del vidrio es constante. Sin embargo, deben usarse técnicas de medición especiales para evaluar los parámetros de la solución.

## **SISTEMA DE MEDICION**

### **ELEMENTOS FÍSICOS QUE INTEGRAN UN SISTEMA**

El elemento esencial de un sistema moderno de obtención de datos es el instrumento transductor, el cual proporciona una señal eléctrica que indica la variable física que se está midiendo. La señal puede ser un voltaje, resistencia frecuencia analógicos, o una representación digital de cualquiera de estas cantidades en forma de una serie de pulsos eléctricos. Esta sección supone que hay transductores adecuados para convertir las variables físicas de interés en señales eléctricas. Como ejemplo de tales transductores puede recordarse que un termopar da una representación de voltaje de la temperatura, un calibrador de esfuerzo da una representación en resistencia de esfuerzo, etc.

El objeto de cualquier sistema de obtención y proceso de datos es coleccionar los datos, procesarlos en la forma deseada y registrar los resultados de manera adecuada para almacenamiento, presentación o proceso adicional subsecuente por lo tanto, un potenciómetro registrador es un sistema simple de obtención de datos que puede usarse a fin de coleccionar datos de temperatura de termopares. En este caso, los puntos de datos deben leerse en la carta registradora. Un sistema más complejo puede convertir la señal analógica de voltaje del termopar en un señal digital equivalente, útil para operar un registrador impresor, de modo que el valor numérico de la temperatura se imprime en una hoja de papel. Dicho sistema es mucho más complicado que el registrador simple, debido al proceso de conversión de analógico a digital. Sin embargo es fácil ver que la salida digital tiene muchas ventajas.

Los elementos principales de cualquier sistema de proceso de adquisición de datos se muestran en el diagrama de bloque en la figura 6-1. La primera etapa de entrada, la cual consta de transductores apropiados y un circuito de entrada, además de circuitos adicionales y el acondicionamiento de la señal como sea necesario (amplificadores, filtros, etc). La segunda etapa de conversión de la señal, en la cual la información se prepara para transmisión, si se requiere (como en las situaciones en que los transductores están lejos de donde se desea mostrar los datos), lo mismo que el equipo de transmisión y recepción y cualquiera procesadores necesarios de datos; un ejemplo de ésta última es la conversión de una señal de la forma analógica en digital. La final es una etapa de salida con dos funciones primarias: mostrar y almacenar datos. Los ejemplos incluyen el despliegue de la información y almacenamiento en forma impresa en una hoja de papel, en forma gráfica, o en un papel adecuado o en cualquier otro dispositivo de almacenamiento. La etapa de salida debe incluir circuitos apropiados de acoplamiento para convertir los datos en una forma que puedan usarse a fin de impulsar una impresora, cinta magnética, o unidad de escritura.

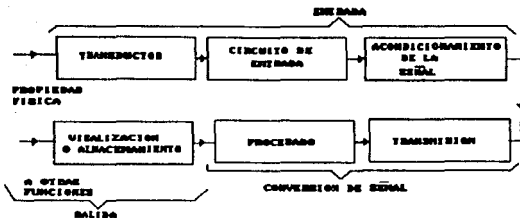


fig 6-1

Es raro que los datos que se van a coleccionar contengan sólo una variable experimental. El sistema de procesamiento y obtención de datos debe estar equipado para captar y analizar canales múltiples de entrada de datos. Este proceso de obtención debe realizarse por medio de un canal parecido al que se muestra en la figura 6-2 para cada variable que se va a estudiar. El costo de dicho sistema puede ser bastante alto, debido a la duplicación de equipo, de modo que normalmente se emplea un barredor (o explorador)/programador, para trabajo con canales múltiples. El barredor es un dispositivo que muestra los canales de datos, de modo que sólo se necesita una etapa de conversión y salida. El equipo disponible al presente hace posible cualquier secuencia particular de un gran número de canales de datos puestos a la discreción del personal, por tanto, el sistema puede programarse con objeto de coleccionar cualquier gama de variables en cualquier orden, y el termino barredor/programador es bastante apropiado.

Muchas situaciones experimentales requieren la obtención de los datos a intervalos regulares o con alguna secuencia particular de tiempo. El sistema de obtención puede realizar esta función de sincronización en forma automática por la incorporación de un reloj digital y un estándar de tiempo en el barredor o en las etapas de conversión.

Los sistemas de medición se pueden clasificar en dos categorías principales: sistemas analógicos y sistemas digitales. Los sistemas analógicos tienen que ver con la información de las mediciones en forma analógica. Una señal analógica se puede definir como una función continua, tal como un trazo de voltaje versus tiempo, o desplazamiento versus presión. Los sistemas digitales manejan información en forma digital. Una cantidad digital puede consistir de un número de pulsos discretos y discontinuos cuya

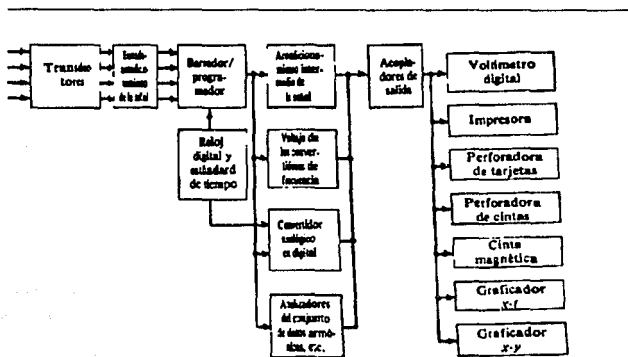


fig 6-2

relación de tiempo contiene información acerca de la naturaleza de la cantidad.

**Transmisión de datos** Dado un transductor en una localización y la necesidad de mostrar la salida del transductor en otro, lugar, de inmediato se presenta la elección del canal del canal por el cual ocurrirá la transmisión necesaria. Hay muchas selecciones posibles, que varían desde corriente y voltaje en alambres de cobre hasta la propagación de ondas electromagnéticas a través del espacio o la transmisión de señales de luz y mediante fibras ópticas. Al seleccionar un canal de comunicación, el diseñador del sistema debe considerar dos puntos vitales, que son costos e inmunidad al ruido. Un examen detallado de estos dos puntos puede llenar varios libros adicionales; pero se pueden considerar algunas de las características importantes de los diversos canales de transmisión.

El cable coaxial proporciona un medio muy seguro para transmitir una señal de un lugar a otro. Con frecuencia, el cable coaxial es el medio de elección de comunicación en las situaciones de laboratorio donde se transmiten niveles de bajo voltaje. Naturalmente, si el transductor está en una sonda que se dirige a Venus, no es posible tender un cable coaxial entre el transductor y la tierra. En estas situaciones es necesario estudiar los canales de comunicación que no dependen de un enlace material entre el transmisor y el receptor. Esto es necesario no sólo en la comunicación desde el espacio, sino también en cualquier situación en la cual el costo de un enlace físico entre el transmisor el receptor es prohibitivo.

Tales intentos sistemáticos de producir la inmunidad del ruido en enlace de transmisión de datos se llaman códigos. Se presenta el ejemplo más simple de uno de dichos códigos.

Considérese un caso en el cual el valor de la temperatura se transmite de una localización remota de una palabra binaria de cuatro bits. El conjunto de las cuatro palabras posibles de 4 bits y los intervalos de temperatura asociados se muestran abajo

0000	0-5°C	1000	40-45°C
0001	5-10	1001	45-50
0010	10-15	1010	50-55
0011	15-20	1011	55-60
0100	20-25	1100	60-65
0101	25-30	1101	65-70
0110	30-35	1110	70-75
0111	35-40	1111	75-80

El significado de esta palabra es bastante simple. Si por ejemplo, el voltaje producido por el transductor indica que la temperatura está entre 15 y 20°C, el transductor envía una señal binaria 0011. Este proceso de transmitir temperatura puede ocurrir tan frecuentemente como se desee.

El receptor vera entonces una serie de cuatro palabras binarias de cuatro bits. Si el experimento va a producir resultados válidos, la palabra binaria de 4 bits recibida debe ser idéntica a la enviada. Este puede o no ser el caso de un proceso dado de envío y recepción, ya que la señal recibida depende no solo de la señal enviada, sino también del ruido presenta a lo largo del canal mientras ocurre la transmisión.

Una técnica muy simple puede usarse para proporcionar un grado limitado de protección contra el ruido. Se permite que el receptor determine cuándo es incorrecto uno de los bits en la palabra de 4 bits recibida. En el caso, el receptor puede automáticamente requerir en una segunda transmisión. La técnica se llama *rectificación por paridad*. Conforme cada palabra de 4 bits está lista para transmisión, el circuito de acondicionamiento de la señal agrega un quinto bit de modo que el número total de 1s en la palabra de 5 bits es par.

Imagínese que la temperatura en tres instantes sucesivos son 57, 52, y 48°. Este conjunto de temperaturas genera 3 palabras binarias de cuatro bits, 1011, 1010 1001.

El bit de verificación por paridad (quinto bit) puede agregar a cada una de estas palabras, de modo que el número total de 1s es par. El conjunto resultante de las 3 palabras de 5 bit es 10111, 10100 10010.



Si el siguiente conjunto de palabras, 10111 10110 10010, llega a la estación receptora, la presencia de un número de unos (1) en la segunda palabra inicia un requerimiento de retransmisión. Este requerimiento puede generarlo el circuito receptor, o puede depender del monitoras individual de la señal recibida.

Debe observarse que esta simple técnica de codificación no protege contra un número par de errores (es decir, 10111 enviado y 10001 recibido), ya que en tales casos el número de 1s (unos) en la palabra recibida permanece par. Además, la técnica no es capaz de discriminar entre un error y tres errores que ocurran en una sola palabra. En forma breve, si un número par de errores ocurre (y esto incluye cero errores) la verificación por paridad se satisfará. Si un número impar de errores ocurre, la verificación por paridad genera un requerimiento de retransmisión.

Existen técnicas de codificación más sofisticados. De hecho existen códigos que sólo indican la presencia de errores en los datos recibidos que lo que contiene dentro del conjunto de datos recibidos, sino también los medios de corregir los errores son requerir una retransmisión. Este es un resultado importante y sirve como un tributo al ingenio de aquellos individuos que han desarrollado los códigos llamados correctores de error.

Los datos en forma digital son un prerrequisito si se van a usar técnicas de codificación. Los transductores, por supuesto, producen señales analógicas por naturaleza.

Conversión digital-analógica El problema de convertir un número digital a un voltaje analógico se puede resolver de varias formas. Los convertidores más sofisticados usan diodos, transistores y otros elementos.

La razón fundamental de la amplia difusión del uso de las presentaciones digitales se centra en la capacidad de procesamiento de datos de la computadora digital. Después de todo, la computadora digital, por su naturaleza, manipula sólo datos en forma digital; por lo tanto, se debe efectuar una conversión de analógica si se desea realizar el procesamiento de señales mediante las computadoras digitales.

Conversión de analógico a digital En presentaciones analógicas, las variables físicas de interés se tratan como variedades continuas, en tanto que en las representaciones digitales, las cantidades se registran a "trozos" discretos no continuos.

Esta claro que 2<sup>o</sup> segmentos diferentes pueden designarse por medio de una palabra binaria de n-bits; por ejemplo, la sección de

una palabra de ocho bits permite que la señal física de interés se divida en  $2^4$ , o sea 256 segmentos. La frase *conversión de analógica a digital* se usa para describir esta clase de proceso de señal. La pregunta inmediata de interés se refiere al valor de dichas conversiones.

La primera razón para convertir señales de forma analógica en digital implica la inmunidad al ruido durante la transmisión. El problema de establecer cuándo está presente o no un solo pulso digital (ya sea 1 binario o 0 binario) en un tiempo dado, es relativamente simple en comparación con la tarea de determinar cuándo es un voltaje; por ejemplo, 8 V o 4.81 V o 4.79 V, etc. En la red pasiva simple de la fig. 6-3.

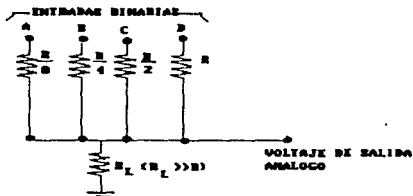


fig 6-3

Un sistema lógico donde un binario 0 está representado por un nivel de voltaje de 0 V y el binario 1 por un nivel de voltaje +E V. El número binario, representado por sus correspondientes combinaciones de niveles de voltaje, se aplica a los terminales de entrada del divisor resistivo, con el bit menos significativo conectado al terminal marcado D. Las cuatro resistencias de entrada, son tales que el bit 1 (el LSB) tiene una resistencia de entrada de valor R, el bit 2 tiene una resistencia de entrada de valor  $R/2$ , el bit 3 un valor  $R/4$ , etc. El valor de  $R_L$ , la resistencia de carga, es muy grande comparado, con las resistencias de entrada. El voltaje de salida  $E_{out}$  será un voltaje de cd entre los valores de 0 V y +E V, dependiendo del valor del número representado por sus cuatro entradas.

El número binario 0001, aplicado a la entrada del convertidor de la figura anterior, aplica 0 a las entradas A, B y C y +E a la entrada D. Las resistencias de entrada actúan como un divisor de voltaje, conectado entre 0 y +E V y consistiendo de  $R_D$  en serie con la combinación paralela de  $R_A$ ,  $R_B$ ,  $R_C$ . El voltaje de salida es por consiguiente igual a  $1/15 E$  V. Si la entrada es igual al número

binario 0010 el voltaje  $E_n$  será  $2/15$  E V y si la entrada es el número binario 0011, la salida será el voltaje de  $3/15$  V. En otras palabras, un incremento en un bit a la entrada al convertidor causa un incremento en el voltaje de salida de  $1/15$  E V. Cuando la entrada alcance su máximo de 1111, el voltaje total de salida es +E V. La señal de entrada digital se convierte por consiguiente, en paso discreto de  $1/15$  E V, a un voltaje de salida análogo.

La exactitud de la conversión depende de la exactitud de las resistencias y los niveles de voltaje de las entradas binarias. Se seleccionan resistencias de precisión cuidadosamente escogida y los niveles de voltaje de las entradas binarias se controlan por medio de una fuente de referencia para incrementar la exactitud de la conversión. El circuito de entrada debe ser capaz de entregar la corriente necesaria sin afectar el nivel de entrada de cd.

En un circuito práctico, la red resistiva -algunas veces llamada un DAC, o módulo de conversión digital-análoga -se conecta a un registrador de flip-flop que sostiene el número digital. Puesto que el divisor es simplemente una red pasiva, el voltaje de entrada digital (los niveles de on y off) determinan el voltaje de salida. Puesto que los niveles de voltaje digital no son normalmente tan preciso como se requiere en un sistema análogo, los amplificadores de nivel se pueden colocar entre el registrador de flip-flop y la red divisora entre tierra y un voltaje de referencia suministrado por una fuente de precisión. El voltaje de salida analógico entonces cae entre estos dos niveles.

Un convertidor práctico D/A se muestra en la figura 6-4. Los componentes básicos se reconocen como los de un registrador flip-flop, el módulo DAC incluye los amplificadores de nivel y una fuente de voltaje de referencia. Las señales digitales se llevan dentro del registrador por medio de un pulso de descarte (normalmente un pulso de reloj) y son convertidos automáticamente por la red divisora DAC al voltaje análogo apropiado.

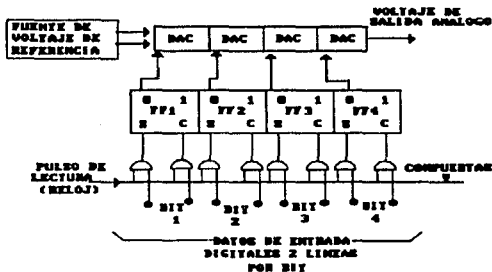


fig 6-4

Si-  
 empre toma algún tiempo para que se completa la conversión después de que las señales digitales se han introducido dentro del registrador. Este tiempo de asentamiento depende del número de flip-flops en el registro que cambia de estado también de la diferencia entre el voltaje de salida original y el nuevo valor que toma este voltaje. Por ejemplo cuando la entrada digital cambia del número binario 0111 a un nuevo número binario 100, todos los flip-flops cambian de estado. El voltaje de salida, sin embargo, cambia solamente en  $1/15$  E. V. Transitorios pueden ocurrir debido a las variaciones entre los tiempos de transición de los diferentes flip-flops y de la corriente transitoria que se toma de la fuente de referencia. Estos transitorios normalmente son de muy corta duración (típicamente del orden  $2 \mu s$ ) y se pueden despreciar porque la carga no puede responder dentro de este tiempo.

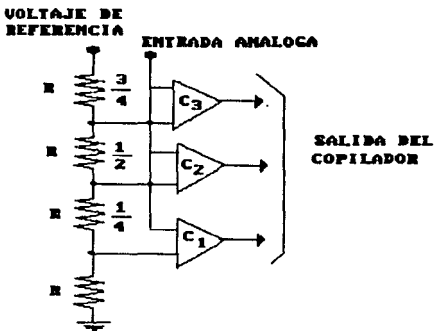
Conversión de analógico a digital En presentaciones analógicas, las variables físicas de interés se tratan como variedades continuas, en tanto que en las representaciones digitales, las cantidades se registran a "trozos" discretos no continuos.

Esta claro que  $2^n$  segmentos diferentes pueden designarse por medio de una palabra binaria de n-bits; por ejemplo, la sección de una palabra de ocho bits permite que la señal física de interés se divide en  $2^3$ , o sea 256 segmentos. La frase *conversión de analógica a digital* se usa para describir esta clase de proceso de señal. La pregunta inmediata de interés se refiere al valor de dichas conversiones.

La primera razón para convertir señales de forma analógica en digital implica la inmunidad al ruido durante la transmisión. El problema de establecer cuándo está presente o no un solo pulso digital (ya sea 1 binario o 0 binario) en un tiempo dado, es relativamente simple en comparación con la tarea de determinar cuándo es un voltaje; por ejemplo, 8 V o 4.81 V o 4.79 V, etc. En otros términos es más fácil "ver eléctricamente" la presencia o ausencia de un pulso que discernir el valor preciso de un señal analógica en la presencia del ruido inducido a lo largo de la trayectoria de la transmisión.

Otra de las razones de la amplia difusión del uso de las representaciones digitales se centra en la capacidad de procesamiento de datos de la computadora digital. Después de todo, la computadora digital, por su naturaleza, manipula sólo datos en forma digital por lo tanto, se debe efectuar una conversión de analógico en digital si se desea realizar el procesamiento de señales mediante las computadoras digitales. Un ejemplo basta a fin de ilustrar el atractivo de las computadoras digitales para muchos tipos de señales de análisis.

Convertidor simultáneo A/D Un convertidor simple pero efectivo A/D se puede construir usando varios circuitos comparadores. Estos se muestra en el circuito de la fig 6-5, donde se emplean tres circuitos comparadores. Cada uno de los tres da una fuente de referencia de precisión. Un divisor resistivo consistente de cuatro resistencias de precisión iguales se conecta a través de la fuente de referencia y suministra voltajes de salida de  $\frac{1}{4} V$ ,  $\frac{1}{2} V$ ,  $\frac{3}{4} V$  donde  $V$  es el voltaje de salida de referencia. El otro terminal de entrada de cada comparador es alimentado por el voltaje análogo desconocido.



En fig 6-5  
e s t e

ejemplo el comparador está encendido (suministrando una salida) si el voltaje analógico es mayor que el voltaje de referencia. Si ninguno de los comparadores está encendido, la entrada analógica debe ser menor de  $1/4$  V. Si el comparador  $C_1$  está encendido y ambos comparadores  $C_2$  y  $C_3$  están apagados, el voltaje analógico debe estar entre  $1/4$  y  $1/2$  V. Similarmente si  $C_1$  y  $C_2$  están encendidos y  $C_3$  apagado el voltaje analógico debe estar entre  $1/2$  V y  $3/4$  V; si todos los comparadores están encendidos, el voltaje analógico debe ser mayor de  $3/4$  V. En total cuatro condiciones de la salida pueden existir: desde ningún comparador encendido hasta todos encendidos. El voltaje analógico de entrada se pueden resolver en cuatro pasos iguales. Estas cuatro condiciones de la salida se pueden codificar para que den dos bits binarios de información. Estos se muestra en la tabla del diagrama del la figura. Siete comparadores darían tres bits binarios de información, quince comparadores darían cuatro bits, etc.

La ventaja del sistema simultaneo de conversión A/D es simplicidad y velocidad de operación, especialmente cuando se requiere una resolución baja. Para sistemas de alta resolución ( un gran número de bits), este método requiere tantos comparadores que el sistema se vuelve voluminoso y muy costoso.

**El convertidor contador tipo A/D** El convertidor contador tipo A/D es directo. A este tipo a veces se llama anchura del pulso A/D. El diagrama a bloques esencial para convertidor se muestra en la figura 6-6. El voltaje de entrada analógico se compara con la salida de un D/A que alimenta a un contador o registro de almacenamiento. Cuando se inicia la secuencia de conversión, el control lógico admite los impulsos de reloj al contador. Como los pulsos se almacenan, el D/A genera una rampa de escalera que sirve como referencia al comparador. Cuando la referencia de entrada excede  $V_{ref}$ , la salida del comparador cambia y capacita al reloj. Las formas de onda para dos distintos valores de entrada se muestra en la figura. Se aplican para conversión en una salida digital de 3 bits. El tiempo de conversión es mayor en el caso. Esto ilustra debido a que la voltaje de entrada es mayor en el primer caso. Esto ilustra una deficiencia de este tipo de conversión A/D: su tiempo de conversión no es independiente del voltaje de entrada. Además tiene baja relación de conversión. Considere una aplicación en la que se usa un generador de sincronismo de 5 z y se necesita una salida digital de 10 bits. La máxima relación de conversión es la frecuencia del reloj dividida por el número de bits para una cuenta a plena escala ( $2^{10} = 1024$ ) o 4.9 KHz. Esto equivale aproximadamente a 0.2 milisegundos/conversión.

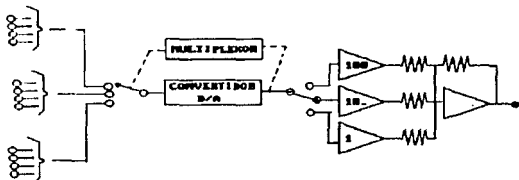


fig 6-6

Hay diversa variantes en este circuito. En vez de emplear una rampa D/A, se puede usar como rampa de referencia una fuente de corriente constante conmutable alimentado a un capacitor. El control lógico puede ser rudimentario por completo. Bastará con una compuerta y un RSFF. Si la salida del comparador repone el FF, y el arranque lo fija, entonces la salida Q del FF se puede emplear para habilitar una compuerta de dos entradas con la otra entrada siendo alimentada por el generador de sincronismo.

Una variación del método del contador incorpora un contador arriba abajo dentro del sistema. A esta variación se le llama un convertidor de cuenta continua A/D. Su diagrama funcional a bloque se ve en la figura 6-7. Como con cualquier contador arriba-abajo,

se necesita mucha conmutación electrónica (a pesar de que no se muestra en la figura). La operación de que el estado del contador y por lo tanto la del convertidor D/A, siempre está actualizado por la salida del comparador. En la figura se ven la forma de onda importantes que ayudan a hacer más clara la operación A/D.

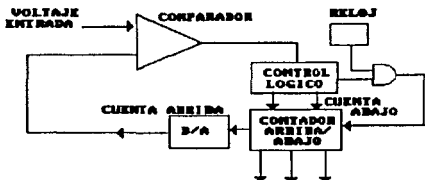
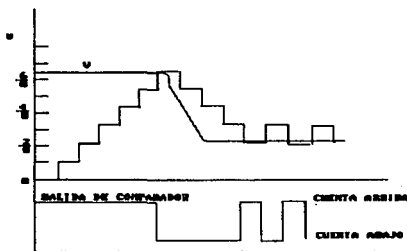


fig 6-7



**El convertidor integrador tipo A/D** El convertidor integrador A/D de doble rampa se usa en forma extensiva debido a que representa un excelente compromiso de relación de conversión, exactitud y costo. En la figura 6-8 se ve el diagrama de bloques especial del sistema de integrador de doble rampa. En el arranque, el control lógico cierra AS, y abre AS<sub>2</sub>. En consecuencia, V<sub>in</sub> se aplica al integrador. Al mismo tiempo, el reloj habilita y empieza a agregar impulsos al contador. Este proceso continúa hasta que el contador se llena. El siguiente impulso del reloj vuelve a cargar el



contador a cero y transmite un impulso de rebasamiento al control lógico. Esto hace que  $AS_1$  se abra y  $AS_2$  se cierre, aplicando así un voltaje conocido  $-V_{ref}$  al integrador. Cualquier valor de voltaje que se almacenara en el integrador,  $V_{int}/RC$  será "removido" o "desplazado" linealmente con tiempo por  $-V_{ref}/RC$ . El comparador, el cual sirve como un detector de cruce cero indica cuándo se completa el traslado. Esto inhabilita al reloj. Note que el conteo continuo después de la primera secuencia de exceso, pero que el Numero de cuentas almacenado se relaciona con el tiempo que se necesita para integrar  $-V_{ref}$ . Por consiguiente, el Numero de cuentas en el contador es proporcional al voltaje desconocido. Note además de esto, que el tiempo de integración de  $V_{int}$  es constante; Este es el tiempo que se requiere para llenar el contador.

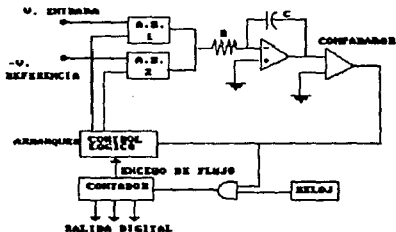


fig 6-8

La rapidez de conversión del integrador de tipo convertido A/D es buena. Debido a que se utilizan el mismo generador de sincronismo, contador, comparador e integrador para ambos  $V_{int}$  y  $V_{ref}$ , cualquier variación en el sistema, se cancelan. Además el empleo del integrador tiende a suprimir el ruido en la mayor parte del sistema, lo cual mejora la exactitud.

**Convertidor A/D tipo de aproximaciones sucesivas** Este tipo de conversión A/D ofrece un incremento de rapidez de conversión un alto funcional de un convertidor A/D tipo de aproximación sucesiva, el que es engañosa simple. La característica especial de éste, es el control lógico o especial cuya funcionalidad se ilustra por la forma de onda en la porción baja de la figura. El control lógico secuencialmente investiga si la entrada es: (a) afuera del alcance

del convertidor A/D, (b) mayor que la salida para un "1" en el 'MSB. y así sucesivamente hasta (c) mayor que la salida D/A para un "1" en el LSB'. EL diagrama del flujo lógico se ilustra en la figura 6-8. Lo complejo del convertidor A/D de aproximaciones sucesivas se debe al número de compuertas y basculadores que necesita para lograr las expresiones lógicas. Un convertidor de 6 bits necesita un mínimo de 10 FF y 15 compuertas Y.

---

<sup>1</sup>MSB Es el bit más significativo

<sup>2</sup> Es el bit menos significativo

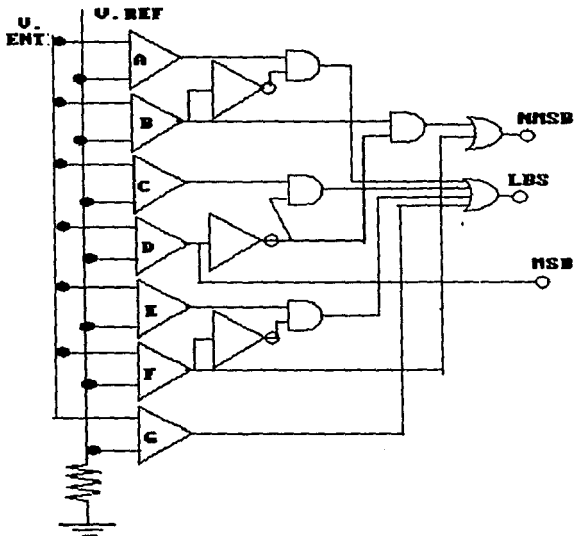


fig 6-9

Este tipo de convertidor A/D es suficiente rápido para uso en computadoras. Como el tiempo de conversión es independiente del voltaje de entrada, es acoplado con facilidad a un interfase computacional. La mayor parte de los sincronizadores de computadora pueden producir altos regímenes de conversión para el convertidor A/D.

Convertidor A/D en paralelo. El convertidor A/D en paralelo es el más rápido de todos los tipos de convertidores, porque la conversión se hace en paralelo. La figura 6-9 muestra el diagrama

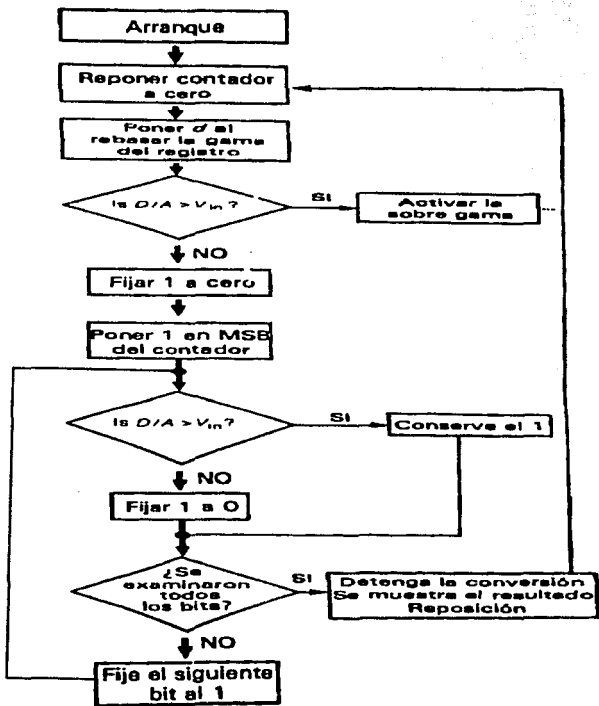


fig 6-8

funcional de un convertidor en paralelo de 3 bits. Si se va a convertir un voltaje de estado entre 0 y 7V, entonces el valor del voltaje de referencia en el comparador A debe ser 6.5V. De igual modo, el valor del voltaje de referencia en el comparador A debe ser 6.5 V. De igual modo, el valor del voltaje de referencia para B deberá ser 5.5 V, así sucesivamente, con 0,5 V de referencia para C. Los resistores se seleccionan para obtener estas series de referencia. Las salidas del comparador se deben codificar para que se produzca la palabra digital. La expresión de Boole para LSB es  $A \cdot B + C \cdot D + E \cdot F + G$ . La que para el MSB es  $B \cdot D + F$ , mientras que la expresión del MSB es simplemente D. Las compuertas que se necesitan para obtener estas expresiones vienen a ser la parte codificadora del convertidor.

El régimen de conversión es limitada solamente por los tiempos de conmutación de las compuertas y los comparadores. La exactitud es relativamente pobre. Si se fija para 3% de exactitud, eso se traduce en una palabra digital de 5 bits. A fin de obtener una conversión en paralelo de 5 bits, se necesita 32 comparadores y 9 compuertas de dieciséis entradas. Claramente el método en paralelo no obtiene una alta exactitud son complejidad excesiva.

## **BILBIOGRAFIA**

Doebelin, E., O.,  
Measurement Systems Aplicacion Desing  
Mc Graw-Hill, New York  
1983.

Considine, D., M., (Editor)  
Process Instruments and Controls Handbook  
Mc Graw-Hill, New York  
1985

Kosow, I., L.,  
Control of Electric machines  
Prentice-Hall Inc., Jersey  
1973

Bartholomew, D.,  
Electrical Mesurements and Instrumentation  
Allyn and Bacon  
1986

Helfrick, A., D., Cooper, W., D.,  
Moder Electronic Instrumentation  
and Measurements tecnique  
Prentice Hall, New Jersey  
1990

Holman, J., P.,  
Metodos Experimentales para Ingenieros  
Mc Graw-Hill  
1981

Jones, L., D., Foster, CH., A.,  
Electronic Instruments and Measurements  
John Wiley Sons  
1983.