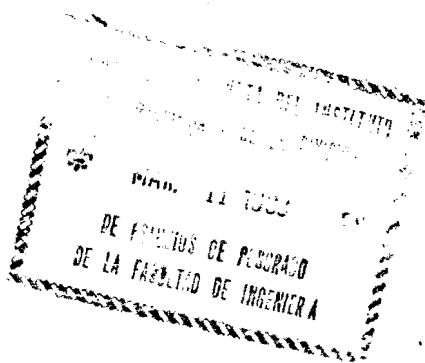


0121

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

D E P F I

TRANSDUCTORES: FUNCIONAMIENTO Y APLICACIONES.



SEC. 2107/11

ORLANDO BULFEDA DE LA LUZ.

1982



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



DEPA

T. UNAM
1982
BUL

	INTRODUCCION	
I.	<u>TRANSDUCTORES Y CARACTERISTICAS DE INSTRUMENTOS</u>	2
1.1	DEFINICIONES	2
1.2	CARACTERISTICAS GENERALES DE FUNCIONAMIENTO DE- LOS INSTRUMENTOS	3
1.2.1	ESTATICAS	4
1.2.2	CARACTERISTICAS DINAMICAS	8
2.	<u>TRANSDUCTORES EN GENERAL</u>	15
2.1.	TRANSDUCTORES DE RESISTENCIA VARIABLE	15
2.2	TRANSFORMADOR DIFERENCIAL (LVDT)	15
2.3	TRANSDUCTORES DE CAPACITANCIA	18
2.4	TRANSDUCTORES PIEZO-ELECTRICOS	21
2.5	TRANSDUCTORES FOTOELECTRICOS	23
2.6	TRANSDUCTORES FOTOCONDUCTIVOS	24
2.7	CELDA FOTOVOLTAICAS	26
2.8	TRANSDUCTORES DE IONIZACION	27
2.9	TRANSDUCTORES MAGNETICOS	28
2.10	TRANSDUCTORES DE EFECTO HALL	28
2.11	TRANSDUCTORES POR MAGNETOSTRICCION	29
2.12	SENSORES DE TEMPERATURA	31
2.13	TRANSDUCORES DIGITALES	36-A
2.14	TRANSDUCTOR PIEZO-UNION	36-F
3.	<u>ACELEROMETROS PIEZOELECTRICOS</u>	37
3.1	INTRODUCCION	37
3.2	CONSTRUCCION Y FUNCIONAMIENTO	37
3.3	CARACTERISTICAS DE LOS ACELEROMETROS PIEZOELEC- TRICOS	43
3.3.1	SENSITIVIDAD	43
3.3.2	RESPUESTA EN FRECUENCIA	44
3.3.3	RANGO DINAMICO	46
3.3.4	DESPLAZAMIENTO CERO	46
3.3.5	DESPLAZAMIENTO DE FASE	46
3.3.6	SENSITIVIDAD TRANSVERSAL	47
3.3.7	CONDICIONES AMBIENTALES Y DE OPERACION	47

3.4.	CALIBRACION	48
3.4.1.	METODO DE COMPARACION	48
3.4.2.	METODOS ABSOLUTOS	48
4.	<u>STRAIN-GAGE</u>	50
4.1.	EXTENSOMETRIA	50
4.2.	METODOS DE MEDIDA	50
4.2.1.	DIRECTO	51
4.2.2.	INDIRECTO	51
4.3.	DOMINIO DE UTILIZACION	51
4.4.	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	51
4.5.	CARACTERISTICAS GENERALES	53
4.6.	TIPOS DE EXTENSOMETROS Y SELECCION	54
4.7.	INSTALACION	59
4.7.1.	CONFIGURACIONES	59
4.7.2.	PREPARACION DE LOS MATERIALES	60
4.8.	INSTRUMENTACION Y ACONDICIONAMIENTO	61
4.8.1.	PUENTE DE WHEATSTONE	61
4.8.2.	ACONDICIONADORES	64
4.8.3.	CALIBRACION Y AJUSTE	65
4.8.4.	OBTENCION DE LOS RESULTADOS	68
4.9.	APLICACIONES	70
4.9.1.	CELDA DE CARGA	70
4.9.2.	TORQUIMETROS	72
4.9.3.	SEPARADORES DE FUERZA	73
4.9.4.	ACELEROMETROS	74
4.9.5.	MEDIDORES DE PRESION	75
4.9.6.	MEDIDORES DE DESPLAZAMIENTO	75
4.9.7.	OTRAS APLICACIONES	76
5.	<u>ETAPAS DE ACOPLAMIENTO DE SEÑALES</u>	77
5.1.	AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION	77
5.1.1.	AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON UN OPERACIONAL	77
5.1.2.	ETAPAS DIFERENCIALES CON MAS DE UN ELEMENTO	78

5.1.3. AMPLIFICADORES PARA TRANSDUCTORES ESPECIFICOS	82
5.2. ACONDICIONADOR DE ENTRADA DIFERENCIAL	83
6. CONCLUSIONES	87
BIBLIOGRAFIA.	

I N T R O D U C C I O N

El siguiente trabajo tiene como objetivo agrupar los transductores más comúnmente empleados de acuerdo a su funcionamiento con el fin de tener una referencia en cuanto a sus aplicaciones de acuerdo a sus características particulares.

En la parte 1 se mencionan algunas características involucradas en el funcionamiento de los instrumentos y en la parte 2 se describe muy brevemente el principio operativo de cada transductor resumiendo finalmente en una tabla las características y aplicaciones más importantes.

Las partes 3 y 4 tratan un poco más a fondo los acelerómetros piezoeléctricos y strain-gage respectivamente con el fin de seleccionarlos y aplicarlos adecuadamente.

Finalmente en la parte 5 se mencionan algunas etapas de instrumentación para el acoplamiento de las señales de salida de los transductores para acondicionar dichas señales a voltaje manejables y confiables en los registros de datos.

1.- TRANSDUCTORES Y CARACTERISTICAS DE INSTRUMENTOS.

1.1. DEFINICIONES.

Un transductor es un elemento que mide una variable física efectuando una transformación para convertir la señal a una forma más útil. En general transforma un efecto físico en otro, siendo comúnmente eléctrica la señal de salida debido a su facilidad de medición.

De acuerdo a la forma de actuación, los transductores pueden ser activo y pasivos.

TRANSDUCTORES ACTIVOS. Tienen una fuente auxiliar de potencia que suministra gran parte de la potencia de salida, mientras que la señal de entrada suministra solo una porción insignificante, pudiendo haber o no conversión de una forma a otra de energía.

TRANSDUCTORES PASIVOS. Son aquellos componentes o elementos en los que la energía de salida la proporciona casi en su totalidad la señal de entrada y también pudiendo existir conversión de energía o no.

Como ejemplo de los primeros citaremos a los fototransistores, acelerómetros, generadores de efecto Hall, micrófonos, etc., y manómetros, termómetros de presión, galvanómetros, etc., para los segundos.

Cabe señalar también que los transductores de acuerdo a la presentación de los datos pueden ser indicativos o de control, dependiendo de si carecen o no de una salida generalmente eléctrica o mecánica de tal forma que podamos realimentar la entrada de la variable física a controlar.

VARIABLES FISICAS. Las variables físicas son el objeto de la medición, siendo ésta, realizable en más de una forma, dependiendo de la disponibilidad del elemento.

a ser medido, su colocación y construcción lo cual nos va a definir el transductor más recomendable usable.

Las variables físicas más usualmente medibles son: desplazamiento, aceleración, velocidad, presión, torque, esfuerzo, fuerza, temperatura, gastos, sonido, luz, voltajes, corrientes, campos magnéticos, niveles de energía, ionización, etc.

Los transductores que miden las variables físicas anteriores serán posteriormente tratados y por el momento cabe hacer notar que para obtener una presentación de datos finales, dichos transductores deben formar parte de un sistema de medición el cual en forma esquemática y más comúnmente presentada se observa en la figura 1.1.

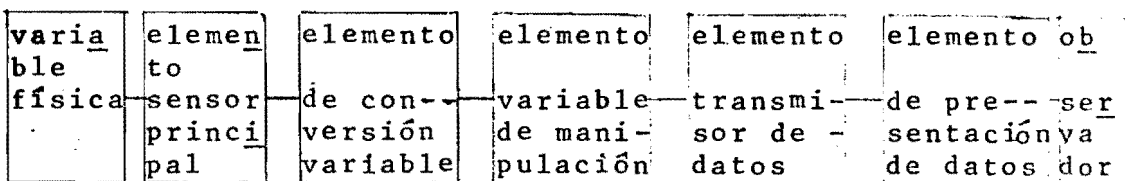


Fig. 1.1

donde a grosso modo se puede decir que el elemento sensor y el de conversión variable quedan cubiertos por el transductor, el elemento de manipulación y transmisor son etapas fundamentales de los acondicionadores y quedando finalmente para el elemento de presentación de datos, la carátula de ciertos medidores ó los registros de ciertos oscilógrafos.

1.2.- CARACTERISTICAS GENERALES DE FUNCIONAMIENTO DE LOS INSTRUMENTOS.

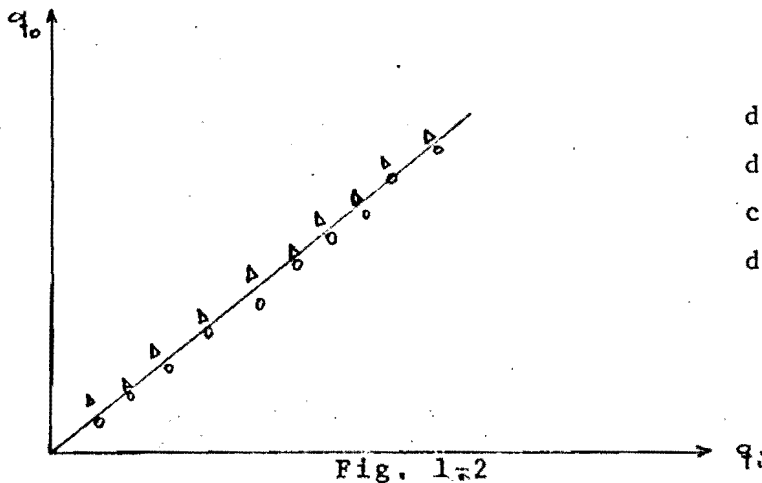
Estas características se dividen en estáticas y dinámicas.

1.2.1.- ESTATICAS. Que son cuando las variables físicas a medir presentan cambios lentos o son constantes en el tiempo.

CALIBRACION ESTATICA. Es la que se realiza cuando las señales de interferencia y modificadoras se mantienen aproximadamente invariables, variando únicamente la señal deseada.

La calibración estática se realiza aplicando variables físicas conocidas por medio de instrumentos patrón al instrumento o transductor el cual se desea calibrar, obteniéndose una tabla de entrada verdadera q_i con sus respectivas salida q_o .

La relación de q_i a q_o debe ser uno a uno, sin embargo, las entradas de interferencia o modificadoras, como son: temperatura, presión atmosférica, humedad, campos inductivos, etc., influyen en la operación del instrumento trayendo como consecuencia que la relación entrada-salida no sea una línea recta, obteniéndose puntos dispersos con respecto a una línea promedio, como se ve en la fig. 1.2.



donde Δ indica salida cuando q_i decrece y \circ indica salida cuando q_i crece.

La forma de cómo evaluar esta recta promedio se hace generalmente por medio del método de mínimos cuadrados, tomándose la ecuación de la línea recta como

$$q_o = m q_i + b$$

donde m es la pendiente con valor

$$m = \frac{N \sum q_i q_o - (\sum q_i)(\sum q_o)}{N \sum q_i^2 - (\sum q_i)^2} \quad (1.1)$$

y b la ordenada al origen

$$b = \frac{(\sum q_o)(\sum q_i^2) - (\sum q_i q_o)(\sum q_i)}{N \sum q_i^2 - (\sum q_i)^2} \quad (1.2)$$

donde N=No. total de puntos de datos.

La desviación estándar de m y de b están dadas por

$$S_m^2 = \frac{N S_{q_o}^2}{N \sum q_i^2 - (\sum q_i)^2}$$

$$S_b^2 = \frac{S_{q_o}^2 \sum q_i^2}{N \sum q_i^2 - (\sum q_i)^2} \quad (1.3)$$

$$\text{donde } S_{q_o}^2 = \frac{1}{N} \sum (m q_i + b - q_o)^2$$

COMBINACION DE LOS ERRORES DE LOS COMPONENTES PARA EL CALCULO DE LA PRECISION TOTAL DEL SISTEMA.

La medición de una variable física implica un determinado número de lecturas N de donde se obtiene un valor medio \bar{x} y una desviación estándar σ dadas por

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N}$$

$$\sigma = \left[\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N-1} \right]^{1/2} \quad (1.4)$$

si agrupamos en intervalos estos datos obtenidos en las lecturas y dividimos el número de lecturas por intervalo entre el número total de lecturas y el ancho del intervalo, llegamos a la obtención de la distribución de los datos lo cual se obtiene graficando z contra el ancho del intervalo.

$$\begin{aligned} \text{donde } z &= \frac{\text{(Número de lecturas en un intervalo)}}{\text{No. total de lecturas } \times \text{ ancho del intervalo}} \\ &= \frac{n_i}{N \times \Delta i} \end{aligned} \quad (1.5)$$

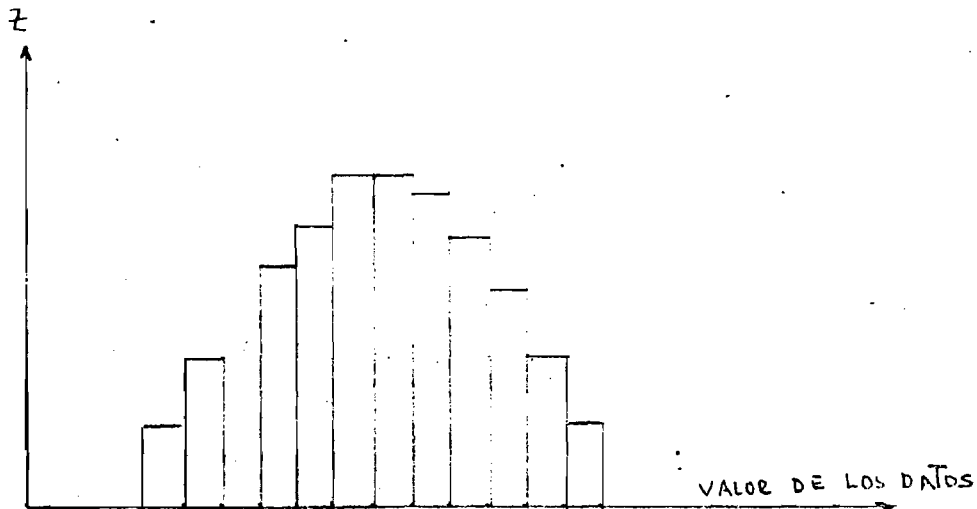


Fig. 1.3

De la gráfica se ve que cuando $\Delta i \rightarrow 0$ el contorno del histograma se hace liso dando finalmente como modelo matemático una función de densidad probabilística cuya forma más útil es la normal o gaussiana.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}} \quad (1.6)$$

De esta función se ha demostrado que el 68% de las lecturas tienen el valor $\bar{x} \pm \sigma$, 95% de las lecturas tienen el valor $\bar{x} \pm 2\sigma$, 99.7% de las lecturas tiene el valor $\bar{x} \pm 3\sigma$.

Una vez determinado el error probable en el cual se puede incurrir en la medición de una variable física, se puede determinar la precisión total de un sistema donde intervengan varias componentes con su error respectivo.

Si la función del sistema es $f(u_i)$ con u_i variables independientes, se tiene que su valor, mas el error, viene dado por:

$$f(u_i) \pm \Delta f(u_i) = f(u_1 \pm \Delta u_1, u_2 \pm \Delta u_2, \dots, u_n \pm \Delta u_n)$$

desarrollando la función en serie de Taylor se tiene

$$\begin{aligned} f(u_1 \pm \Delta u_1, u_2 \pm \Delta u_2, \dots, u_n \pm \Delta u_n) = & f(u_1, \dots, u_n) + \Delta u_1 \frac{\partial f}{\partial u_1} + \Delta u_2 \frac{\partial f}{\partial u_2} + \dots + \Delta u_n \frac{\partial f}{\partial u_n} \\ & + \frac{1}{2} \left[(\Delta u_1)^2 \frac{\partial^2 f}{\partial u_1^2} + \dots \right] + \dots \end{aligned}$$

como Δu_i es pequeño, los términos al cuadrado pueden despreciarse y

$$\begin{aligned} f(u_i) \pm \Delta f(u_i) = & f(u_i) + \Delta u_1 \frac{\partial f}{\partial u_1} + \Delta u_2 \frac{\partial f}{\partial u_2} + \dots \\ & + \Delta u_n \frac{\partial f}{\partial u_n} \end{aligned}$$

de donde $\Delta f(u_i) = \Delta u_1 \frac{\partial f}{\partial u_1} + \Delta u_2 \frac{\partial f}{\partial u_2} + \dots + \Delta u_n \frac{\partial f}{\partial u_n}$

que con el fin de asegurarnos un rango en el cual debe

caer la lectura con una probabilidad de 0.997

$$\Delta f(u_i) = \left[\left(\Delta u_1 \frac{\partial f}{\partial u_1} \right)^2 + \left(\Delta u_2 \frac{\partial f}{\partial u_2} \right)^2 + \dots + \left(\Delta u_n \frac{\partial f}{\partial u_n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1.7)$$

es decir si Δu_i representa un límite $\pm 3\sigma$, $\Delta f(u_i)$ representa el mismo límite.

SENSIBILIDAD ESTÁTICA. La pendiente dada por la expresión (1.1) define la sensibilidad estática del instrumento, esto es, la pendiente de la curva de la calibración está definida por

$$s = \frac{\Delta q_o}{\Delta q_i} \quad (1.8)$$

cañe hacer notar que esta sensibilidad se ve afectada por la temperatura, presión y otras variables modificadoras.

Otros de los fenómenos que pueden influir en la calibración son:

HISTERESIS. La cual es provocada por fricciones y juego en las piezas de los instrumentos mecánicos ó por campos magnéticos en elementos ferrosos como se puede ver en la fig 1.2.

LEGIBILIDAD DE ESCALA. Que depende tanto del instrumento como del operador.

1.2.2. CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS.

INSTRUMENTOS DE ORDEN CERO.

Cualquier instrumento o sistema que obedezca aproximadamente la ecuación $a_0 q_0 = b_0 q_i$ dentro de un intervalo de condiciones de operación, se define como instrumento de cero orden que viene siendo el caso de la sensibilidad estática $S = \frac{b_0}{a_0}$.

Como no existen retrasos, el instrumento de orden cero representa al ideal. Vgr. potenciómetro.

INSTRUMENTO DE 1^{er}. ORDEN. Son definidos por el modelo

$$a_1 \frac{dq_0}{dt} + a_0 q_0 = b_0 q_i \quad (1.9)$$

que puede tomar la forma

$$(\tau D + 1) q_0 = k q_i \quad (1.10)$$

donde k = sensibilidad estática

τ = constante de tiempo

D = operador diferencial

y cuya respuesta al escalón es

$$q_0 = C e^{-t/\tau} + k q_{is}$$

donde q_{is} es la amplitud del escalón.

Si en $t=0$ $q_0 = 0$, se tiene que

$$q_0(t=0) = C + k q_{is} = 0$$

y $C = -k q_{is}$ teniendo finalmente que

$$q_0(t) = k q_{is} [1 - e^{-t/\tau}]$$

Para estos instrumentos de primer orden el error de medida se define como

$$e_m = q_i - \frac{q_0}{k} \quad (1.11)$$

y el tiempo de reposo como aquél que transcurre después de la aplicación de una entrada escalonada, para que el instrumento alcance y permanezca dentro de una banda de tolerancia establecida en mas o menos alrededor de su valor final.

Como ejemplo se tiene el termómetro de líquido, termistores, etc.

RESPUESTA A LA RAMPA. De la ecuación (1.10) tenemos que

$$(\tau D + 1) q_o = k \dot{q}_{is} t$$

donde \dot{q}_{is} es la pendiente de la rampa. La respuesta homogénea y particular a la ecuación anterior es

$$q_o = C e^{-t/\tau} + k \dot{q}_{is} (t - \tau)$$

y si en $t=0^+$ $q_o = 0$, $\rightarrow q_o(t) = k \dot{q}_{is} (\tau e^{-t/\tau} + t - \tau)$ (1.12)

donde el error también esta dado por (1.11)

$$\begin{aligned} em &= \dot{q}_{is} t - \dot{q}_{is} \tau e^{-t/\tau} - \dot{q}_{is} t + \dot{q}_{is} \tau \\ &= - \dot{q}_{is} \tau e^{-t/\tau} + \dot{q}_{is} \tau \end{aligned} \quad (1.13)$$

error transitorio error estable

RESPUESTA A LA FRECUENCIA. Para los instrumentos de primer orden de la ecuación (1.10) se tiene que

$$(\tau s + 1) q_o(s) = k q_{is}(s)$$

y $\frac{q_o(s)}{q_i(s)} = \frac{k}{j\omega\tau + 1} = \frac{k}{[\omega^2 \tau^2 + 1]^{1/2}}$ (1.14)

donde se ve que la respuesta es mejor si τ es pequeña.

RESPUESTA AL IMPULSO. La respuesta al impulso - - - $p(t) = A/\tau$ se obtiene combinando los efectos de respuesta al escalón y libre en el límite cuando τ (ancho del pulso) se hace cero, llegando finalmente a la siguiente expresión

$$q_0 = \frac{kA}{\tau} e^{-t/\tau} \quad (1.15)$$

donde $A =$ area del impulso ($A =$ impulso unitario).

EL INSTRUMENTO DE 2º ORDEN. Quedan definidos con la siguiente ecuación

$$a_2 \frac{d^2 q_0}{dt^2} + a_1 \frac{dq_0}{dt} + a_0 q_0 = b_0 q_i \quad (1.16)$$

donde los parámetros más importantes son:

$$k = \frac{b_0}{a_0} \quad \text{sensibilidad estática}$$

$$w_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} \quad \text{frecuencia natural}$$

$$\xi = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} \quad \text{relación de amortiguamiento}$$

en función de los parámetros anteriores (1.16) queda

$$\left(\frac{D^2}{w_n^2} + \frac{2\xi D}{w_n} + 1 \right) q_0 = k q_i \quad (1.17)$$

RESPUESTA AL ESCALON. Las soluciones completas de la ecuación (1.17) para cuando q_i es la función escalón

de amplitud q_{is} son:

En la gráfica de la fig. 1.4 se observa la respuesta adimensional de los instrumentos de 2º orden donde se tiene que $\xi = 0.6$ a 0.7 es el óptimo y el cual también es usado por muchos instrumentos comerciales. Sin embargo, existen otros, como los fonocaptoreos de presión piezoeléctricos, acelerómetros, etc., que tienen una frecuencia natural elevada y poca relación de amortiguamiento - - - ($\xi \leq 0.01$) por lo cual presentan sobre tiro y fuerte oscilación en la respuesta al escalón.

En las aplicaciones prácticas las entradas escalonadas raramente se presentan y los instrumentos de bajo - - - amortiguamiento como los acelerómetros responden aceptablemente a la rampa o a señales cuya pendiente tenga un valor finito, siendo generalmente aplicables en mediciones de vibraciones de 0 hasta 100 Khz.

RESPUESTA EN FRECUENCIA. De la expresión (1.17) vemos que la función de transferencia es

$$\frac{q_o(s)}{q_i(s)} = \frac{k}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}$$

que puede tomar la forma

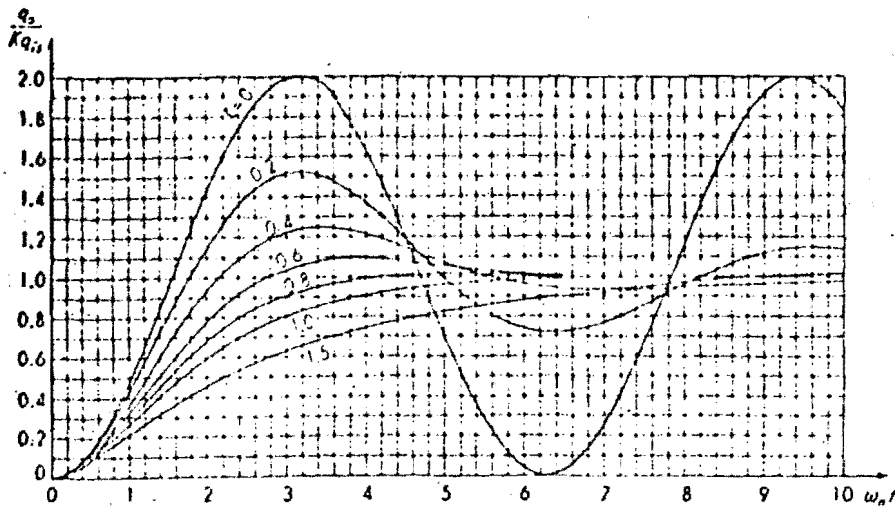


Fig 1.4

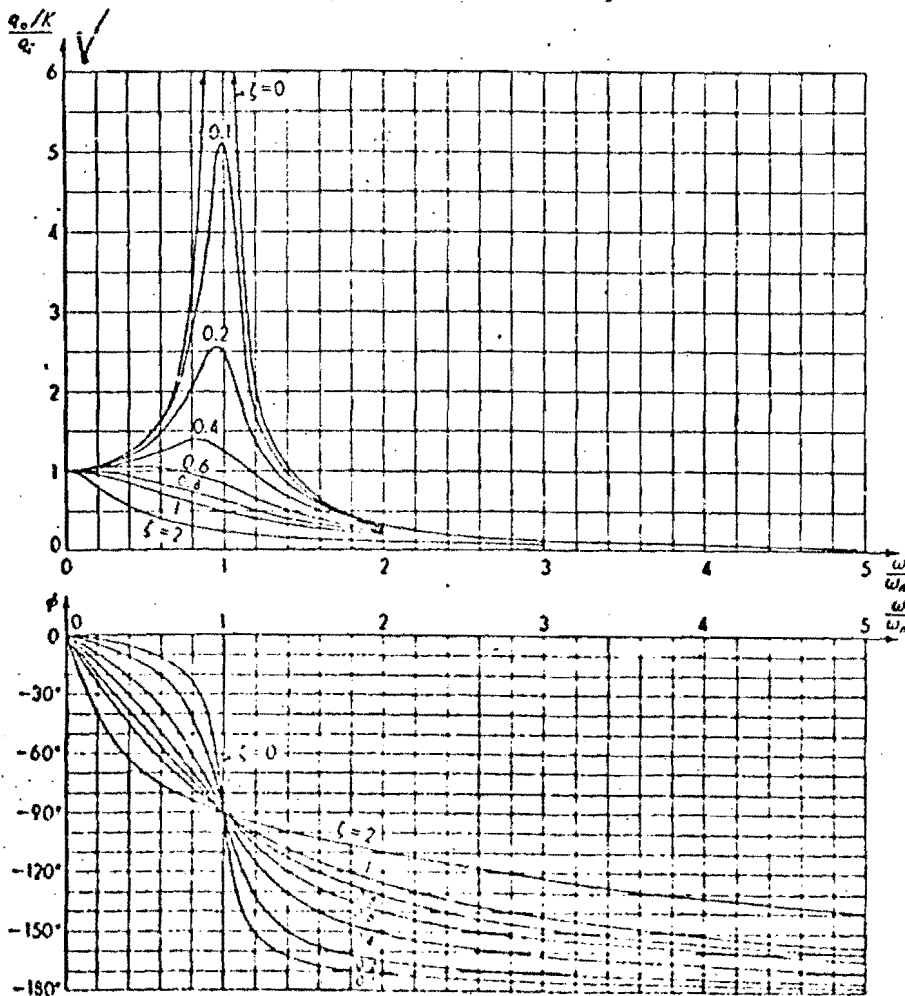


Fig 1.5

$$\frac{q_o/k}{q_i} (j\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \angle \phi \quad (1-19)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{2\xi}{\frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega}}$$

y cuyas gráficas se tienen en la fig. 1.5, donde se ve -
que para $\xi = 0.6$ a 0.7 se tiene un determinado ancho de-
banda de amplitud constante.

2.- TRANSDUCTORES EN GENERAL.

A continuación se tratarán algunos de los transductores más ampliamente usados cuya transformación de la variable física que detectan es una señal eléctrica.

2.1. TRANSDUCTORES DE RESISTENCIA VARIABLE. Son elementos muy comunes contruídos con contacto móvil deslizante sobre una bobina de cable através de cualquier movimiento angular o lineal. Comercialmente existen en todos los tamaños, rangos y costos y su aplicación fundamental está en la medición de desplazamientos lineales o angulares.

Es un transductor de orden cero, con efectos inductivos y capacitivos despreciables por lo que su rango en frecuencia es idealmente infinito con coeficiente de amortiguamiento cero y retardo de tiempo de entrada a salida nulo. Su modelado es el de la figura 2.1.

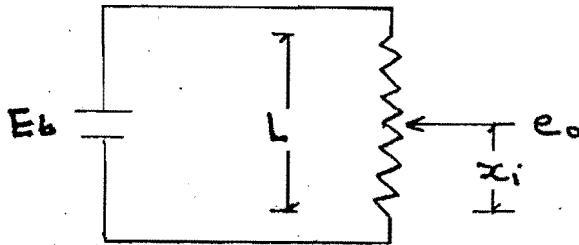


Fig. 2.1

del cual se tiene que

$$e_o = \frac{x_i}{L} E_b = k x_i$$

$$k = \frac{E_b}{L} = \text{sensibilidad estática.}$$

Otro dispositivo que opera bajo el principio de resistencia variable es el strain-gage que será tratado en forma más amplia posteriormente.

2.2. TRANSFORMADOR DIFERENCIAL (L V D T).

Es un transformador con un devanado primario el - -

cual va al centro de dos devanados secundarios y opues--
tos. El diagrama esquemático es el de la figura 2,2,

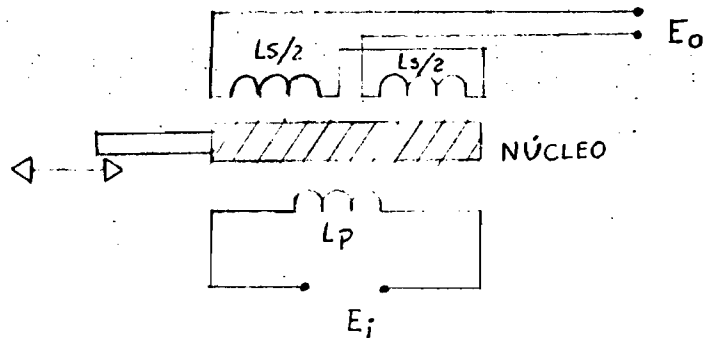


Fig. 2.2.

La excitación normal de estos transductores es de -
3 a 15 volts efectivos de amplitud y con frecuencias que
varían de 60 hz a 20 khz.

Cuando el núcleo no existe o está perfectamente cen-
trado (posición cero), la inductancia mutua de L_p a las-
dos bobinas secundarias son iguales y la salida E_o es --
idealmente cero. Sin embargo, los armónicos en el volta-
je de excitación y el acoplamiento por la capacitancia -
parásita entre el primario y los secundarios producen un
voltaje pequeño. //

Dos métodos son los comúnmente empleados para redu-
cir este error los cuales esquemáticamente quedan expli-
cados en la figura 2.3.

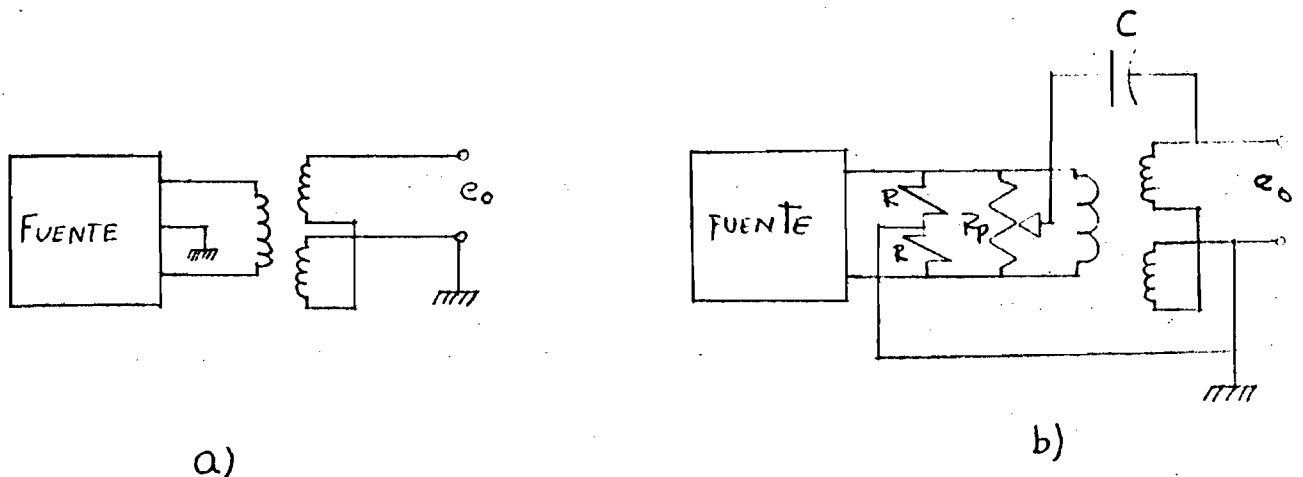


Fig. 2.3

El funcionamiento del L V D T se entiende más perfectamente si se parte del siguiente modelo.

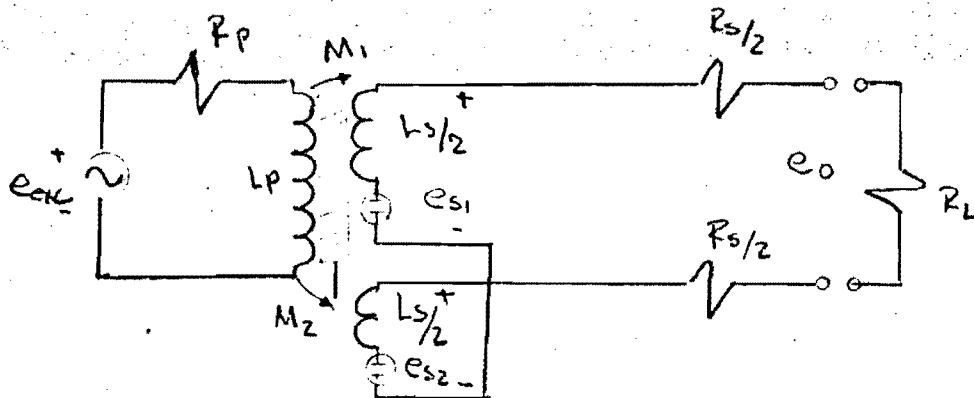


Fig. 2.4

donde $e_{ex} = L_p \frac{di_p}{dt} + i_p R_p$

$$e_{s1} = M_1 \frac{di_p}{dt}$$

$$e_{s2} = M_2 \frac{di_p}{dt}$$

M_1 y M_2 = Inductancias mutuas de los secundarios -
respectivamente
y en vacío $e_o = e_{s1} \pm e_{s2} = (M_1 \pm M_2) \frac{di_p}{dt}$ (2.2)

donde se ve que la cantidad $(M_1 \pm M_2)$ es la que varía linealmente con la variación del núcleo. La combinación de (2.2) y (2.1) nos da

$$e_o = (M_1 \pm M_2) \frac{D}{L_p D + R_p} e_{ex} \quad (2.3)$$

donde D= operador diferencial.

Si en la salida hay una carga R_L , se tiene

$$\frac{(M_1 \pm M_2)D}{L_p D + R_p} e_{ex} + (R_s + R_L) i_s + L_s \frac{di_s}{dt} = 0$$

como $e_o = i_s R_L$, la ecuación anterior puede tomar la siguiente forma

$$\frac{e_o(D)}{e_{ex}} = \frac{(M_1 - M_2) R_L}{R_p (R_s + R_L)} \frac{D}{(T_p D + 1)(T_s D + 1)} \quad (2.4)$$

siendo $T_p = L_p / R_p$
 $T_s = L_s / (R_s + R_L)$

de donde se ve que tiene un ángulo de fase de $+90^\circ$ a bajas frecuencias y -90° a las altas. Por lo tanto en algún lugar intermedio de frecuencias y con el núcleo en la posición cero la salida debe ser cero, por lo que para cada LVDT existe una frecuencia de operación especificada por el fabricante.

Las aplicaciones más comunes son para medición de desplazamientos cuyos rangos estén comprendidos desde ± 0.005 a ± 3 pulgadas con voltajes de salida bastante aceptables.

2.3. TRANSDUCTORES DE CAPACITANCIA.

La forma más común de capacitor variable que se usa en los transductores es el capacitor de placas paralelas cuya expresión de capacitancia variable viene dada por la siguiente relación.

$$C = \frac{\epsilon A}{x} \quad (2.5)$$

donde ϵ = cte. dieléctrica
 A = área de placas
 x = separación de la placas

Si a la expresión (2.5) la derivamos con respecto a x tenemos que

$$\frac{dC}{dx} = - \frac{EA}{x^2} \quad (2.6)$$

de donde se aprecia que para pequeños cambios de x aumenta la sensibilidad de C y puesto que no es una relación lineal se debe trabajar en un rango pequeño de x .

Sin embargo, el porcentaje de cambio en C es igual al porcentaje de cambio en x para pequeños cambios correlación a cualquier posición ya que la expresión (2.6) se puede poner en la forma

$$\frac{dC}{C} = - \frac{dx}{x} \quad (2.7)$$

El circuito básico para este tipo de transductores es el de la figura 2.6

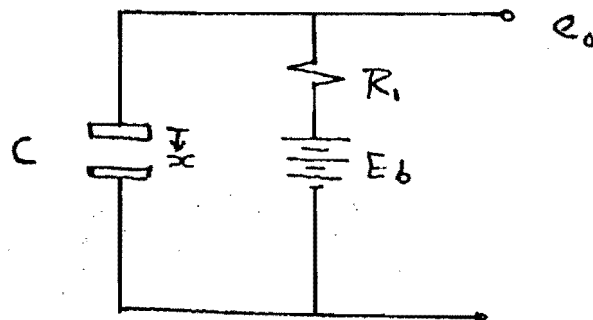


Fig. 2.6

donde E_b = voltaje de polarización

R_1 = carga

x_0 = espaciamento inicial entre placas

c_0 = capacitancia inicial a x_0 .

Si existe una fuerza que comprima a las placas paralelas, habrá un desplazamiento x , relativo al espaciamento inicial x_0 , trayendo como consecuencia un incremento en la capacitancia c_0 la cual se puede representar en paralelo con ésta. //

En estas condiciones se tiene que

$$C_0 \frac{de_0}{dt} + e_0 \frac{dc}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = 0 \quad (2.8)$$

y $e_0 = e_1 + E_b$

dónde e_1 es el voltaje que se produce debido al desplazamiento x relativo a x_0 y C es el incremento de capacitancia.

Si en (2.8) sustituimos el valor de e_0 y tomamos en cuenta que E_b es constante, aquélla toma la siguiente forma

$$C_0 \frac{de_1}{dt} + e_1 \frac{dc}{dt} + E_b \frac{dc}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = 0$$

puesto que $e_1 \ll E_b$, el $\frac{dc}{dt}$ se puede despreciar para expresarse como

$$C_0 \frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = - \frac{dc}{dt} E_b \frac{dx}{dx} = - \frac{dc}{dx} E_b \frac{dx}{dt}$$

que de acuerdo con (2.7)

$$C_0 \frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{R_1} = \frac{C_0}{x_0} E_b \frac{dx}{dt}$$

$$\frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{C_0 R_1} = \frac{E_b}{x_0} \frac{dx}{dt} = k \frac{dx}{dt}$$

$$De_1 + \frac{e_1}{C_0 R_1} = k Dx$$

de donde

$$\frac{e_1}{x}(D) = \frac{KT D}{T D + 1} \quad (2.9)$$

donde $K = \frac{Eb}{x_0}$ Volts/pulg.

$$T = \frac{EA R}{x_0} \text{ seg.}$$

de la expresión (2.9) se ve fácilmente que la respuesta a la frecuencia es

$$\frac{e_1}{x}(j\omega) = \frac{KT j\omega}{j\omega T + 1}$$

de donde para $\omega \gg 1$

$$\frac{e_1}{x}(j\omega) \approx K$$

así para una determinada frecuencia mayor que la unidad e_1 sigue fielmente a x .

Ejemplo de estos transductores son los micrófonos, donde generalmente sus frecuencias límites de trabajo son 60Hz y sus frecuencias de calibración son de - - - 250 Hz proporcionadas por un pistófono de 120 db.

Existen micrófonos especiales que trabajan abajo de 60Hz, en los cuales predomina su constante de tiempo muy grande.

2.4.- TRANSDUCTORES PIEZO-ELECTRICOS.

Los elementos piezo-eléctricos son aquéllos que -- cuando se deforman debido a fuerzas extremas, generan -- dentro de ellos una carga eléctrica. La conversión de -- energía mecánica a eléctrica es el principio de funcio -- namiento de los transductores construídos con estos ele

mentos y de acuerdo al grado útil de propiedades se clasifican en los siguientes grupos:

- a) Naturales. cuarzo y sal de rochelle.
- b) Sintéticos. sulfato de litio,
bifosfato de amonio
- c) Cristales y cerámicas ferro eléctricas polares.
titanato de bario.

Los materiales cristalinos producen el efecto piezoeléctrico con solo deformarlos debido a su estructura natural asimétrica, mientras que las cerámicas ferroeléctricas deben polarizarse aplicando un fuerte campo eléctrico al material cuando éste se calienta hasta el punto de Curie (-donde el material pierde sus propiedades ferroeléctricas). Cuando el campo eléctrico se retira del material ya frío, éste retiene una polarización permanente presentando el efecto piezoeléctrico.

El esquema del elemento piezoeléctrico es el siguiente.

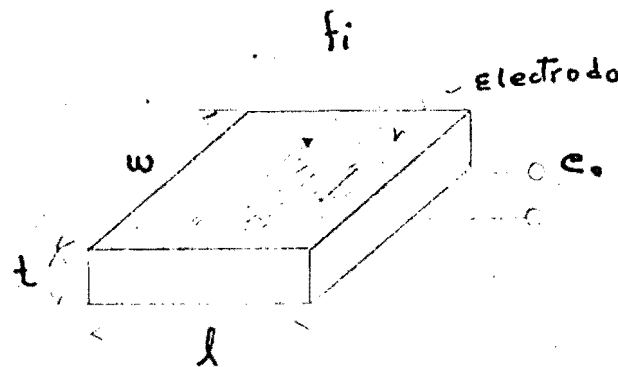


Fig. 2.7

de donde se definen las siguientes constantes

$$g = \frac{e_0 / t}{f_i / \omega l} \quad \frac{\text{volts/metro}}{\text{Newtons/m}^2} \quad \text{sensitividad de voltaje} \quad (2.11)$$

$$d = \frac{\phi}{f_i} \quad \frac{\text{Coulombs /m}^2}{\text{Newtons /m}^2} \quad \text{constante piezoeléctrica.}$$

En la tabla 2.1 se contemplan algunos valores para las constantes d y g de ciertos materiales.

2.5.- TRANSDUCTORES FOTOELÉCTRICOS.

Son transductores que convierten un rayo de luz a una señal eléctrica útil. El principio de funcionamiento se muestra en la siguiente figura.

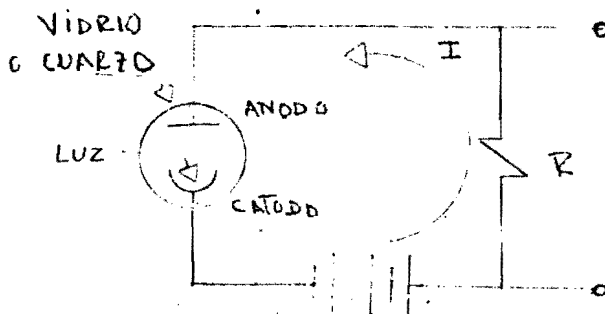


Fig. 2.8

La luz golpea al cátodo fotoemisor transmitiéndole su energía a los electrones existentes en éste, los cuales se liberan emigrando al ánodo produciendo así una corriente I al circuito externo que es directamente proporcional a la intensidad de luz y expresada por:

$$I = S \Phi$$

donde I = corriente fotoeléctrica

Φ = intensidad de luz

S = sensibilidad.

El cátodo y el ánodo están encerrados por una envoltura de vidrio o cuarzo, lleno generalmente de gas inerte. Tanto las características de transmisión de la envoltura como los fotoemisivos del cátodo influyen en la respuesta a diferentes longitudes de onda de luz.

Materiales fotoemisivos disponibles responden a la luz sobre el rango de 0.2 a 0.8 μ . Siendo el vidrio un transmisor de luz con longitudes de onda de 0.4 a 0.8 μ y el cuarzo abajo de 0.2 μ .

Estos transductores son útiles en la elaboración de fotoceldas y luxómetros entre otros.

2.6.- TRANSDUCTORES FOTOCONDUCTIVOS.

Los transductores fotoconductores están hechos a base de materiales semiconductores los cuales decrecen su resistencia interna bajo la intensidad de una radiación incidente con determinada longitud de onda o bajo la detección de fotones los cuales liberan electrones en la estructura del detector produciendo un efecto eléctrico mensurable.

Los factores que afectan el funcionamiento de estos transductores son la constante de tiempo, la responsividad definida por

$$R_v = \frac{V_{orms}}{P_{irms}} \quad (2.13)$$

donde V_{orms} = voltaje de salida del detector

P_{irms} = potencia incidente al detector

y la potencia equivalente al ruido, definida como la radiación de entrada mínima que producirá una relación señal a ruido de la unidad. Ruido que proviene de fuentes eléctricas dentro del mismo detector.

Por otra parte el grado de detección de estos sensores está dado por

$$D = \frac{R_v}{V_{or}} \quad (2.14)$$

donde V_{or} = voltaje de salida de ruido rms.

Una detectividad normalizada se define como

$$D^* = (A \Delta f)^2 D \quad (2.15)$$

Material	Orientation	Charge sensitivity d , $\frac{\text{coulombs/m}^2}{\text{newtons/m}^2}$	Voltage sensitivity g , $\frac{\text{volts/m}}{\text{newtons/m}^2}$
Quartz	X cut; length along Y length longitudinal	2.25×10^{-12}	0.055
	X cut; thickness longitudinal	-2.04	-0.050
	Y cut; thickness shear	4.4	-0.108
Rochelle salt	X cut 45°; length longitudinal	435.0	0.098
	Y cut 45°; length longitudinal	-78.4	-0.29
	Z cut 0°; face shear	48.0	0.354
Ammonium dihydrogen phosphate	Z cut 45°; length longitudinal	24.0	0.177
	To polarization	130-160	0.0106
Commercial barium titanate ceramics	To polarization	-56.0	0.0042-0.0053

TABLE 2-1

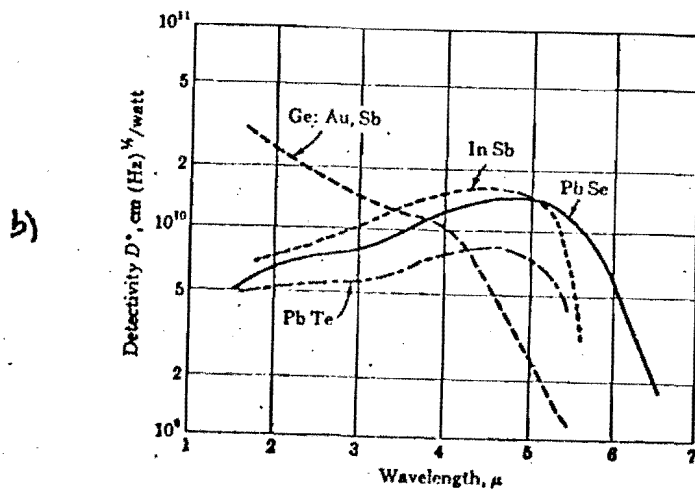
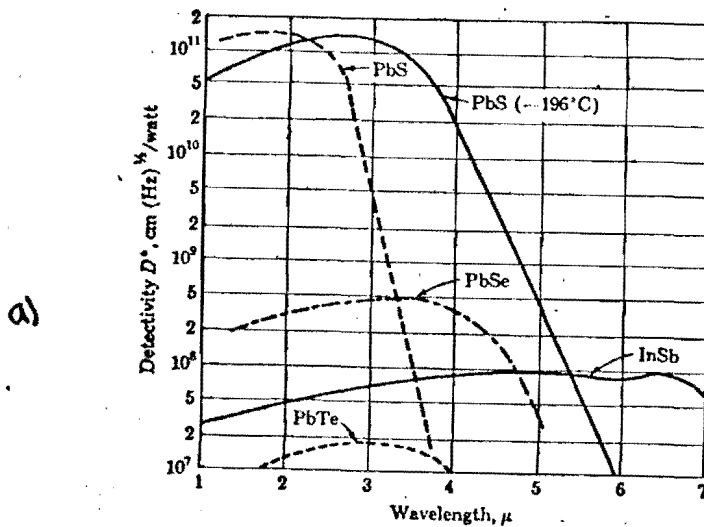


Fig. 2.9

donde D^* = detectividad normalizada dada en gráficas para cada material sensor

A = área del detector

Δf = ancho de banda del ruido equivalente.

Las gráficas de la fig. 2.9 ilustran el funcionamiento de varios detectores fotoconductorivos en cuanto a detectividad normalizada sobre un rango de longitudes de onda donde se ve que estos detectores tienen una respuesta relativa sensible a la longitud de onda.

El sulfuro de plomo (PbS) es el más usado como termómetro de radiación y el antimoniuro de indio ($Indium Antimonide$) como fotocelds con longitudes de onda mayores a aquél.

2.7.- CELDAS FOTOVOLTAICAS.

Son transductores en cuya construcción intervienen 3 capas en forma de sandwich: una capa metálica transparente delgada por donde incide la luz, un material semiconductor en la parte media y una placa metálica sirviendo como base.

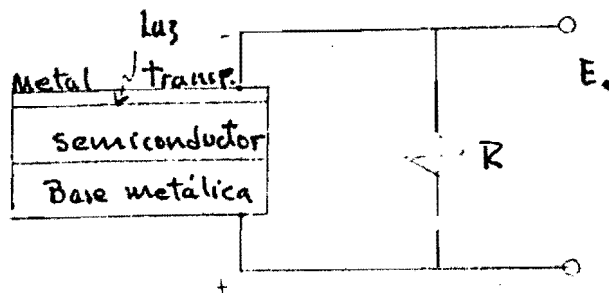


Fig. 2.10

La capa transparente es generalmente una capa conductora aplicada por rocío y el material semiconductor es selenio, óxido de cobre o germanio.

Cuando la luz golpea la barrera formada por el metal transparente y el semiconductor un voltaje es generado el cual en vacío se aproxima a una función logarítmica. Sin embargo, cuando la resistencia de carga es baja, las variaciones son aproximadamente lineales en un rango determinado.

Su uso es muy frecuente en la elaboración de celdas fotovoltaicas medidoras de exposición de luz en trabajos de fotografías y en celdas detectoras de rayos X.

2.8.- TRANSDUCTORES DE IONIZACION.

Son transductores que operan de acuerdo a la siguiente configuración,

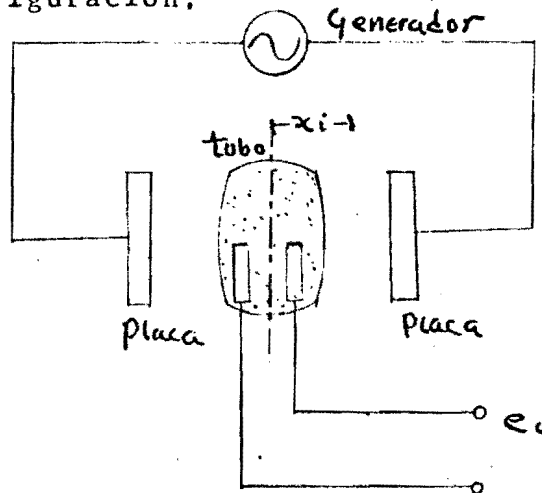


Fig. 2.11

El tubo contiene gas a baja presión y un par de electrodos que detectan un voltaje e_0 que se crea cuando el generador de RF manda un potencial a las placas creando una descarga luminosa en el gas. El voltaje e_0 depende del espaciamiento entre electrodos y la capacitancia de acoplamiento entre las placas de RF y el gas, de tal manera que cuando el tubo está centrado entre placas, la diferencia de potencial entre los electrodos es cero. Si el tubo se desplaza hacia uno u otro lado de esta referencia, la diferencia de potencial se incrementa cambiando de polaridad en el cruce por cero.

La sensibilidad de estos transductores es muy alta, de varios cientos de volts por minuto por lo cual su utilización es recomendable en desplazamientos menores a un mm. y su respuesta en frecuencia anda aproximadamente de 0 a 3 KHz.

Otra configuración que resulta útil para hacer medidas de movimiento en general es la que sigue.

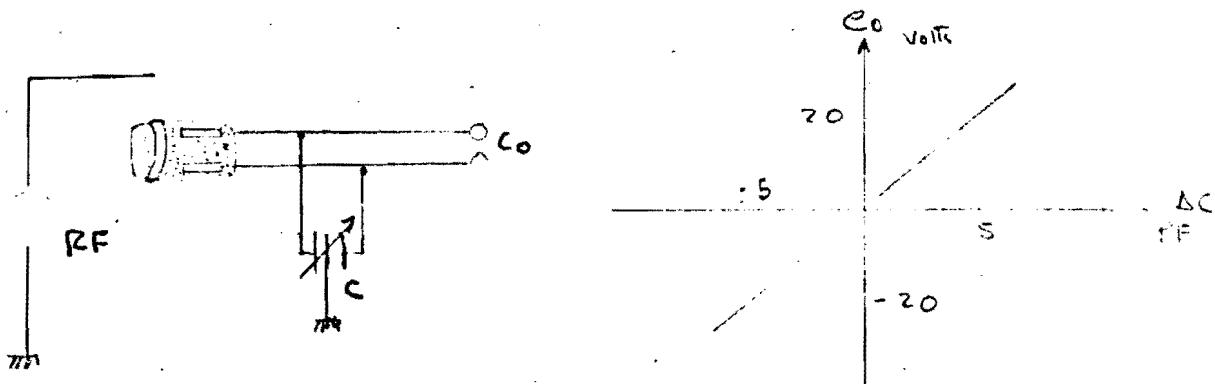


Fig. 2.12

la cual tiene una sensibilidad de 4 V/pf.

2.9. TRANSDUCTORES MAGNETICOS.

Aquí están comprendidos todos los transductores que utilizan el campo magnético para inducir un voltaje en una bobina que rota o un campo magnético que a ésta, la hace girar. Como ejemplo de esto tenemos todo tipo de galvanómetros.

2.10. TRANSDUCTORES DE EFECTO HALL,

El efecto Hall se presenta cuando en una barra conductora o semiconductor que lleva una corriente I , es atravesada en forma perpendicular a la corriente por un campo magnético B , generando una diferencia de voltaje entre las caras paralelas a la dirección del campo.

La creación de este voltaje se debe a la fuerza que produce el producto de $I \times B$ la cual hace que los electrones se desvíen mas hacia una cara y la cantidad de

electrones desviados depende de la característica del material conductor o semiconductor.

El principio básico se muestra a continuación.

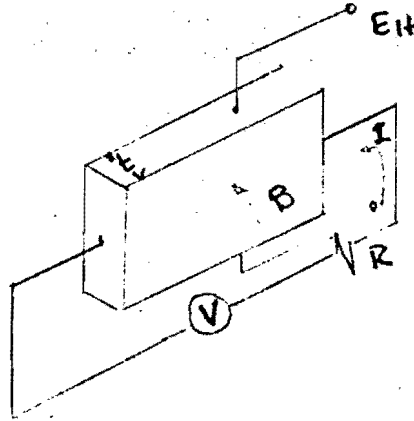


Fig. 2.13

donde el potencial generado es

$$E_H = K_H \frac{IB}{t}$$

siendo K_H = coeficiente Hall

t = espesor de la muestra

De los materiales más sensibles al efecto Hall está el germanio el cual con una densidad de flujo magnético de 100 a 8000 gauss tiene una $K_H = 8.0 \times 10^{-8} \frac{V \cdot cm}{Amp \cdot G}$, el telurio que con $B=3000-9000$ gauss tiene una $K_H = 4.1 \times 10^{-8} \frac{V \cdot cm}{Amp \cdot G}$ entre otros.

Valores típicos para estos transductores son los siguientes:

- a) voltaje de alimentación 3 Vdc o Ac
- b) corriente de alimentación 150 mA
- c) resistencia de carga 100 Ω
- d) rango de 0 a 10 000 gauss.

siendo las aplicaciones más comunes de medidores de flujo, corriente y velocidades angulares.

2.11. TRANSDUCTORES POR MAGNETOSTRICCION.

Son transductores en los cuales las fuerzas mecáni--

cas resultan de la deformación de un material ferromagnético teniendo propiedades de magnetostricción.

Los principios fundamentales en los que se basan -- son: El "Efecto Joule", que es aplicado al fenómeno en -- el cual un cambio en dimensión lineal del núcleo ocurre -- cuando un campo magnético es aplicado a lo largo de una -- dirección específica.

Siendo la relación la siguiente.

$$B = \frac{4\pi K x}{AR} \quad (2.17)$$

donde B = densidad de flujo magnético en el núcleo

K = constante de magnetostricción

A = sección transversal del núcleo.

R = reluctancia del circuito magnético

X = desplazamiento del núcleo.

Por otra parte existe el "Efecto Villari", que es -- aplicado al fenómeno en el cual un cambio en inducción -- magnética ocurre cuando un esfuerzo mecánico es aplicado -- a lo largo de una dirección específica. La relación fundamental es

$$(2.18)$$

$$f_M = A K B$$

Siendo f_M la fuerza perpendicular a A que aparece -- debido a B

El voltaje generado debido a los cambios de flujo -- magnético y de la expresión (2.17) es

$$e = NA \frac{dB}{dt} = \frac{4\pi NK}{R} \dot{x} \quad (2.19)$$

Por otra parte la relación del flujo y la corriente de la bobina es

$$B = \frac{4\pi Ni}{AR} \quad (2.20)$$

y sustituyendo (2.20) en (2.18)

$$F_M = \frac{4\pi NiK}{R} \quad (2.21)$$

de donde

$$i = \frac{f_M R}{4\pi N K} \quad (2.22)$$

dividiendo (2.19) entre (2.22)

$$\begin{aligned} \frac{e}{i} &= \frac{16(\pi N K)^2}{R^2} \frac{\dot{x}}{f_M} \\ &= \frac{16(\pi N K)^2}{R^2 Z_M} \end{aligned} \quad (2.23)$$

donde $Z_M = \frac{f_M}{\dot{x}}$, es la impedancia mecánica sobre la --
cuál actúa el núcleo.

Este principio es aplicado en la construcción de --
excitadores los cuales comunican vibraciones a sistemas
mecánicos en la resonancia pudiendose así evaluar la im-
pedancia mecánica, estados de esfuerzo o aceleraciones--
de vibración.

2.12 SENSORES DE TEMPERATURA.

Los elementos que sensan la temperatura pueden ser
de dos tipos: los de contacto directo y los que detec-
tan las radiaciones del cuerpo a medir.

Los primeros son proyectados para que soporten el-
mismo nivel de temperatura a medir, lo cual les limita-
su rango máximo debido a las oxidaciones que se presen-
tan y se tienen que encapsular o utilizar métodos de --
enfriamiento si se quiere elevar el rango.

A continuación se mencionan los sensores de contac-
to directo que proporcionan como salida una señal eléc-
trica, como son: termopares, conductores y semiconducto-
res,

TERMOPARES.- Los sensores termoeléctricos funcio-
nan bajo el principio del efecto SEEBECK el cual esta-
blece que "al conectar dos conductores diferentes en la
unión se crea una diferencia de potencial por efecto de
la temperatura". Sin embargo, cuando por la unión cir-

cula una corriente a un circuito externo en dicha unión se crea una diferencia de potencial la cual expresada en función de la temperatura tiene la relación

$$E_1 = C_1(T_1 - T_2) \quad (2.24)$$

donde E_1 = fem creada por el efecto peltier para el caso de la Fig. 2.14

T_1 y T_2 son temperaturas absolutas

C_1 es una constante que depende de los materiales

Para el caso de la misma configuración mostrada -- en la Fig. 2.14, se crea una diferencia de potencial debido al gradiente de temperatura en los conductores conocido como efecto Thomson y cuya relación es

$$E_2 = C_2(T_1^2 - T_2^2) \quad (2.25)$$

donde E_2 es la fem debido al efecto Thomson

C_2 constante dependiente del material

La fem total es una combinación de los tres efectos y para fines de calibración una de las uniones en la -- Fig. 2.14 se mantiene a una referencia de generalmente -- 32°F , donde además se tiene que tomar en cuenta las siguientes leyes de comportamiento de pares termoeléctricos que en el mismo orden se contemplan en la Fig. 2.15.

- a) La fem total es invariable para uniones materiales homogéneos.
- b) La fem total es invariable si se inserta un tercer material C en cualquier material, siempre y cuando las nuevas uniones estén a la misma temperatura.
- c) De la misma manera es invariable si el material C es insertado en una unión.

- d) Si la fem de A y C, es E_{ac} y de B y C es E_{bc} , entonces la fem de A y B es $E_{ac} + E_{bc}$.
- e) Si un par produce la fem E, cuando sus uniones están a T_1 y T_2 y E_2 cuando están a T_2 y T_3 , la fem E_1+E_2 será para T_1, T_3 .

Los pares mas comunmente usados son platino-rodio con un rango de trabajo de 0-1500 °C y con errores de $\pm 0.25\%$ para escala baja, Cromel-Alumel con rango -200 a 1300 °C con error de $\pm 0.5\%$ hasta 500 °C y $\pm 0.75\%$ para rango alto, cobre-constantán con rango -200 a 350°C con error de $\pm 0.5\%$ hasta 150°C y $\pm 0.75\%$ para temperaturas mayores y Hierro-Constantán con rango de -150 a 1000°C y error de 1% para temperaturas mayores a 450°C. La sensibilidad se puede apreciar en la Fig. 2.16.

Existen pares especiales para medir temperaturas muy elevadas, como son: Rodio-Iridio con rango 0-4000°F y sensibilidad de $6 \mu V/^\circ C$, Tungsteno-Renio para temperaturas de hasta 5000°F y sensibilidad de aproximadamente $6 \mu V/^\circ C$ y Boro-Grafito para 0-4500°F con $40 \mu V/^\circ C$. En la mayoría de estos casos se usan técnicas de enfriamiento.

SENSORES CONDUCTORES.- Los cambios de resistencia debido a los efectos de temperatura que experimentan estos sensores estan dados por la relación

$$R = R_0 (1 + a_1 T + a_2 T^2 + \dots + a_n T^n) \quad (2-26)$$

donde R es la resistencia a la temperatura a medir
 T

R_0 la resitencia a $T = 0 \text{ } ^\circ C$

a_n constantes propias del material que se determinan experimentalmente.

Las curvas presentadas en la Fig. 2.17 para níquel, cobre y platino nos dan una idea de su alinealidad.

Sus rangos normales de trabajo son: (-320 a 800°F), (-300 a 500°F) y (-450 a 1850°F) respectivamente.

Para mediciones de temperatura en líquidos los elementos sensores van encerrados en bulbo de acero inoxidable y al descubierto, si el líquido no es corrosivo y para medir temperaturas en materiales sólidos los sensores se construyen en forma de rejilla plana o películas.

Su instalación se realiza formando un puente Wheatstone donde el principal problema es la alinealidad debido a los grandes cambios de los elementos sensores, por lo cual se recomienda que las resistencias fijas del puente sean 10 veces mayor que la resistencia del sensor.

Otro de los problemas que afectan la exactitud del puente son los calentamientos de las resistencias por efecto Joule el cual se ve disminuido si el voltaje de excitación del puente lo troceamos a una frecuencia adecuada.

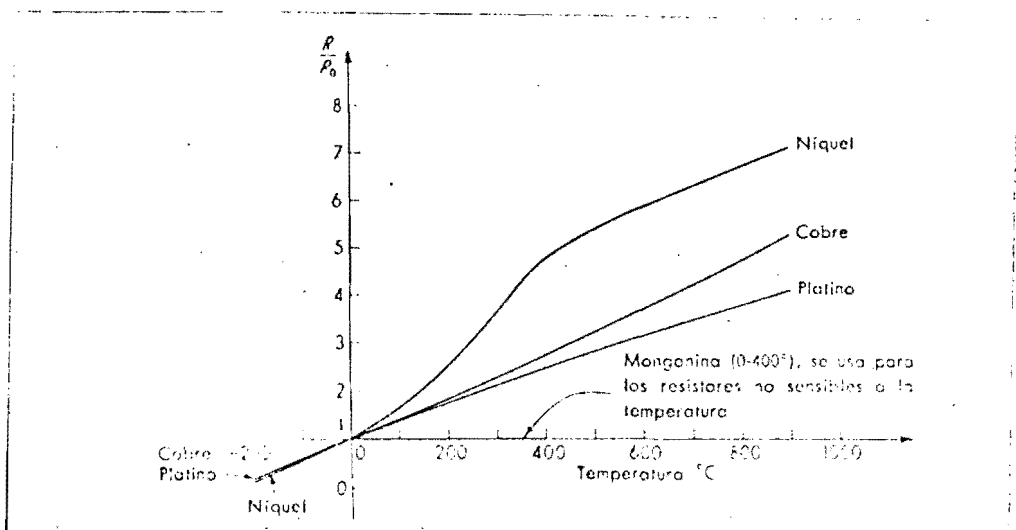


FIGURA 2.17 Curvas de la relación de la resistencia a la temperatura.

SENSORES SEMICONDUCTORES.— Son conocidos como termistores y están hechos de mezclas en proporciones adecuadas de manganeso, níquel y óxido de cobalto. La re-

lación fundamental de la resistencia con respecto a la temperatura es

$$R = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.27)$$

donde R es la resistencia a la temperatura T

R_0 es la resistencia a la temperatura T_0

β constante característica del material

T temperatura absoluta desconocida

T_0 temperatura de referencia a 298°K (25°C)

EL coeficiente de temperatura es negativo y esta dado por:

$$\frac{dR}{dT} / R = - \frac{\beta}{T^2} \quad (^\circ\text{C}^{-1}) \quad (2.28)$$

El rango de operación de estos elementos es del orden de -50 a 200°C. Existen otros Termistores de carbón o silicio que tienen un rango de 1 a 20°K y de germanio de .5 a 100°K.

Su conexión también se realiza en puente de Wheaststone con una resistencia en paralelo para disminuir un poco la alinealidad debido a que la resistencia decrece en forma exponencial al aumentar la temperatura.

SENSORES DE RADIACION.- Son de no contacto y operan con radiación electromagnética cuyas longitudes de onda están comprendidas en el rango del espectro visible e infrarrojo con valor de .3 a .72 μm y 0.72 a 1000 μm respectivamente.

El principio de operación se basa en la teoría de que todo cuerpo con temperatura mayor que cero emite radiaciones electromagnéticas que en su forma ideal viene dada por la Ley de Planck, que establece

$$W_\lambda = \frac{C_1}{\lambda^5 (e^{C_2/\lambda T} - 1)} \quad (2.29)$$

donde W_λ es la intensidad radiante hemisférica espectral en watts/cm² μ ($\mu=10^{-6}$ mts)

$$C_1 = 37413 \text{ (Watts-}\mu^4\text{)}/\text{cm}^2$$

$$C_2 = 14388 \text{ } \mu\text{-}^\circ\text{K}$$

λ es la longitud de onda de radiación (μ)

T es la temperatura absoluta a medir del cuerpo ideal (cuerpo negro)

La figura 2.18 dá las curvas de radiación emitidas por un cuerpo negro para diferentes longitudes de onda con T como parámetro, obteniéndose una W_λ máxima a diferentes valores de λ para cada T.

Para un cuerpo real la expresión anterior se ve afectada por la emitancia definida como la razón de la intensidad radiante emisférica espectral real a la ideal de un determinado cuerpo. A su vez la emitancia depende del tamaño, forma, aspereza de la superficie, ángulo visual, etc. así como también la energía radiada sufre pérdidas de la fuente al detector.

Los sensores son de dos tipos: Térmicos y de Fotonos.

Térmicos:- Son elementos ennegrecidos proyectados para absorber un máximo de la radiación que llega de todas las longitudes de onda. Estas radiaciones elevan la temperatura del sensor hasta que se estabiliza para después ser medida bajo el principio de termómetro de resistencia, termistor o par termoeléctrico. Para el caso de los dos primeros el elemento se construye en forma de película delgada u hojuelas llamadas bólómetros y los transductores fotoconductorivos antes vistos son utilizados en este caso.

Sensores de Fotonos.- La radiación incidente libera electrones en la estructura detector y produce un efecto eléctrico mensurable. Son fabricados de tal manera que trabajan en un determinado rango de longitud de onda obteniéndose una mayor velocidad en la respuesta. Estos detectores pueden funcionar como fotoconductores o como fotovoltaicos.

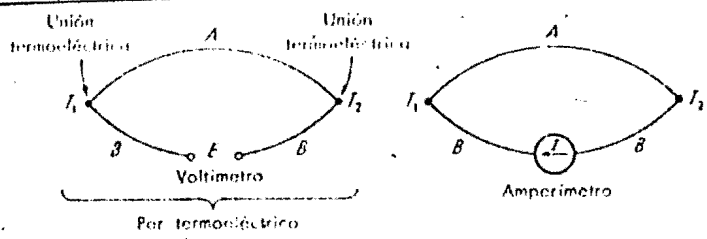


FIGURA 244 Par termoeléctrico básico.

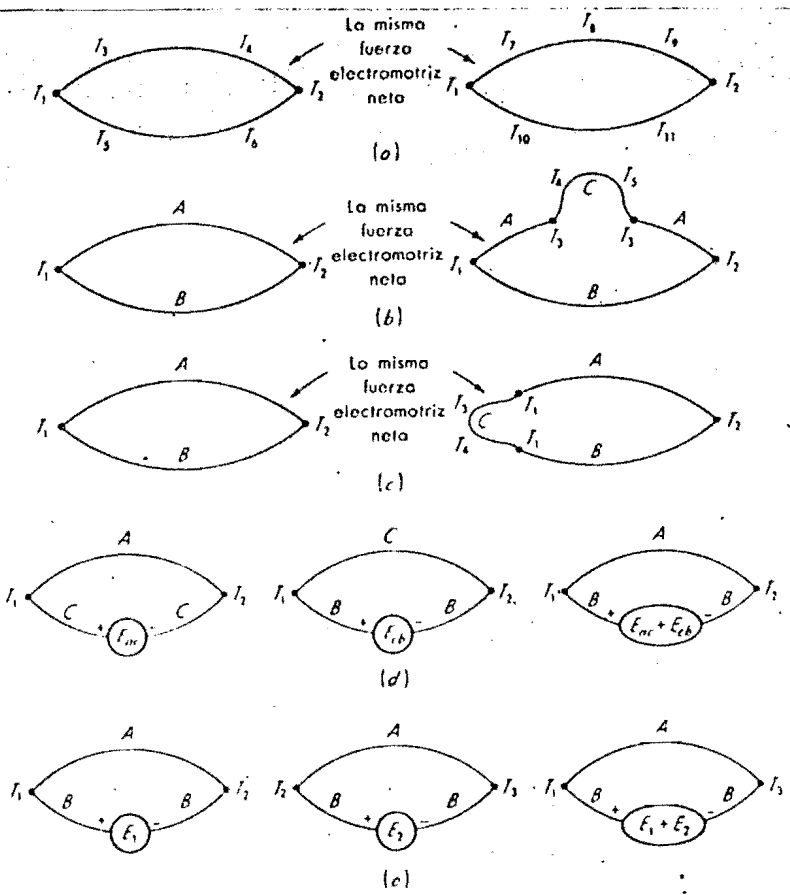


FIGURA 245 Leyes de los pares termoeléctricos.

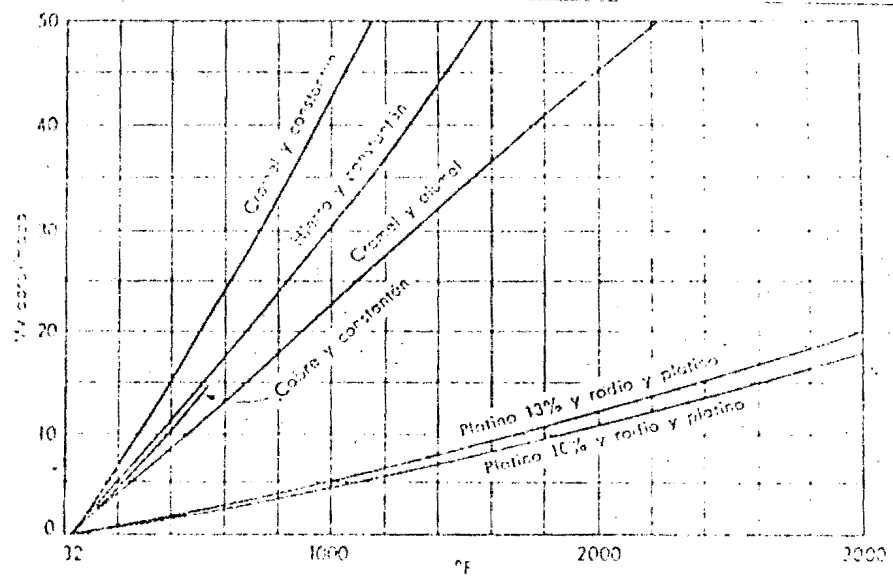


FIGURA 246 Curvas de la relación temperatura/voltaje en los pares termoeléctricos.

Las celdas fotoconductoras de sulfuro de plomo tienen unidades típicas de 1 a 35 mm². impedancia de salida de 10⁵ a 10⁶ Ω, constante de tiempo de dos a .04 ms, responsividad de 5000 a 15000 volts/watt y potencia equivalente de ruido de 4X10⁻¹² watts.

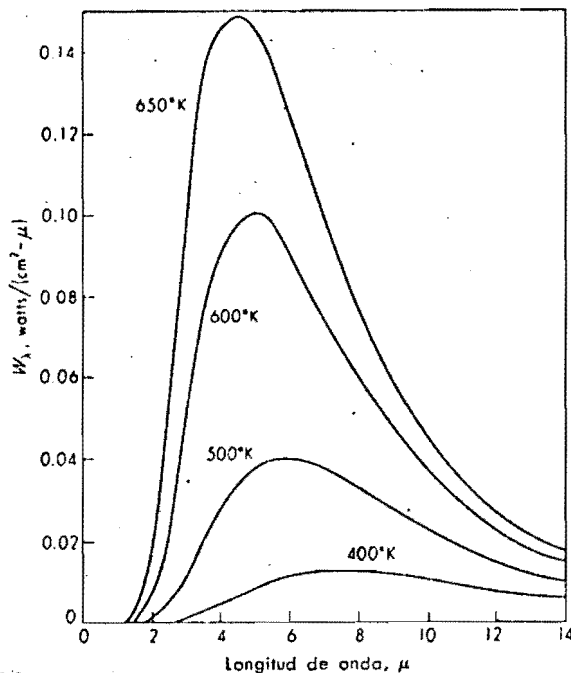


FIGURA 2.18 Radiación del cuerpo negro.

2.13 TRANSDUCTORES DIGITALES.

Dentro de este grupo están considerados los de desplazamiento como el que se muestra en la Fig. 2.19 donde la información se obtiene con contactos deslizantes si los materiales son conductores y aisladores y con cabezas magnéticas lectoras en caso de que la información se encuentre grabada magnéticamente. La Fig. 2.20 es otra opción más la cual puede ser utilizada en la realización de códigos entre otras.

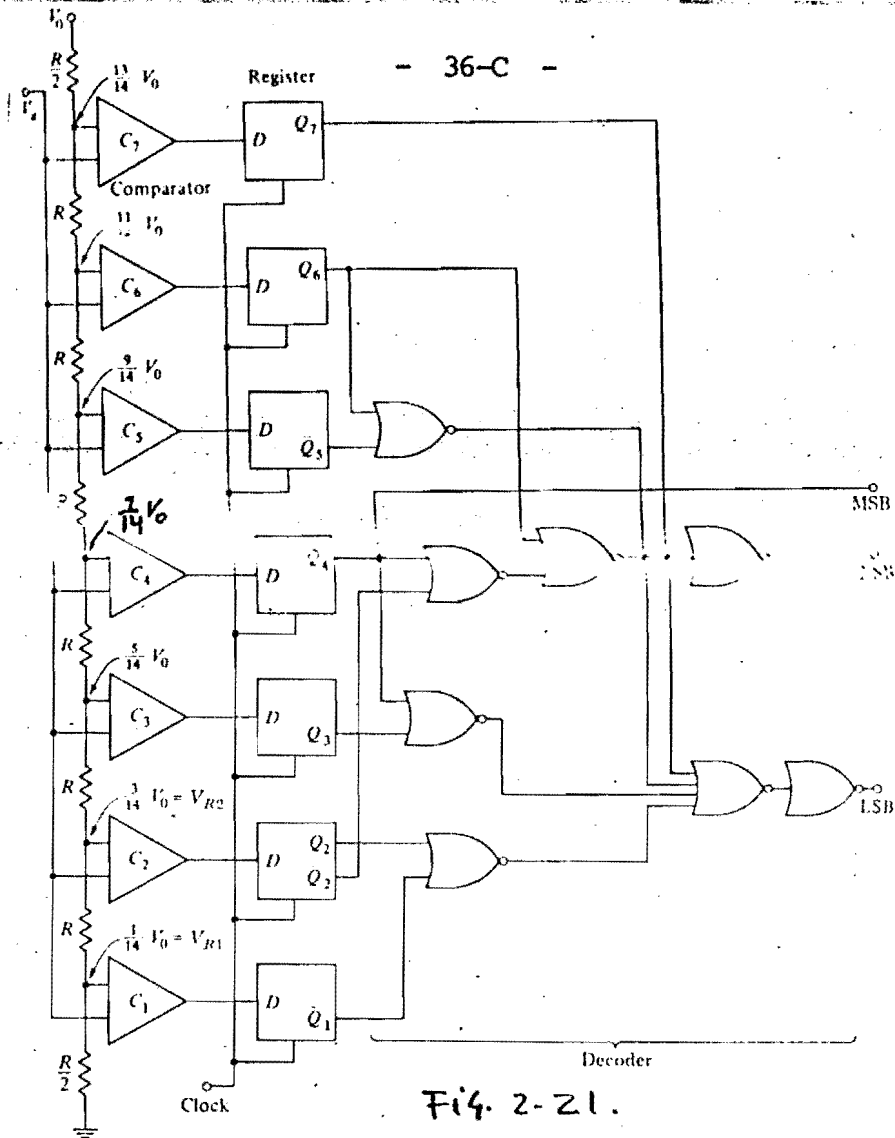


Fig. 2-21.

Convertidores con Comparadores en Cascada.- El inconveniente para los convertidores anteriores es que a medida que se aumenta un bit en la salida, el número de comparadores y flip-flops requeridos crecen con la relación $2^N - 1$ con un correspondiente incremento en compuerta del decodificador. Por lo cual una alternativa se presenta en la Fig. 2.22 donde dos convertidores de tres bits a la salida trabajan en cascada.

El primer convertidor dá los tres bits más significativos mientras que un segundo proporciona los menos significativos.

Como en el caso anterior cuando V_a está en el rango $0 - \frac{V_0}{14}$, ADC1 no cambia de estado y $\Delta V = V_a - \hat{V}_a =$ error de cuantificación de ADC1, entra como señal en ADC2 obteniéndose los tres bits menos significativos. ADC1 y DAC utilizan el formato de complemento a 2 para lograr que ΔV sea cero o positivo con el fin de no afectar al resultado numérico o incrementarlo.

El error de cuantificación es $\pm 1/2$ LSB y la velocidad es la misma del convertidor paralelo, puesto que DAC₁ y DAC₂ se pueden operar con el mismo reloj.

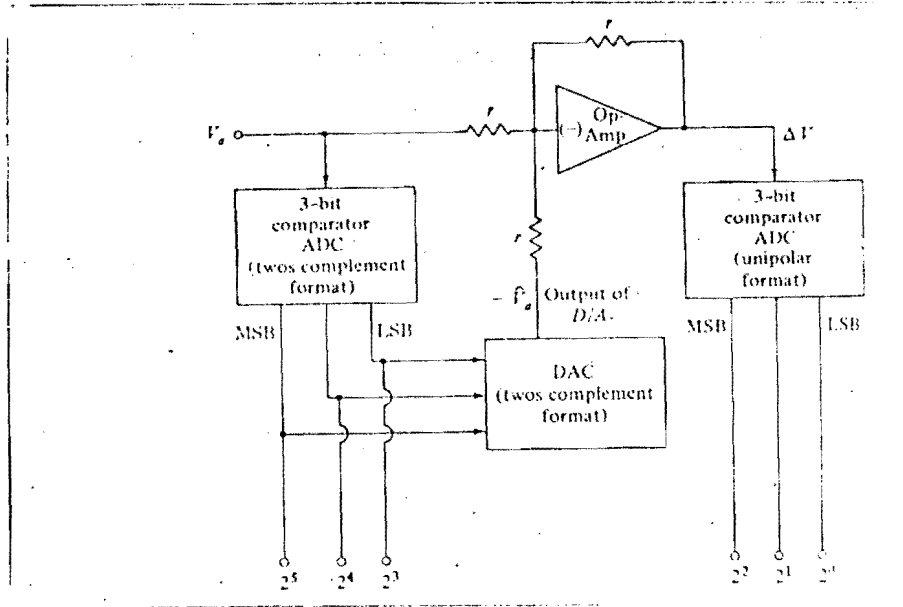


Fig. 2.22.

Convertidor de Aproximaciones Sucesivas.- La Fig. - 2.23 muestra un convertidor de tres bits de salida donde el principio de operación se basa en poner un valor conocido en las salidas de Q_3 , Q_2 y Q_1 que en este caso es 100 lo cual sucede cuando el registro de corrimiento Q_A-Q_E "1" en A permaneciendo el resto de las salidas en cero. La cantidad 100 es convertida por D/A a una señal analógica proporcionando V_o . La salida del comparador es "0" o "1" dependiendo de $V_a \geq V_o$ o $V_a < V_o$. Cuando viene el segundo ciclo de reloj, $Q_B=1$ y $Q_3=0$ si $C_0=1$ o permanece con el estado anterior si $C_0=0$. Este nuevo valor binario se convierte a V_o y C_0 cambia o permanece en su estado dependiendo de V_a .

Cuando Q_D se pone en "1" se decide el estado de Q_1 -- dependiendo de C_0 y en el próximo pulso de reloj, $Q_E=1$, --

obteniéndose el resultado final en GA, GB y GC.

Mientras el bit "1" corre de QA a QD el valor de la muestra de Va debe ser sostenido por el S/H y cuando QE=1 el S/H debe muestrear.

El voltaje de offset depende del rango de Va y es igual al error de cuantificación $\pm 1/2$ LSB.

Valores típicos para circuitos integrados comercialmente disponible son:

Voltaje de entrada 0-10 volts, ± 5 volts ± 10 volts

Exactitud de $\pm 0.02\%$ a 0.001% a escala completa.

Tiempo de conversión de $50 \mu s$ a $50 ns$.

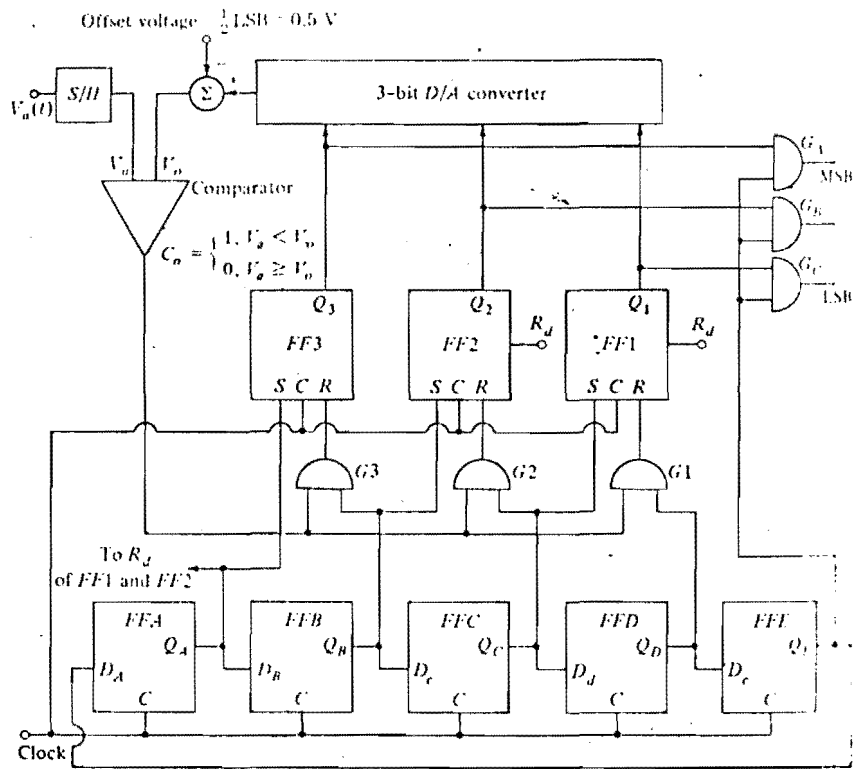


Fig. 2.23.

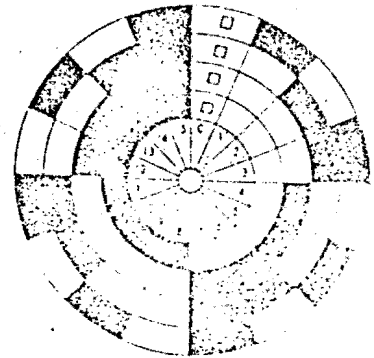
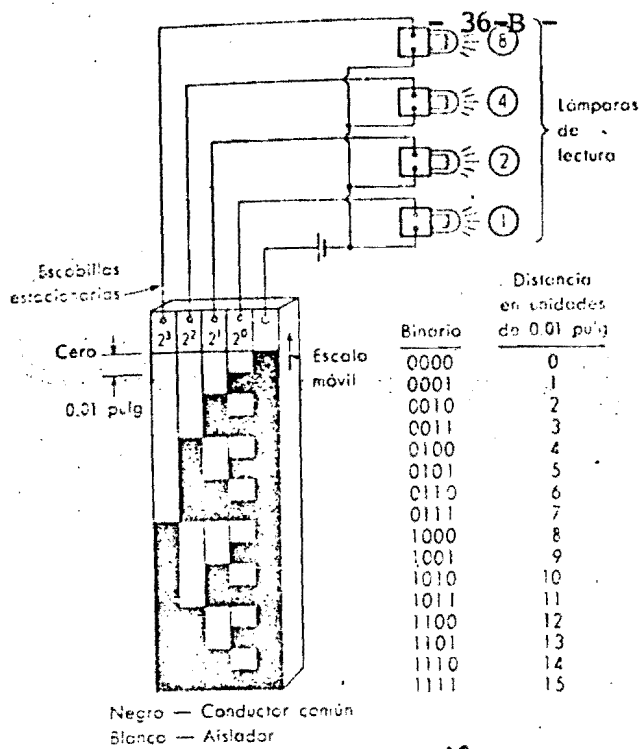


Fig. 2.20

FIGURA 2.19 Transductor digital.

También dentro de este grupo están considerados los convertidores Análogos-Digitales de los cuales a continuación solo se mencionan tres tipos:

Convertidores con Comparadores en paralelo.- Un convertidor del tipo de comparador paralelo se muestra en la Fig. 2.21 donde el número de comparadores requeridos para N bits de salida es $2^N - 1$. Para este caso $N=3$ y los comparadores requeridos son 7, con un error de cuantificación definido por el voltaje de referencia mínimo

Cuando la señal de entrada es menor que la señal de referencia, la salida del comparador es un 0 y en forma contraria es un 1, los 7 bits de salida pasan a las salidas de los flip-flops cuando ocurre un pulso de reloj, para después ser decodificadas y transformadas a una salida de 3 bits.

2.14

TRANSDUCTOR PIEZO-UNION.

Son relativamente nuevos y están en proceso de investigación. Su realización es muy costosa y difícil de realizar. Su principio de funcionamiento se basa en la propiedad de la unión p-n en la base de un semiconductor de silicio o germanio en donde la corriente se incrementa si se aplica una presión en la vecindad de la unión. //

A continuación se enlistan en forma de resumen los tipos de transductores aquí tratados, sobresaliendo las características más relevantes.

TIPO DE TRANSDUCTOR	CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA	CARACTERÍSTICAS DE SALIDA	RESPUESTA EN FRECUENCIA	EFECTOS DE TEMPERATURA.	APLICACIONES
Resistencia Variable	TIPO: Desplazamiento lineal o angular. RANGO: $\geq 0.1\%$ de la resistencia total. IMPEDANCIA: Variable SENSITIVIDAD: ≤ 0.002 pulg.	TIPO: voltaje o corriente. RANGO: Amplio IMPEDANCIA: Variable	hasta 3 Hz típico.	0.002 a 0.15% por °C - debido a cambios de R.	Medida de desplazamiento.
Transformador diferencial	TIPO: Desplazamiento lineal. RANGO: ± 0.005 a ± 3 pulg. IMPEDANCIA: 0.1 a 0.3 gr. típico. SENSITIVIDAD: 0.5% de rango total	TIPO: Voltaje RANGO: 0.4 a $4 \frac{mV}{0.001}$ pulg. IMPEDANCIA: 20Ω típico.	$\leq \frac{f_{exc.}}{10}$	Mínimo	Medida de desplazamiento.
Capacitivo	TIPO: Desplazamiento, - cambio etc. dieléctrica o cambio área de placas RANGO: 10^{-8} mts. SENSITIVIDAD $\frac{1 \text{ pf}}{0.0001}$ pulg. típico.	TIPO: Voltaje o carga. RANGO: 10^{-3} a 10^3 pF IMPEDANCIA: 10^3 a $10^7 \Omega$	20 a 50 - Khz. típico.	Mínimo	Medida de desplazamiento.
Efecto -- Piezoeléctrico.	TIPO: Fuerza RANGO: Depende del cristal. IMPEDANCIA: Elevada en gramos. SENSITIVIDAD: $0.05 \frac{V-m}{\text{Newton}}$, cuarzo $0.15 \frac{V-m}{\text{Newton}}$, sal de Rochelle 0.007 " " , Titanato de bario.	TIPO: Voltaje o carga. RANGO: Varios μV IMPEDANCIA: $10^3 M\Omega$ típico.	20 a 50 Khz típico.	Amplia - variación en las propiedades de los cristales.	Fuerza, presión, sonido, vibraciones, etc

TIPO DE TRANSDUCTOR	CARACTERISTICAS DE ENTRADA	CARACTERISTICAS DE SALIDA	RESPUESTA EN FRECUENCIA	EFECTOS DE TEMPERATURA.	APLICACION
Efecto fotoeléctrico.	TIPO: Luz RANGO: 0.2 a 0.8 μm para materiales fotoemisivos. SENSITIVIDAD: 0.002 a 0.1 $\frac{\mu A}{\mu Watt}$ para tubo de vacío 0.01-0.15 $\frac{\mu A}{\mu Watt}$ para tubo lleno de gas	TIPO: Corriente RANGO: 2 μA típico IMPEDANCIA: 10 $M\Omega$ típico.	0-500 Hz.	Operables a $t < 100^\circ C$	propósito de conteo de obtención de velocidades angulares y lineales, etc.
Fotoconductor.	TIPO: Luz RANGO: 1 \AA - 25 μm SENSITIVIDAD: 300 $\frac{\mu A}{\mu Watt}$ típico.	TIPO: Corriente IMPEDANCIA: $10^3 M\Omega$ típico	0-300 Hz.	La respuesta se mejora a temperaturas bajas	Medición de radiaciones.
Fotovoltajes	TIPO: Luz RANGO: 0.2-0.7 μm selenio 0.5-1.4 μm C 0 1.0-1.7 μm germanio SENSITIVIDAD: $\frac{1 \mu A}{\text{lumen}}$ o $\frac{10^{-7} \text{ watt}}{\text{cm}^2 \text{-lumen}}$	TIPO: Voltaje RANGO: 100-250 mV a luz natural y hasta 500 volts a alta intensidad de luz para celda de selenio.	del orden de M Hz.	Variaciones de 10% sobre 40 $^\circ C$.	Construcción de celdas medidores de rayos X.

TIPO DE TRANSDUCOR	CARACTERISTICAS DE ENTRADA	CARACTERISTICAS DE SALIDA	RESPUESTA EN FRECUENCIA	EFECTOS DE TEMPERATURA.	APLICACION
Ionización	TIPO: Desplazamiento RANGO: 0.5mm-1 pulgada o mas SENSITIVIDAD: 1-10 volts/mm típico	TIPO: Voltaje RANGO: Depende de la excitación. IMPEDANCIA: 1M Ω típico.	0.3 Khz.	Mínimo	Desplazamiento
Magnetómetro.	TIPO: Cambio de campo magnético RANGO: $> 10^{-3}$ oersted SENSITIVIDAD: del orden de 10^{-5} oersted.	TIPO: Voltaje RANGO: de mV a volts. IMPEDANCIA: baja.	0 - radio frecuencia	Mínimo	Medición de campo magnético
Efecto - Hall	TIPO: Campo magnético RANGO: 1-20 000 Gauss SENSITIVIDAD: Depende del material $-1 \times 10^{-8} \frac{V \cdot cm}{A \cdot Gauss}$ para bismuto.	TIPO: Voltaje RANGO: μV a mVolts IMPEDANCIA: Depende de la carga 5 a 100 Ω	Cientos de Khz	Grandes	Medición de campo magnético

3.- ACELEROMETROS PIEZOELECTRICOS.

3.1. INTRODUCCION.

Un acelerómetro piezoeléctrico es un transductor -- electromecánico que genera una salida eléctrica cuando -- está sujeto a una vibración. Esta salida es directamen- te proporcional a la aceleración del acelerómetro base -- sobre un rango de frecuencia y rango dinámico limitado.

La sensibilidad de estos acelerómetros está dada -- por $mV/g = mV_{rms}/grms = mV_{pico}/gpico$ o por $PC/g = - - PC_{RMS}/ grms = PC \text{ pico}/gpico$, siendo mV, g y PC, milivolts, aceleración de la gravedad y picocoulombs respectivamente.

Un acelerómetro ideal es aquél que tiene alta sensi- bilidad, máximo rango de frecuencia y mínimo peso. Sin- embargo, el requerimiento para la alta sensibilidad es -- un conflicto directo con el requerimiento para el bajo -- peso y máximo rango de frecuencia.

Para simplificar la selección de un acelerómetro -- conviene checar la tablã 3.1 y tomar en cuenta las si- - guientes consideraciones:

- a). El peso del acelerómetro será al menos 10 veces menor que el peso del espécimen en el cual será montado.
- b). El rango de frecuencia requerido estará compren- dido dentro del rango del acelerómetro.
- c). Checar que la temperatura de operación esté den- tro de lo especificado para el acelerómetro.
- d). Considerar cualesquiera de las condiciones am-- bientales desfavorables y verificar las caracte- rísticas recomendadas por el fabricante.

3.2. CONSTRUCCION Y FUNCIONAMIENTO.

La construcción básica de un acelerómetro piezoeléctrico se muestra esquématicamente en la figura 3.1.

ACEL TIPO No.	PESO GRAMOS	SENSITI- VIDAD mV/g	SENSITI- VIDAD pC/g	RANGO DE FRECUEN- CIA Hz.	TEMP. MAX. °C/°F	SENS. DE DEFORMA- CION EN LA BASE g/ μ s.	SHOCK MAXIMO g.	SENS. A TEMP. g/°C	ENFRIA- MIENTO POR AGUA	APLICACIONES PRINCIPALES
4339	16	10.0*	10	1-12.000	260/500	0,1	10.000	2	no	Propósitos generales
4343	16	10	10.0	1-12.000	260/500	0.1	10.000	-2	no	" " " "
8301	21	10.0*	10	1-8.000	260/500	0.0005	10.000	1	si	Pruebas de vibración y con.
8302	21	10	10.0*	1-8.000	260/500	0.0005	10.000	1	si	" " " "
4338	60	100	100.0*	1-3.600	260/500	0.00005	51.000	0.2	si	Vibraciones de baja frec.
4344	2	3	3	1-21.000	260/500	0.05	14.000	10	no	Vibración alta frec. y cho- que.
8303	3.5	3	3	1-14.000	260/500	0.002	10.000	10	no	Medidas en estructuras pes- sadas.
4345	27	5	5	1-9.000	400/752	0.04	3.000	4	no	
4340	35	20	20	1-7.000	260/500	0.2	500	2	si	Vibración en tres direccio- nes.
4332	30	60	60	1-8.000	260/500	0.06	3.000	0.6	no	Propósitos generales
4333	13	20	20	1-10.000	260/500	0.2	7.000	3	no	" " " "
4334	30	60	60	1-8.000	260/500	0.06	3.000	0.6	si	" " " "
4335	13	20	20	1-10.000	260/500	0.2	7.000	3	si	" " " "
8304	30	-	1.2	(0)-9.000	260/500	0.002	10.000	0.1	no	Bajas frecuencias
8305	40	-	1.2	(0)-9.000	260/500	0.0001	1.000	0.1	no	Para calibración
8306	600	10.000*	10.000*	0.3-1000	85/185	0.0001	1	0.00004	no	Vibraciones de edificios
8307	0.4	1.2	0.4	1-25.000	200/400	0.005	10.000	3	no	Estructuras ligeras
8309	3	0.3	0.04	1-60.000	120/248	0.5	100.000	64	no	Choques.

TABLA 3-1

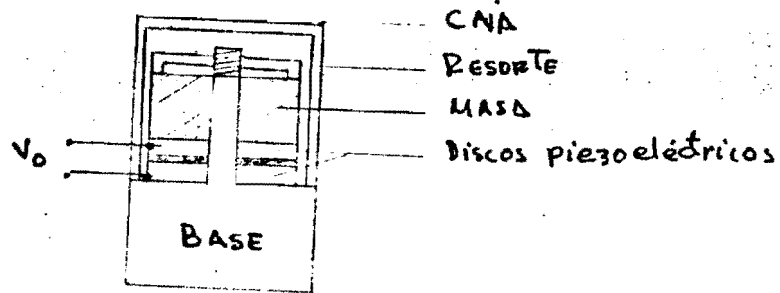


Fig. 3.1

El elemento transductor consiste de discos piezoeléctricos los cuales están fijos entre una masa y una base. La masa ejerce una fuerza sobre los discos desarrollándose en éstos un potencial directamente proporcional a la aceleración sobre un rango de frecuencia particular.

El modelo básico del esquema anterior se muestra a continuación.

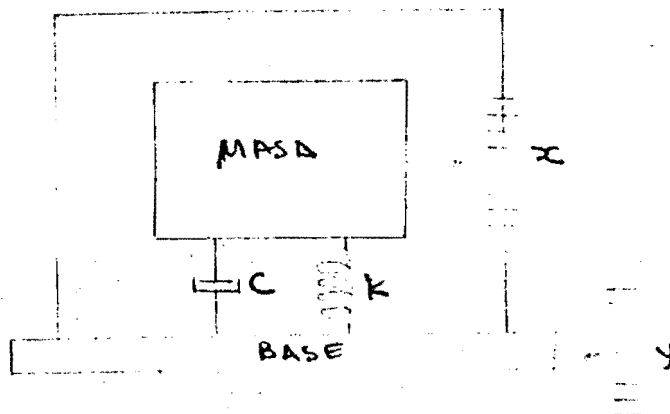


Fig. 3.2

donde K = cte. elástica del resorte el cual proporcio
na una precarga a la masa m .

C = coeficiente de amortiguamiento.

Las fuerzas que actúan sobre la masa son:

Kx = fuerza del resorte

$c \frac{dx}{dt}$ = fuerza de amortiguamiento

$$m \frac{d^2}{dt^2} (x + y) = \text{fuerza inercial}$$

por tanto la ecuación de movimiento es:

$$m \frac{d^2}{dt^2} (x+y) + C \frac{dx}{dt} + Kx = 0$$

donde x = desplazamiento de m relativo a la base. y = des-
plazamiento de base.

La ecuación anterior puede escribirse como

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + C \frac{dx}{dt} + Kx = -m \frac{dy}{dt} \quad (3.1)$$

Asumiendo que el desplazamiento de la base es senoi-
dal, $y = y_0 \cos \omega t$ y si ignoramos la solución transito-
ria, la función de tranferencia del desplazamiento con --
respecto a la base es

$$\frac{X_0}{Y_0} = - \frac{1}{\omega_n^2} \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (3-2)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{2\xi \omega/\omega_n}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

donde

$$\begin{aligned} X_0 &= \text{Amplitud pico del desplazamiento de la masa } m. \\ \ddot{y}_0 &= \text{Aceleración de la base.} \\ \theta &= \text{Angulo de fase entre "X" y "\ddot{y}".} \\ \omega_n &= \sqrt{k/m} \\ \xi &= c/2\sqrt{Km} \end{aligned}$$

Por otra parte la ecuación básica para la carga - -
producida por los discos piezoeléctricos sujetos a fuerza
es

$$q = d F$$

donde d es la constante piezoeléctrica y puesto que - -
 $F = K_1 X_0$, se tiene que

$$q = d K_1 X_0 \quad (3.3)$$

siendo K_1 la constante elástica del elemento piezoeléctri
co.

Despejando X_0 de (3.3) y sustituyendo en (3.2) se -
tiene finalmente.

$$\frac{q}{Y} = \frac{1}{\left(\frac{d K_1}{\omega_n^2}\right) \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + (2\xi \frac{\omega}{\omega_n})^2}} \quad (3.4)$$

esta relación de q (carga) a aceleración se grafica con-
tra ω/ω_n para diferentes valores de ξ .

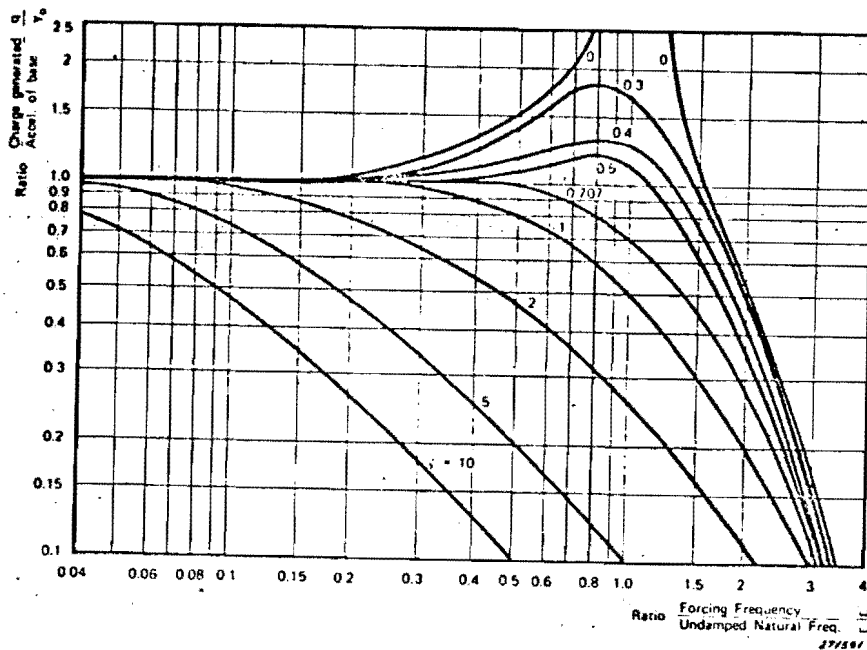


Fig. 3.3

Para fines prácticos los acelerómetros de bajo ξ son los preferibles con el fin de trabajarlos a altas frecuencias en vibraciones y choques. Sin embargo, ésto trae como desventaja la disminución de la sensibilidad, compromiso que debe ser tomado en cuenta en el diseño y selección.

Los materiales piezoeléctricos que pueden ser utilizados en la construcción de los acelerómetros son: los monocristales piezoeléctricos intrínsecos y las cerámicas ferroeléctricas polarizadas.

Los primeros tienen sensibilidades y constantes dieléctricas pequeñas, sin embargo, tienen ventaja en su alta estabilidad y pequeñas variaciones en sus parámetros así como no está presente el efecto PYROELECTRICO (efecto de cargarse por cambios de temperatura), Vgr, cuarzo y Sal de Rochelle.

Las cerámicas ferroeléctricas polarizadas en cambio tienen alta sensibilidad y constantes dieléctricas afectadas por el efecto piroeléctrico.

El fabricante B&K utiliza 3 diferentes materiales piezoeléctricos,

MT 8 que pertenece a la familia TITANATO DE ZIRCONIO de las cerámicas ferroeléctricas con sensibilidad de 300 pC/N y puede ser usado hasta 260° C.

MT 40 cerámica la cual se puede usar hasta 400° C.

MT 100 es un cristal de cuarzo con alta estabilidad más inmune a los cambios de temperatura y es usado en estándares y otros acelerómetros donde la óptima estabilidad y el bajo efecto pyroeléctrico es deseado.

3.3. CARACTERISTICAS DE LOS ACELEROMETROS PIEZOELECTRICOS.

3.3.1. SENSITIVIDAD.

Como ya se dijo antes la sensibilidad es la razón de la salida eléctrica a la entrada mecánica.

Si en lugar de salida q en la ecuación (3.4), deseamos salida en voltaje tenemos que basarnos en el circuito equivalente del acelerómetro con cable, el cual es:

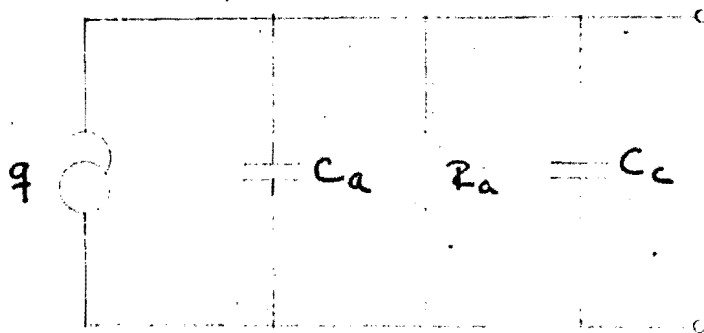


Fig. 3.4

donde

q = carga generada por el piezoeléctrico.

C_a = capacitancia interna del acelerómetro.
 R_a = resistencia interna del acelerómetro.
 C_c = capacitancia del cable.

Si despreciamos R_a que siempre es muy alta, se puede llegar al siguiente circuito equivalente de voltaje.

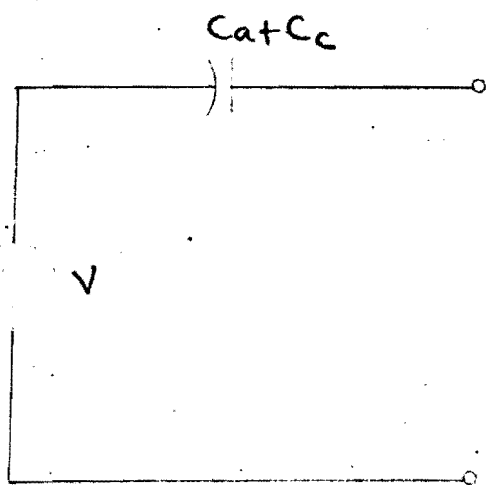


Fig. 3,5

donde $Y = \frac{q}{C_a + C_c}$ es la relación de carga a voltaje que puede sustituirse en (3.4) para encontrar la sensibilidad dinámica (a determinada ω) del acelerómetro, la cual es siempre calibrada a 50 o 60 Hz.

3.3.2. RESPUESTA EN FRECUENCIA.

El rango en frecuencia de un acelerómetro no es fijo, pues está primeramente limitado por la frecuencia de resonancia natural la cual a su vez no únicamente depende de la masa (m) y constante elástica (k) si no también de la masa y rigidez del elemento sobre el cual está montado.

Si la masa sobre la cual el acelerómetro se monta se suma a la masa de la base del acelerómetro el sistema

dinámico puede representarse de acuerdo a la fig. 3.6

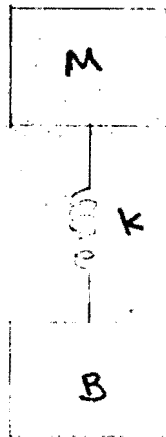


Fig. 3.6

siendo la frecuencia natural del sistema

$$f_n = f_m \left[1 + \frac{M}{B} \right]^{1/2} \quad (3.5)$$

donde f_m es la frecuencia de resonancia debido a las constantes de la masa M.

De la ecuación (3.5) se ve que cuando B=masa base + masa sobre la cuál se monta el acelerómetro es más pequeña que M, la frecuencia f_n es mayor que f_m lo cuál es impráctico puesto que puede meter esfuerzos a las partes internas del acelerómetro. Sin embargo, si la masa B es enorme la frecuencia f_n tiende a f_m .

Una forma práctica de definir esta frecuencia es montando el acelerómetro sobre un bloque de acero de 180 gramos lo cual sumando a la masa base del acelerómetro dá una relación 1:1 de peso con la masa sísmica. La frecuencia natural en estas condiciones es 1.5 veces la frecuencia f_m , la cuál es impráctica.

Por esta razón para evaluar la máxima frecuencia de trabajo se toma a $1/3 f_n$ con un 12.2% de error en la respuesta relativa o $1/5 f_n$ con un 5.9% de error. Siendo la respuesta relativa

$$\text{Resp. REL.} = \frac{1}{\sqrt{(1 - (f/f_n)^2)^2 + (2\zeta \frac{f}{f_n})^2}} \approx \frac{1}{1 - (\frac{f}{f_n})^2}$$

ya que ζ es demasiado pequeño.

El límite en baja frecuencia está definido por la constante de tiempo RC formada por la impedancia de salida del acelerómetro y la de entrada del preamplificador, si es de voltaje. Y por la impedancia de entrada del puro preamplificador, si es de carga.

3.3.3. RANGO DINAMICO.

Es el rango en el cual la salida eléctrica es directamente proporcional a la aceleración de su base.

Así, el límite inferior está definido por el ruido y otras señales perturbadoras que puedan introducirse al preamplificador. En cambio el límite superior será definido por los pulsos de choque los cuales se aplicarán en la dirección positiva y negativa, tendiendo a pendientes infinitas y niveles altos hasta perderse la linealidad.

3.3.4. DESPLAZAMIENTO DE CERO.

Esto ocurre cuando se aplican pulsos de choque de niveles altos, con los cuales el cristal retiene ciertas cantidades de carga, resultando un voltaje de salida que desaparece de acuerdo a la constante de tiempo del sistema acelerómetro-preamplificador.

3.3.5. DESPLAZAMIENTO DE FASE.

Es el tiempo de retardo entre la entrada mecánica y la salida eléctrica que ocurre debido al amortiguamiento presente en el sistema del acelerómetro. Pero puesto que estos acelerómetros tienen poco factor de amortiguamiento el desplazamiento de fase es despreciable.

3.3.6. SENSITIVIDAD TRANSVERSAL.

Si el acelerómetro es unidireccional, idealmente debe responder para excitaciones aplicadas en la dirección de sensibilidad para la cual fue diseñado. Sin embargo, si la excitación se aplica en forma transversal al eje de sensibilidad, en éste, existe una pequeña salida debido a cierta sensibilidad transversal que se debe a irregularidades en el elemento piezoeléctrico y a limitaciones en los acoplamientos entre partes metálicas y elemento sensor.

Esta sensibilidad tiene un valor aproximado del 3% a 30 Hz. de la sensibilidad principal y un 10% a 5000 Hz.

3.3.7. CONDICIONES AMBIENTALES Y DE OPERACION.

Las condiciones ambientales y de operación que más se presentan y que pueden afectar el funcionamiento del acelerómetro son:

- a). TEMPERATURA. La cual influye en la sensibilidad por lo cual se tiene que tomar en cuenta para la calibración y la evaluación de los datos.
- b). RUIDO ACUSTICO. Son transmitidos por variaciones de presión en aire y la afectación de la sensibilidad viene en la hoja de especificación para cada acelerómetro.
- c). HUMEDAD. Cuando el ambiente es húmedo o las mediciones se realizan en medios acuosos el sellado del acelerómetro y de los cables de entrada es indispensable.
- d). CAMPOS MAGNETICOS. Afortunadamente en este tipo de acelerómetros los campos magnéticos no influyen apreciablemente en su operación, no así, en los preamplificadores en donde pueden inducir ruidos.
- e). ESFUERZOS EN LA BASE. Estos se generan en el momento del montaje por lo cual se debe hacer de acuerdo a lo especificado por el fabricante con el fin de elimi-

narlos al máximo, puesto que estos esfuerzos se transmiten al elemento piezoeléctrico afectando su sensibilidad.

3.4. CALIBRACION.

Los métodos más comúnmente usados en la calibración de los equipos son los siguientes:

3.4.1. METODO DE COMPARACION.

Consiste en montar en una forma tan cerrada como sea posible un acelerómetro desconocido base con base a un acelerómetro estándar y obtener por comparación las salidas de los acelerómetros. Este método cuenta con una exactitud del orden del 2%.

3.4.2. METODOS ABSOLUTOS.

Estos métodos son de fabricación y tienen una exactitud de $\pm 0.5\%$, siendo los más usados los que a continuación en forma muy ligera se describen:

- a). METODO DE RECIPROCIDAD. Este método se basa en la correspondencia recíproca entre la entrada y la salida de transductores los cuales son reversibles pasivos y lineales. Utiliza dos transductores recíprocos como son acelerómetro piezoeléctrico y una bobina de velocidad así como también un excitador. Con la operación de los 3 elementos se determina la relación de sensibilidad $R = S_1/S_2$ y el producto de las mismas $P = S_1 S_2$ de donde se puede obtener la sensibilidad del acelerómetro S_1 y la bobina S_2 .
- b). METODO DE INTERFEROMETRIA. Que consiste en medir la amplitud de las vibraciones por medio de rayos laser.

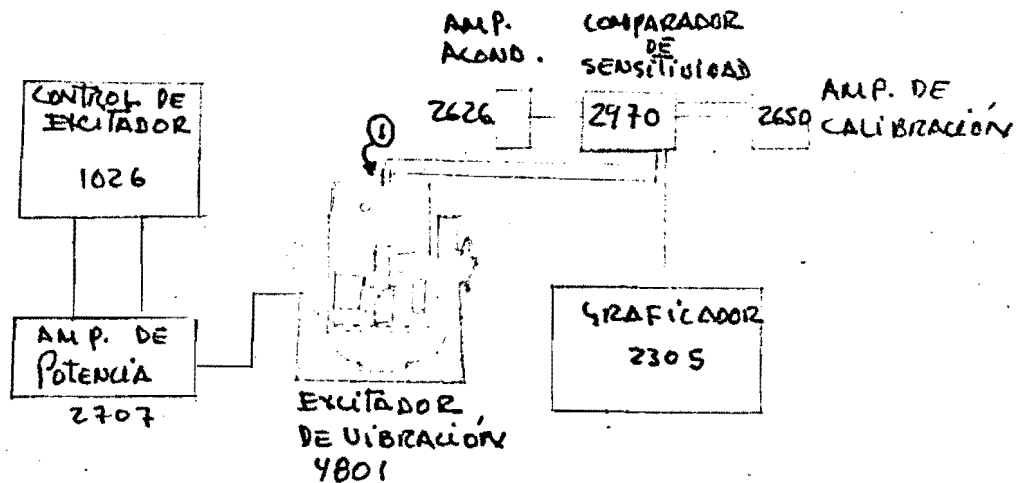
Sin embargo, para fines de recalibración las cuales se hacen antes de realizar una prueba se cuenta con equipos estándares como son:

CALIBRADOR DE ACELEROMETRO Y PREAMPLIFICADOR TIPO 4292 DE BRUEL & KJAER. Tiene un pequeño vibrador sobre el cual se monta el acelerómetro y que es comandado por un puente oscilador de Wien para dar $\pm 1 g$ a una frecuencia de 79.6 Hz.

CALIBRADOR DE ACELEROMETRO TIPO 4291. También con vibrador comandado con puente oscilador de Wien para dar ± 1 g con una frecuencia fija de 79.6 Hz. y con un control externo -- para barrer la frecuencia de 50 a 2000 Hz.

EXCITADOR DE CALIBRACION TIPO 4290. Está hecho para checar básicamente la respuesta en frecuencia de 50 Hz. a 30 KHz. y con amplitudes de 0.1 a 1 g.

COMPARADOR DE SENSITIVIDAD TIPO 2970. El cual facilita rápidamente la comparación de calibración de los acelerómetros auxiliándose con un par de acondicionadores, un excitador y un acelerómetro estándar tipo 8305.



① ACELEROMETRO STÁNDAR Y DESCONOCIDO MONTADOS BASE CON BASE.

Fig. 3.7

4.- STRAIN - GAGE.

4.1. EXTENSOMETRIA. La extensometría es la técnica que tiene por objeto, la medida de las deformaciones unitarias experimentadas por los cuerpos sometidos a determinadas acciones exteriores y la obtención a través de ellas, del estado superficial de tensiones existentes en cada punto.

Dado el desarrollo experimentado por la electrónica en estos últimos años, su aplicación se ha facilitado de tal modo que ha hecho que la extensometría deje de estar al servicio exclusivo de los laboratorios y sea cada vez más utilizada en los procesos industriales de fabricación.

La unidad de medida utilizada es adimensional y se denomina "deformación unitaria", cuya magnitud es la microdeformación con un valor de 10^{-6} m/m = $\frac{\Delta l}{l}$, donde Δl es el incremento o decremento sufrido por el material bajo tensión o compresión de longitud original l .

La medida es realizada por un transductor llamado strain-gage o extensómetro el cual va sólidamente unido al cuerpo cuya deformación se quiere medir, experimentando sus mismas variaciones y manifestándose en variaciones de resistencia eléctrica que son directamente proporcionales a aquellas y cuya relación de estas deformaciones viene dada por la ecuación fundamental.

$$\frac{\Delta R}{R} = k \frac{\Delta l}{l} = K \epsilon$$

donde R = Resistencia eléctrica del strain-gage.

ΔR = Variación de resistencia bajo variación del material.

K = Factor de conversión (gage factor)

ϵ = Deformación unitaria.

4.2. METODOS DE MEDIDA.

4.2.1. DIRECTO. La variación de resistencia que experimenta el strain-gage al variar la longitud, se mide directamente con un óhmetro o con puentes de precisión para obtener alta confiabilidad en los resultados. Sin embargo, este método sólo es aplicable para medidas en régimen estático.

4.2.2. INDIRECTO. Las variaciones que se miden son función de la resistencia, siendo por lo general las señales de voltaje o corriente con las que se realizan las mediciones en régimen dinámico.

4.3. DOMINIO DE UTILIZACION.

Normalmente las deformaciones unitarias medibles son del orden de 50 a 50 000 μ strain o μ deformación, sin embargo, en condiciones especiales pueden medirse de 1 hasta 200 000 μ deformación. Los rangos de temperatura también son del orden de 50° C a 200°C, pero, con strain-gage de fabricación de base especial se pueden alcanzar hasta 1100° C en la operación.

El dominio de utilización de los strain-gage sólo se ve limitado por los factores ambientales, como son: presión, humedad, aceites, sustancias corrosivas y abrasivas, campos eléctricos y magnéticos y cambios de temperatura entre otros. Pero si se cuida adecuadamente la selección del strain-gage y se protege de la misma manera, dicho dominio será tan amplio como se desee.

4.4. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Un strain-gage o extensómetro clásico esta constituido por un hilo metálico cilíndrico replegado varias veces sobre sí mismo como se indica a continuación.



Fig. 4.1

Si partimos de la expresión de la resistencia del filamento para el extensómetro en reposo se tiene que

$$R = \rho \frac{L}{A} = \rho \frac{L}{\pi r^2} \quad (4.1)$$

donde L = longitud del filamento

ρ = resistividad

A = área transversal de filamento de radio r ,

diferenciando (4-1)

$$dR = d\rho \frac{L}{\pi r^2} + \rho \frac{1}{\pi r^2} dL - \rho L \frac{2dr}{\pi r^3} \quad (4.2)$$

dividiendo (2) entre (4-1)

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{2 dr}{r} \quad (4.3)$$

según Poisson si un hilo cilíndrico sufre deformaciones.

axiales, a estos cambios longitudinales les corresponden otras deformaciones en la dimensión transversal y cuya relación viene dada en función de deformaciones unitarias por

$$\mu = -\frac{\epsilon_t}{\epsilon_a} = -\frac{d D/D}{d L/L} = -\frac{d r/r}{d L/L} \quad (4.4)$$

donde μ = coeficiente de Poisson

D = diámetro del filamento
 si (4) la sustituimos en (3) se tiene que

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\ell}{\ell} + \frac{dL}{L} (1 + 2\mu) \quad (4.5)$$

para fines prácticos $\frac{d\ell}{\ell}$ se desprecia puesto que su sensibilidad debido a los cambios de temperatura, se disminuye por los diferentes métodos de compensación existentes al respecto, Por lo tanto

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} (1 + 2\mu) = \frac{dL}{L} K = \epsilon K \quad (4.6)$$

que es la ecuación fundamental de operación del extensómetro, siendo K el "gage factor" o factor de medición

4.5. CARACTERISTICAS GENERALES.

Las características generales de funcionamiento más importantes son proporcionadas en catálogos comerciales por los fabricantes, siendo las más importantes las siguientes.

- a) Resistencia de extensómetro. Es la resistencia en reposo con valor que puede variar de 120 a 1000 ohms,

- b) Factor de medición (K) o (F). Normalmente su valor nominal es de 2, sin embargo, para extensómetros hechos de materiales semiconductores sus valores llegan hasta 200.
- c) Límite de fatiga. Viene expresado por el número de ciclos que soporta a un determinado esfuerzo.
- d) Sensibilidad transversal. Normalmente la sensibilidad transversal es del 1% con respecto a la sensibilidad longitudinal.
- e) Deformación máxima. En los tipos normales el valor alcanzado máximo es de 3000 μ deformaciones.
- f) Efecto de la temperatura. Las deformaciones sufridas por el filamento no son lineales con respecto a los cambios de temperatura, por lo que el fabricante proporciona la curva que los relaciona.

4. 4.6. TIPOS DE EXTENSOMETROS Y SELECCION.

De acuerdo a la composición de los extensómetros se clasifican de la siguiente manera.

- a) EXTENSOMETROS DE HILO. Son hilos cilíndricos con diámetro de 10 a 30 μ m. constituidos de níquel-cromo con factor de medición de 2. También existen en forma de solenoide aplastada las cuales tienen base de papel fenólico o baquelita con espesores de 500 a 700 μ m.
- b) EXTENSOMETROS DE FILM. Es una trama pelicular compuesta de níquel-cobre los cuales llevan nombres comerciales de Constantan, Selcom, Ferry y Karma, -- tienen espesores de 4 a 10 μ m con material base -- formado por epoxy y poliéster de 20 a 80 μ m de espesor. Normalmente el factor de medición varía de 2.1 a 2.4.
- c) EXTENSOMETROS SEMICONDUCTORES. Sus filamentos están compuestos de silicio, germanio y arsenio de galio con materiales base de epoxy y poliéster. El gage factor es de hasta 200 y su precio es 10 veces mayor que el de Film.

De acuerdo a su forma de construcción pueden ser:

- a) UNIAXIALES. Utilizados para medir deformaciones - en un solo eje cuando las direcciones de esfuerzo son conocidos.
- b) BIAXIALES. Generalmente situados a 90° y se aplican cuando las direcciones principales son conocidas o para la medida de par de torsión.
- c) TRIAXIALES. Están situados sobre 3 ejes los cuales pueden estar a 0° , 60° y 120° . Generalmente se aplican en la determinación del estado de tensiones superficiales.
- d) MULTIAXIALES. Normalmente son de 4 ejes y se aplican en estructuras muy complicadas donde la distribución de esfuerzos no es de fácil determinación.

También existen extensómetros de usos especiales de los cuales podemos citar:

- a) LOS FORMADOS POR VARIOS ELEMENTOS. Que actúan sobre ejes paralelos y se aplican en la determinación de gradientes de tensiones superficiales.
- b) ESPIRALES. Que se aplican como diafragmas para la medida de presiones.
- c) DE BASES ESPECIALES. Como son las metálicas que se fijan al material objeto de la medición por medio de soldadura para obtener deformaciones cuyas temperaturas de operación son de hasta 1000°C .

Finalmente están los extensómetros de elongación que se aplican en la obtención de deformaciones en la zona plástica. <#

Con el fin de seleccionar adecuadamente los extensómetros es conveniente tomar en cuenta las características señaladas en las siguientes tablas por lo que a ciertos materiales base, cementos y elementos repelentes a la humedad se refiere.

TABLA 4-1

PROPIEDAD	GAGE DE PAPEL	GAGE DE BAKELITA	GAGE DE POLIESTER	GAGE DE LM METAL
ENVEJECIMIENTO DE R. DEL GAGE.	X	O	△	O
UNIFORMIDAD DEL FACTOR DEL GAGE.	△	△	△	O
REPELENCIA A LA HUMEDAD.	X	△	△	O
REPELENCIA AL CALOR.	X	O	△	△
VIDA UTIL	X	△	△	O
SIMPLICIDAD AL ADHERIR.	O	△	X	△
SENSITIVIDAD TRANSVERSAL.	△	△	△	O
MAXIMA CORRIENTE PERMITIDA.	△	△	△	O
RESISTENCIA ESFUERZO.	△	X	X	O
RESISTENCIA AL ESFUERZO REPETIDO	△	X	X	O
POSIBILIDAD DE SER MINIATURIZADO	△	X	X	O
POSIBILIDAD DE TOMAR FORMA ESP.	△	X	X	O
DURABILIDAD	△	O	△	O
ABUNDANCIA EN VARIEDAD.	O	△	△	O
BAJO COSTO.	O	△	△	O

donde O : Mejor

△ : Regular

X : Insatisfactorio

Para seleccionar el cemento que pega al extensómetro al material objeto de la medición se debe tomar en cuenta lo siguiente:

- a) Variedad del material a ser medido
- b) Variedad de la base del gage.
- c) Condiciones de temperatura de operación.
- d) Tamaño de la deformación a ser medida.
- e) y período de medición.

AGENTE ADHERENTE	RANGO DE TEMPERATURA APLICABLE	CONDICIONES DE TRABAJO	GAGE APLICABLE	OBSERVACIONES
Resina tipo fenólica	de 50 a 200 °C	130°C: 2 a 3 h.	GAGE DE BAKELITA.	Necesita aplicación de presión por ser solvente; puede producir burbujas de aire.
Resina tipo poliéster (doble o triple fluido)	de 50 a 150°C	Temperatura ambiente: 10 min a 2 h; 100°C: 3 min.	Gage de papel de poliéster y gage de lam. de metal.	Alta repelencia a productos químicos y al agua; período de trabajo abierto.
Resina epoxi triple fluido	de 50 a 120°C	Temperatura ambiente 5 a 24 h. 80°C: 80 min a 2 hrs. 100°C: 15 min. a 1 hr.	Gage de bakelita, gage de lam. de metal semiconductor.	Alta repelencia a productos químicos y al agua; gran fragilidad.
Resina de silicón	de -20 a 250°C	160°C: 4 a 5 hr.	de alta temperatura.	Poca habilidad a la adherencia con metales; alta repelencia a productos químicos y al agua.
Tipo nitrocelulosa	de -20 a 70°C	Temperatura ambiente: sobre 6 hrs.	De papel	Aplicable solamente a los gages que son absorbentes y permeables a solventes volátiles.
Tipo cianoacrilato	de -10 a 100°C	Temperatura ambiente: 10 a 20 seg.	De bakelita, lam. de metal y para deformación grande.	De rápida adhesión al aplicársele a una presión únicamente de 10 a 20 seg. se adhiere mejor a superficies toscas.

TABLA 4-2

Agente repelente a la humedad	Rango de temperatura	Condiciones de trabajo
Resina Poliéster	-50 a 150 °C	Temperatura ambiente: 10 min. a 3 hrs. 100 °C: dentro 3 min.
Resina Epoxi	-50 a 120 °C	Temperatura ambiente: 5 a 24 hrs. 80°C: 30 min. a 2 hrs.
Cera microcristalina	Temperatura ambiente a 70°C	Fusión por calentamiento
Hule silicón	-50 a 250°C	Temperatura ambiente: 24 hrs. 70°C: 5 a 8 hrs.

TABLA 4-3

De la misma manera para seleccionar los elementos de sellado para proteger contra la humedad se debe tomar en cuenta el rango de temperatura y las condiciones de trabajo.

4.7. INSTALACION.

4.7.1. CONFIGURACIONES.

El circuito básico de conexión de los extensómetros es el puente de Wheatstone donde 1, 2 o 4 elementos pueden ser montados.

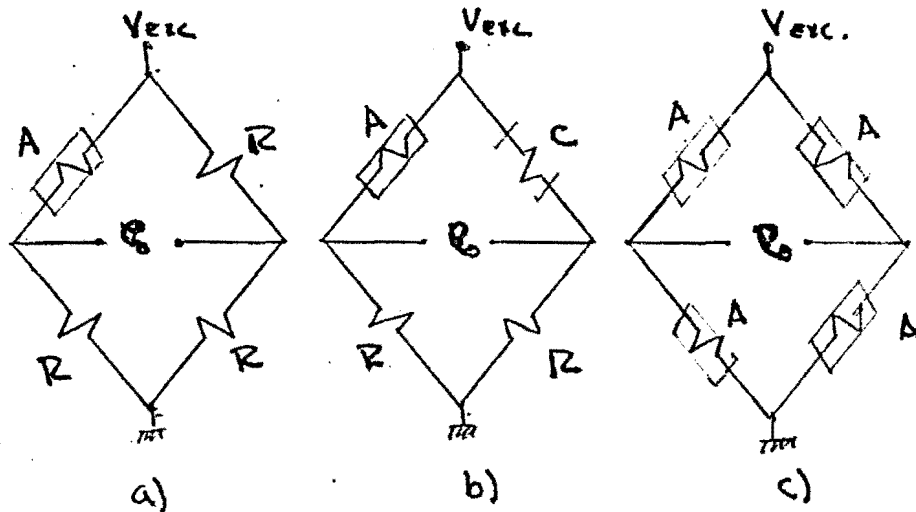


Fig. 4.2

donde A : activo

C : de compensación.

La configuración a) es comúnmente poco usada debido a la carencia de compensación de temperatura.

El extensómetro compensador debe estar libre de esfuerzos y colocado lo más próximo al activo con el fin de sensar los mismos cambios de temperatura. La configuración ideal es la que se observa en la fig. 4.3.

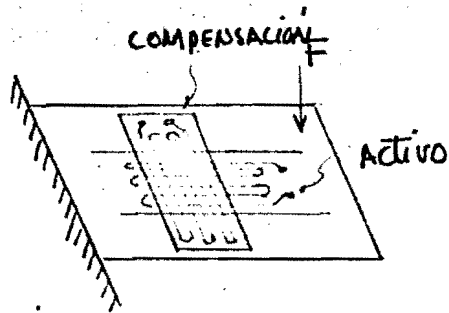


Fig. 4.3

Sin embargo, en estructuras donde los esfuerzos no son unidireccionales y la aplicación de rosetas es lo indicado, una placa del mismo material a ser medido debe ser colocada lo mas próximo posible al punto de medición y libres de esfuerzos.

4.7.2. PREPARACION DE LOS MATERIALES.

HERRAMIENTA.

La herramienta más indispensable para el pegado o montaje de los extensómetros se menciona de acuerdo a la función.

- a) Para pulido. Esmeril, pulidora y lijas en general de tal manera que la superficie sobre la cual se va amontar el extensómetro quede pulida tipo "espejo".
- b) Para limpiado. Desengrasantes como tricloroetileno, acetona, tetracloruro de carbono, etc. y materiales absorbentes como algodón y papel secante.
- c) Para pegado. Cementos ya mencionados, espátula y películas de polietileno.
- d) Para secado. Lámparas de rayos infrarojos o secadores. y.

e) Para protección contra humedad los ya mencionados.

TRATAMIENTO DE LAS SUPERFICIES.

Si las superficies son porosas, plásticas o metálicas se deben dejar bien lisas, de tal manera que las porosas deben ser rellanadas con materiales plásticos y las metálicas pulidas a "espejo" para evitar burbujas que puedan disminuir la confiabilidad de los resultados.

4.8. INSTRUMENTACION Y ACONDICIONAMIENTO.

4.8.1. PUENTE DE WHEATSTONE.

Es el puente más utilizado como parte detectora de esfuerzos dada su sencillez de implementación y su alta confiabilidad en resultado, también se puede decir que es un instrumento de orden cero sin límite en respuesta en frecuencia.

Su configuración básica es la siguiente.

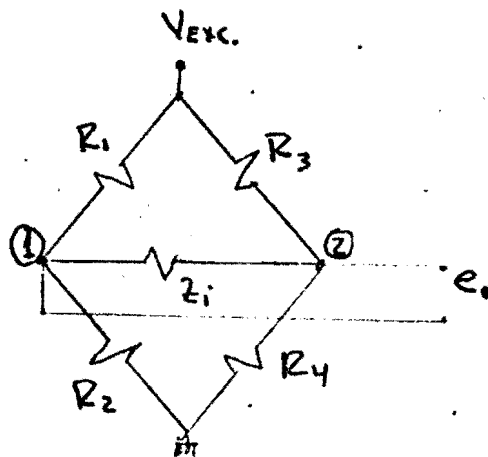


Fig. 4.4

Si despreciamos los efectos de Z_i por ser muy alta con respecto a las componentes restantes se tiene que

$$V_1 = \frac{V_{Exc.} R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7)$$

$$\text{y } V_2 = \frac{V_{Exc.} R_4}{R_3 + R_4} \quad (4.8)$$

Así se tiene que

$$e_o = V_1 - V_2 = V_{Exc.} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (4.9)$$

Si el puente se encuentra en reposo debe estar equilibrado y $e_o = 0$

$$\begin{aligned} e_o &= R_2 (R_3 + R_4) - R_4 (R_1 + R_2) = 0 \\ &= R_2 R_3 + R_2 R_4 - R_4 R_1 - R_4 R_2 \\ &= R_2 R_3 - R_4 R_1 = 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

que viene siendo la condición para lograr dicho equilibrio.

Si consideramos que estamos bajo condiciones de esfuerzo y el extensómetro detector es R_2 , en (9) se tiene que

$$e_o = V_{Exc} \left(\frac{R_2 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + \Delta R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (4.11)$$

si además hacemos $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ y sustituimos en (11) tenemos que

$$\begin{aligned} e_o &= V_{Exc.} \left(\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{R}{2R} \right) \\ &= V_{Exc.} \frac{2R(R + \Delta R) - R(2R + \Delta R)}{(2R + \Delta R)(2R)} \\ &= V_{Exc.} \frac{R\Delta R}{4R^2 + 2R\Delta R} = V_{Exc.} \frac{\Delta R}{4R + \Delta R} \end{aligned} \quad (4.12)$$

puesto que los cambios de resistencia son muy pequeños, $4R \gg \Delta R$ y la ecuación (4.12) toma finalmente la forma

$$e_o = \frac{V_{Exc.}}{4} \frac{\Delta R}{R} \quad (4.13)$$

de (4.13) la sensibilidad del puente con respecto a los cambios de resistencia es

$$\frac{e_o}{\Delta R} = \frac{V_{Exc.}}{4R}$$

para un extensómetro.

Si la expresión (4.6) la sustituimos en (4.13)

$$e_o = \frac{V_{Exc.}}{4} \epsilon K \quad (4.14)$$

o $e_o/\epsilon = \frac{V_{Exc.}}{4} K$ que es la sensibilidad con respecto a la deformación unitaria.

Por otra parte si lo que se desea es la sensibilidad con respecto a la fuerza aplicada en la dirección de

la deformación se tiene que

$$\epsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{F}{A E} \quad (4.15)$$

donde A es el área del elemento transversal a la fuerza aplicada y E su módulo de elasticidad. Así,

$$e_o/f = \frac{V_{Exc.}}{4} \cdot K A E \quad (4.16)$$

La salida e_o puede crecer el doble en (4.13), (4.14) y (4.16) si el puente está compuesto por dos extensómetros en las ramas opuestas, teniéndose

$$e_o = \frac{V_{Exc.}}{2} \cdot \Delta R/R \quad (4.17)$$

o crecer cuatro veces si el puente está formado por 4 extensómetros activos montados adecuadamente, por lo que

$$e_o = V_{Exc.} \cdot \Delta R/R \quad (4.18)$$

4.8.2. ACONDICIONADORES.

Existen acondicionadores para extensómetros fabricados por Soltec Corporation y Bruel & Kajer entre otros con las siguientes características

- a) Resistencias de puente: 120 Ω nominales con rango de 60 a 1000 Ω .
- b) Sensitividad de 0.5V/10X10⁻⁶ Strain para un cuarto de puente.
- c) Rango de salida \pm 10 Volts.
- d) Respuesta en frecuencia 2000 \pm 10 %/o Hz.
- e) Relación señal/ruído -40 db típico, y

f) Balance de puente automático con valores para calibración a diferentes escalas o rangos.

La configuración básica para la instrumentación es la siguiente.

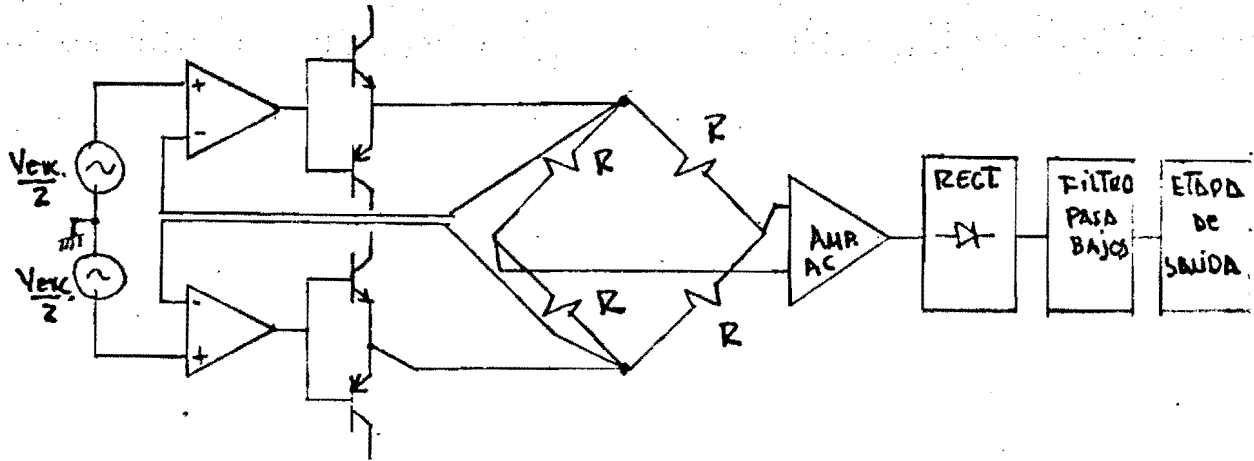


Fig. 4.5

4.8.3. CALIBRACION Y AJUSTE.

La calibración es el proceso de determinación de las escalas de registro de las magnitudes medidas en ensayo, siendo los métodos, los siguientes:

- a) CALIBRACION DIRECTA. Consiste en aplicar sobre el sistema de medida una acción de valor conocido, obteniéndose en el registro una marca que permite hallar la escala correspondiente.
- b) CALIBRACION INDIRECTA. Consiste en introducir en el circuito eléctrico una modificación prefijada, ya sea una tensión de referencia o una resistencia de calibración de acuerdo a la ecuación (4.6), ya que R es constante por ser el valor inicial. En estas condiciones podemos hacer una correspondencia entre la marca de calibración obtenida en el registro y un determinado valor de la magnitud objeto de la medida.

30, 100, 300, 1000 y 3000 $\times 10^{-6}$ strain.

Debido a que las resistencias del puente no son exactamente del mismo valor así como la sensibilidad a los cambios de temperatura es inevitable, los puentes se descompensan aún estando en reposo, por lo que es recomendable utilizar ajustadores de balance siendo las principales configuraciones las siguientes:

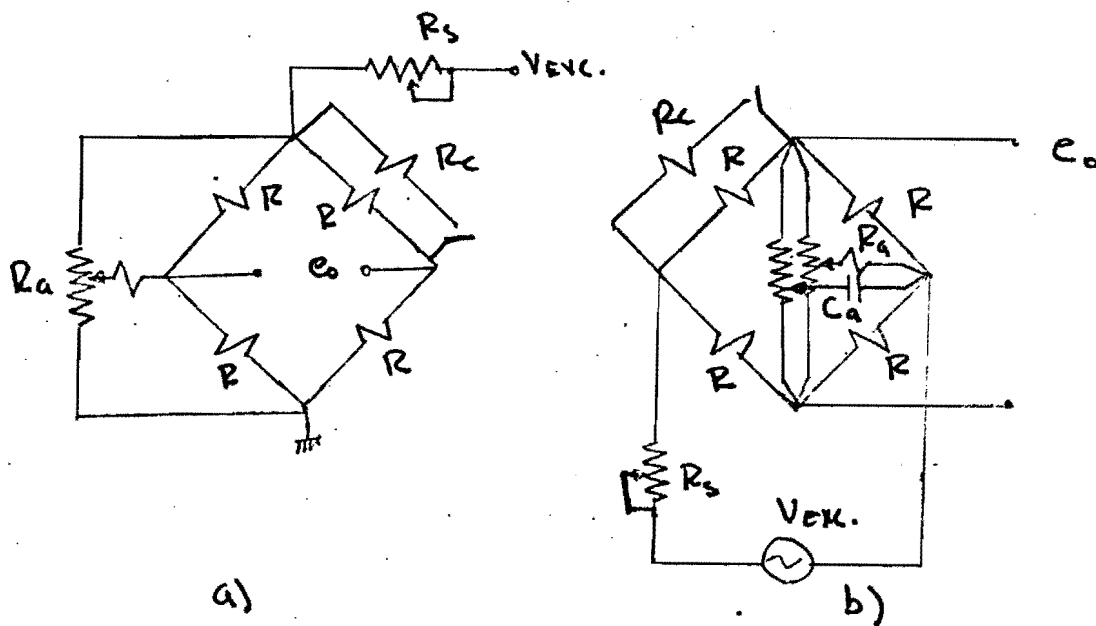


Fig. 4.7

donde R_a y C_a son elementos de ajuste que se realiza generalmente en forma automática por medio de servosistemas, ya que en mediciones continuas quedan ciertas deformaciones residuales además de las señales que se introducen por cambios de temperatura y por consiguiente resulta muy tedioso estar realizando ajustes a cero manualmente después de cada lectura.

Para el caso de la resistencia de calibración la configuración comúnmente usada es la siguiente:

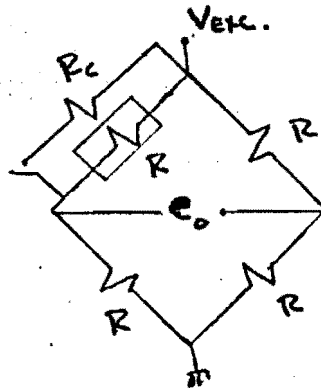


Fig. 4.6 Puente con un extensómetro.

donde el cambio de resistencia debido a la resistencia de calibración es

$$\Delta R = R \frac{R_c R}{R_c + R} \quad (4.19)$$

Si en la ecuación (4.6) hacemos $\Delta R = dR$ y la igualamos con (4.19) se tiene que

$$\epsilon KR = R \frac{R_c R}{R_c + R}$$

$$y \quad R_c = \frac{R(1 - K\epsilon)}{K\epsilon} \quad (4.20)$$

con la cual se pueden calcular diferentes valores de la resistencia de calibración para distintas deformaciones dadas en μstrain , siendo los valores más usuales de

Por último R_s es una resistencia de ajuste de sensibilidad, puesto que, de acuerdo a las expresiones -- (4.13), (4.14) y (4.16) ésta se ve afectada por el voltaje de excitación.

4.8.4. OBTENCION DE LOS RESULTADOS.

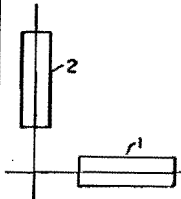
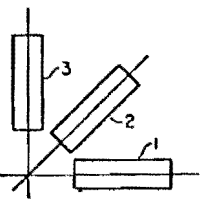
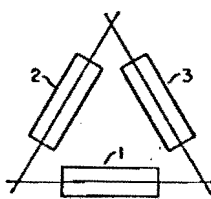
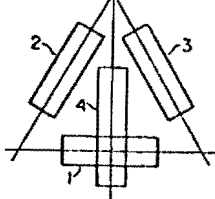
La salida de los acondicionadores son voltajes relativamente grandes (± 10 Volts generalmente) con relación de ruido/señal muy baja (-40 db) y con impedancia de salida también muy baja. Estos voltajes son fácilmente manipulados en las entradas de los oscilógrafos, que son -- los que comúnmente se utilizan y que tienen como elementos sensores de las señales de entrada, unos galvanómetros que son transductores del grupo de los magnetómetros. Estos galvanómetros reciben de una fuente luminosa (generalmente lámparas de mercurio) un rayo de luz -- que incide en un espejo el cual va montado en la parte superior de la bobina sufriendo los mismo movimientos de ésta debido al par que proporciona la señal de entrada.

El rayo de luz reflejado por el espejo del galvanómetro incide en papel sensible a dicha luz, obteniéndose así el graficado de las señales que como ya se dijo -- antes están calibradas en unidades de deformación unitaria.

Para fines prácticos la deformación unitaria no es necesariamente el valor deseado, si no la fuerza o el -- esfuerzo aplicado a la muestra.

La tabla que a continuación se anexa, dá las expresiones matemáticas para evaluar estos esfuerzos a partir de las deformaciones unitarias para 4 tipos de rosetas y utilizando el método de la construcción del círculo de -- Mohr.

TABLE 4.4

TIPO DE ROSETA	 <p>Two-gage</p>	 <p>Rectangular</p>	 <p>Delta</p>	 <p>T-Delta</p>
σ_{max}	$\frac{E}{1-\mu^2} (\epsilon_1 + \mu \epsilon_2)$	$\frac{E}{2} \left\{ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} + \frac{1}{1+\mu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2} \right\}$	$E \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3(1-\mu)} + \frac{1}{1+\mu} \sqrt{\left(\epsilon_1 - \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3} \right)^2 + \left(\frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\sqrt{3}} \right)^2} \right]$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} + \frac{1}{1+\mu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3} (\epsilon_3 - \epsilon_1)^2} \right]$
σ_{min}	$\frac{E}{1-\mu^2} (\epsilon_1 + \mu \epsilon_2)$	$\frac{E}{2} \left\{ \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} - \frac{1}{1+\mu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2} \right\}$	$E \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3(1-\mu)} - \frac{1}{1+\mu} \sqrt{\left(\epsilon_1 - \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3} \right)^2 + \left(\frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\sqrt{3}} \right)^2} \right]$	$\frac{E}{2} \left[\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{1-\mu} - \frac{1}{1+\mu} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3} (\epsilon_3 - \epsilon_1)^2} \right]$
T_{max}	$\frac{E}{2(1+\mu)} (\epsilon_1 - \epsilon_2)$	$\frac{E}{2(1+\mu)} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + [2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)]^2}$	$\frac{E}{1+\mu} \sqrt{\left(\epsilon_1 - \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3} \right)^2 + \left(\frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\sqrt{3}} \right)^2}$	$\frac{E}{2(1+\mu)} \sqrt{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + \frac{4}{3} (\epsilon_3 - \epsilon_1)^2}$
φ_P	0	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2\epsilon_3 - (\epsilon_1 + \epsilon_2)}{\epsilon_1 - \epsilon_2} \right]$	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{\frac{1}{\sqrt{3}} (\epsilon_2 - \epsilon_1)}{\epsilon_1 - \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3}{3}} \right]$	$\frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2(\epsilon_3 - \epsilon_1)}{\sqrt{3} (\epsilon_1 - \epsilon_2)}$

4.9. APLICACIONES.

No se pueden tratar todas las aplicaciones en donde los extensómetros intervienen, pues este campo es bastante amplio, ya que con ellos se realizan trabajos de instrumentación muy especiales de lo cual podríamos decir -- que sólo son útiles mientras dura la prueba pudiendo después destruirse su instalación. Por otra parte son también aplicables en la elaboración de instrumentos o transductores, en donde su instalación se requiere que sea lo más perdurable posible.

A continuación se dan ejemplos en forma muy somera de algunas aplicaciones de los extensómetros pertenecientes al segundo grupo señalado en el párrafo anterior.

4.9.1. CELDAS DE CARGA.

Las celdas de carga se usan como transductores de fuerza, cubriendo un intervalo que va desde 10 lbf. hasta 250 000 lbf., con sensibilidades de 1.5 m V/v y 2 mV/V por lo general.

El miembro sensible a la carga es lo suficientemente corto para evitar la flexión transversal de la columna bajo la carga de régimen, además su elevada rigidez, afecta la sensibilidad por lo que en celdas de carga de poca capacidad se emplea un miembro hueco sin sacrificar la estabilidad de la columna y el área de la superficie para pegar los extensómetros.

Las configuraciones de las columnas más comúnmente usadas son las siguientes:

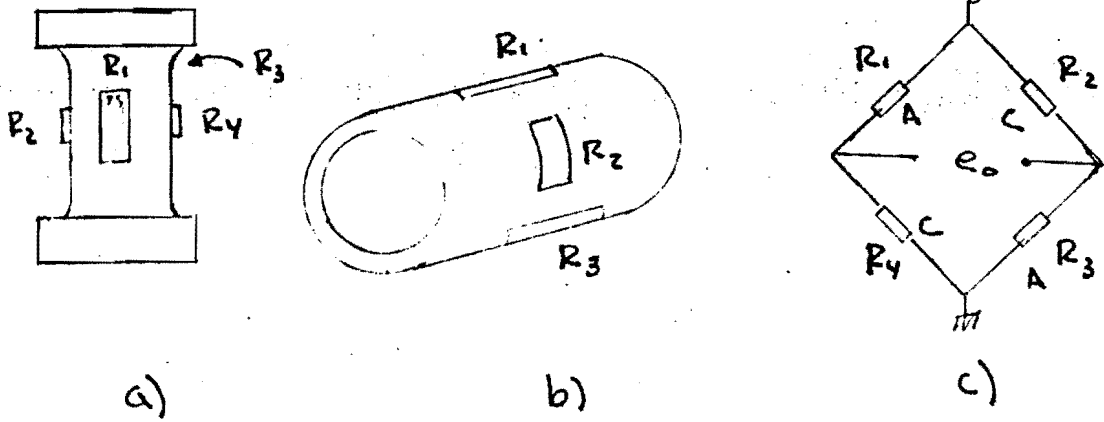


Fig. 4.8

donde R_1 y R_3 son los elementos activos y R_2 y R_4 -- están libres de esfuerzo y sirven para compensar el puente contra cambios de temperatura.

Cuando se requiere de celdas de carga, con el doble de sensibilidad que las anteriores, se utilizan para su instrumentación las siguientes configuraciones.

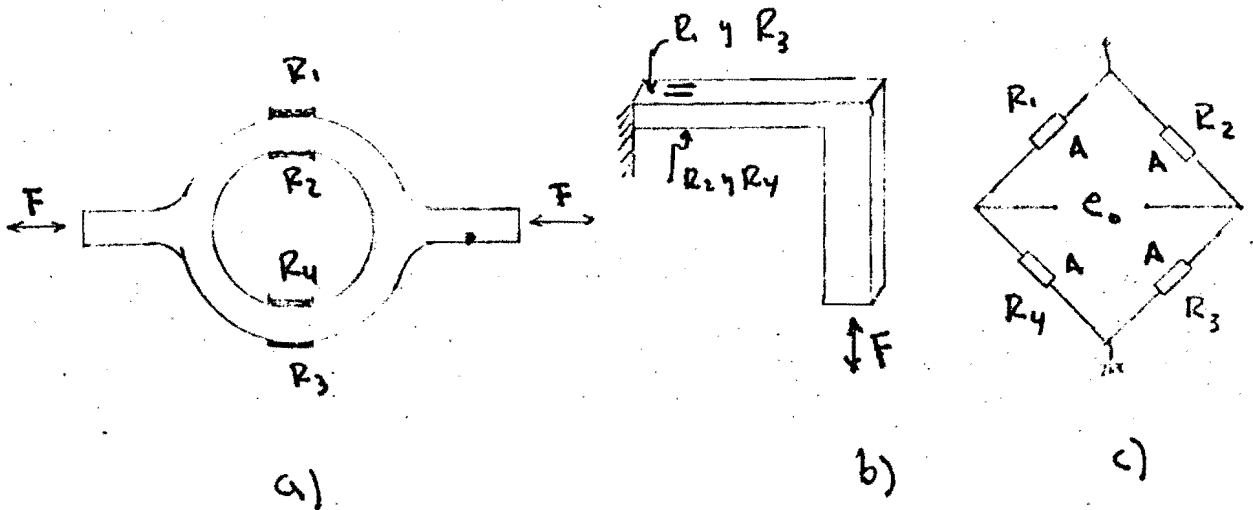


Fig. 4.9

En este caso los 4 extensómetros son activos y el puente está automáticamente compensado por cambios de temperatura puesto que los cuatro registran lo mismo.

La configuración (8-a) es también ampliamente usada en la elaboración de dinamómetros.

4.9.2. TORQUIMETROS.

Los torquímetros consisten básicamente de una flecha rotatoria, sobre la cual 4 extensómetros están adheridos a 45° del eje de la flecha formando un puente de whestone básico.

Las cuatro señales del puente se conectan a cuatro anillos de cobre con aleaciones de plata por donde las señales son recogidas con escobillas de grafito con mínima resistencia de contacto.

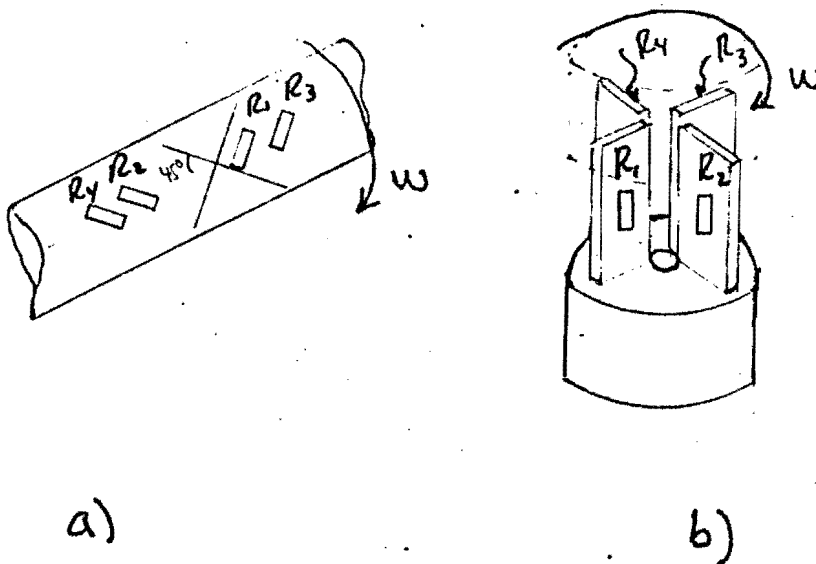


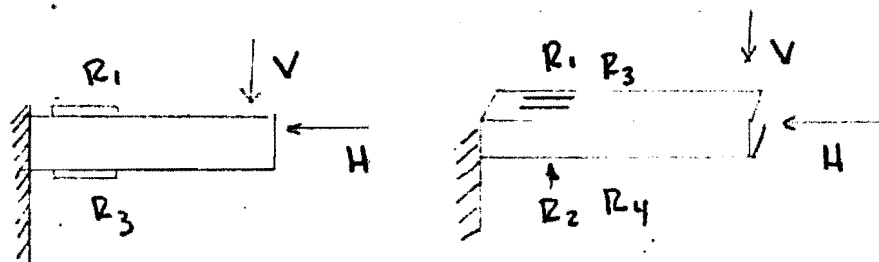
Fig. 4.10 Configuraciones básicas.

Los torquímetros existentes, cubren un rango de - -

2 Kg-cm a 2000 kg-m normalmente y las sensibilidades -- son de 1 a 1.5 mV/V, con voltaje de excitación de puente de 6 a 15 Volts DC o AC típicos.

4.9.3. SEPARADORES DE FUERZA.

Estos instrumentos separan en componentes x , y y z una fuerza que esté aplicada en cualquier dirección, donde los principios de funcionamiento son esquematizados en la figura 4.11.



a) COMP. HORIZONTAL

b) COMP. VERTICAL

Fig. 4.11

en a) R_1 y R_3 se anulan para la componente vertical, -- siendo sensibles aditivamente para la horizontal. R_2 y R_4 pueden conectarse como compensación. En b) los cuatro extensómetros son sensibles para la vertical y se anulan efectos para la horizontal.

Para el caso de 3 dimensiones la configuración es -- trazada en la figura 4.12.

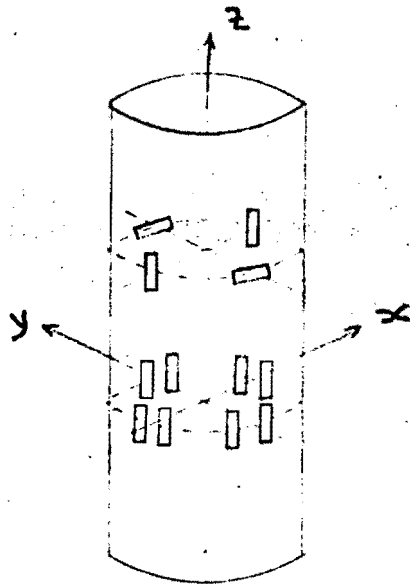


Fig. 4.12

4.9.4. ACELEROMETROS.

Los primeros acelerómetros instrumentados con extensómetros fueron del siguiente tipo

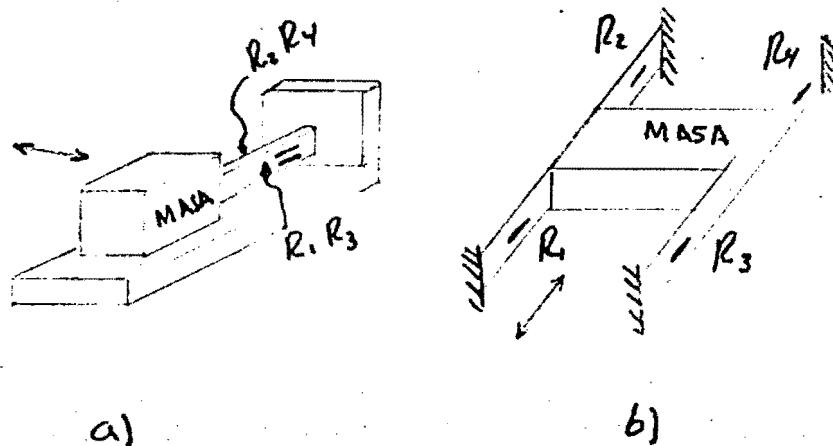


Fig. 4.13

siendo a) un acelerómetro de respuesta en frecuencia muy baja (10-20 Hz) y con rango de aceleraciones de ± 10 g.

en cambio con los del tipo b) se alcanzan aceleraciones de $\pm 5\ 000\ g$ y frecuencia de $5000\ Hz$.

4.9.5. MEDIDORES DE PRESION.

La parte sensora física de estos instrumentos, es un diafragma sobre el cual se montan los extensómetros. Como la distribución de esfuerzos es la misma en el diafragma, los extensómetros se pueden adherir de la siguiente manera.

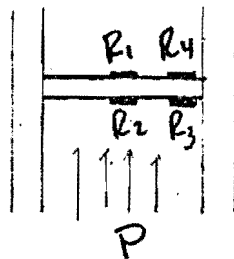


Fig. 4.14

Existen en una enorme variedad en cuanto a tamaño y capacidades ($2\ g/cm^2$ a $200\ kg/cm^2$) con sensibilidades de $1, 1.5$ y $2\ mV/V$ normalmente.

Para las presiones de bajo valor es común utilizar strain-gage de espiral.

4.9.6. MEDIDORES DE DESPLAZAMIENTO.

Son transductores en forma de tijeras y son aplicables para medir carreras de pistones o deformaciones en

muestras bajo tensión. En la figura 4.15 vemos la parte sensora de este transductor.

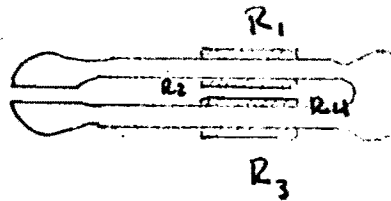


Fig. 4.15

4.9.7.OTRAS APLICACIONES.

Cabe mencionar por último los extensómetros piezo-resistivos quienes tienen un gage factor de 120 pudiendo ser operados con temperaturas hasta de 700° F y siendo utilizados en la fabricación de acelerómetros con voltajes de excitación de 10 Vdc. con rangos de medición de hasta \pm 1000 g y respuesta en frecuencia de 1 a 25 KHz. típico y sensibilidades de 1.2 a 18 mV/g. Existen también extensómetros que miden temperaturas muy bajas (-300 °F o menos) hechos con aleaciones de Armour, así como muy altas (hasta 2000 °F) como son los de Nicrome y platino-iridio entre otros.

5. ETAPAS DE ACOPLAMIENTO DE SEÑALES,

5.1. AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION.

Para la confiabilidad en las mediciones de señales de nivel bajo como son las obtenidas en la salida de diferentes transductores que por lo general se encuentran alejados físicamente del equipo acondicionador; se utilizan etapas de acoplamiento de dichas señales del tipo diferencial, por ser las más adecuadas debido a su alto CMRR -- (Razón de rechazo en modo común), rechazo a las señales de ruido, ganancia ajustable, alta impedancia de entrada y estabilidad.

Los transductores pueden estar formando parte de un puente de Wheatstone o excitados individualmente como el caso de los de efecto Hall.

Las etapas más comúnmente usadas de tipo diferencial son las que a continuación se indican.

5.1.1. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON UN OPERACIONAL.

Es la etapa más sencilla con la ventaja de registrar únicamente el drift debido a un elemento y con un $CMRR = \frac{1 + R_2/R_1}{4p}$, donde p representa la tolerancia de las resistencias como se puede apreciar en la siguiente figura

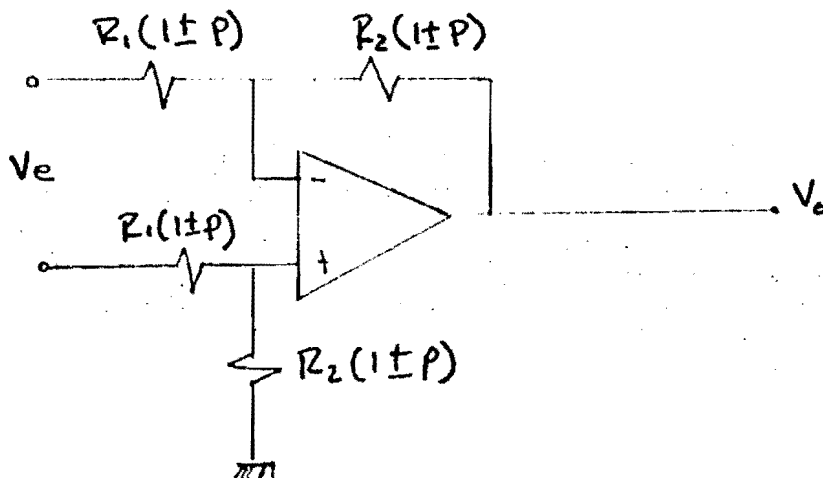


Fig. 5.1

por lo tanto para obtener un alto CMRR es necesario que R_1 y R_2 sean resistencia de precisión siendo el valor recomendable de $p = 0.1\%$.

Por otra parte la resistencia de entrada depende del valor de R_1 y la ganancia de R_2/R_1 .

Existen operacionales de instrumentación de entrada FET diferencial como el LF 152 con ganancia variable de 1 a 1000, resistencia de entrada de $2 \times 10^{12} \Omega$, corriente de entrada de polarización de 3 pA, slew-rate de 1 V/ μ s, ancho de banda de 140 KHz y CMRR de 85 db con ganancia -1, que pueden usarse con alta confiabilidad en lugar de la fig. (5.1), con diagrama típico de conexión el siguiente.

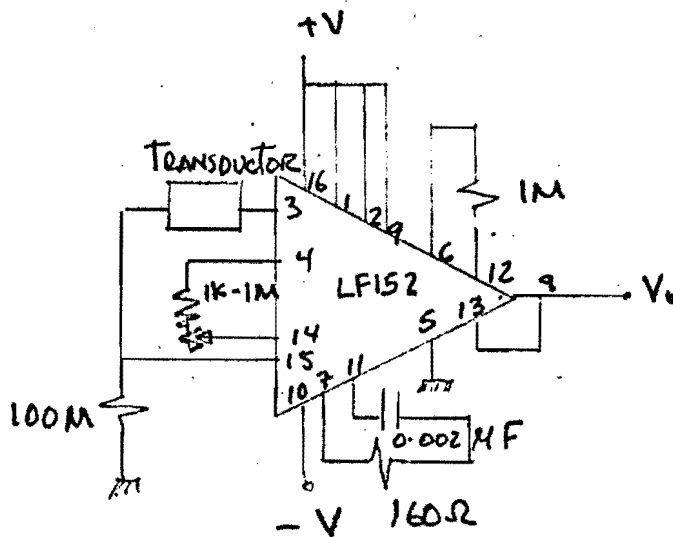


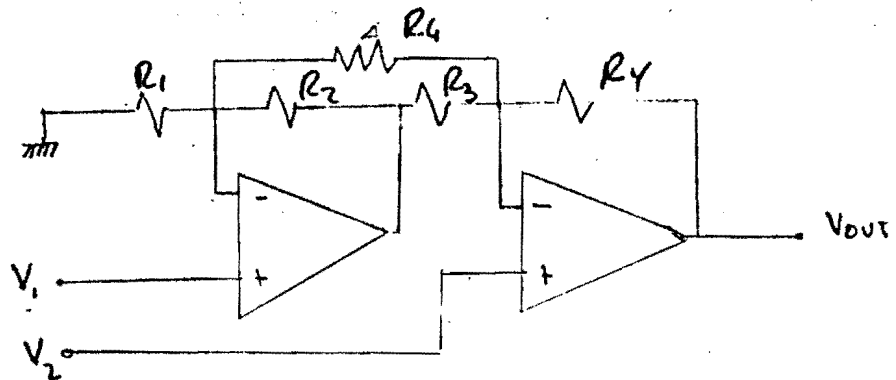
Fig. 5.2

5.1.2. ETAPAS DIFERENCIALES CON MAS DE UN ELEMENTO.

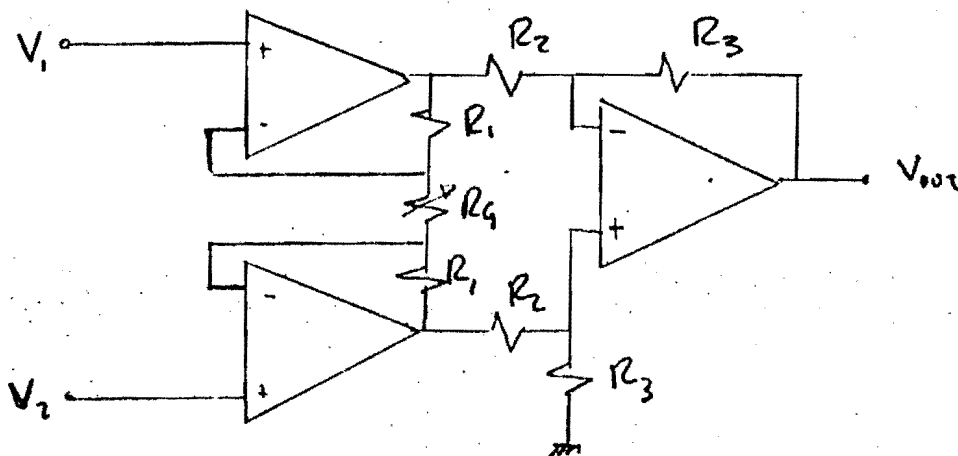
Las características sobresalientes de este tipo de etapas son su alta resistencia de entrada y CMRR así como

cuentan con un resistor para variar la ganancia.

Las desventajas en este caso son el drift adicional debido a los tres elementos así como ruidos y offsets de los mismos. La figura siguiente muestra las configuraciones.



a)



b)

Fig. 5.3

donde para la fig. 5.3. a)

$$V_{out} = (1 + R_4/R_3) (V_2 - V_1) \quad (5.1)$$

$$V_{cm} = \frac{10V}{Ganancia} \quad (5.2)$$

y para la fig. 5.3. b)

$$V_{out} = (1 + \frac{2R_1}{R_G}) \frac{R_3}{R_2} (V_1 - V_2) \quad (5.3)$$

$$V_{CM} = \pm 10 V \quad (5.4)$$

Los operacionales LM102 son especialmente hechos como seguidores de voltaje con rechazo de ruido en modo común de $\pm 11V$, impedancias de $10\ 000\ M\Omega$ y corrientes de $3\ nA$ en la entrada, obteniéndose buenos resultados en el acondicionamiento de señales con alta impedancia de salida del transductor y desaparejamientos de hasta $10\ 000\ \Omega$ sin afectar el CMRR, por lo que pueden utilizarse cables largos en la transmisión de la señal.

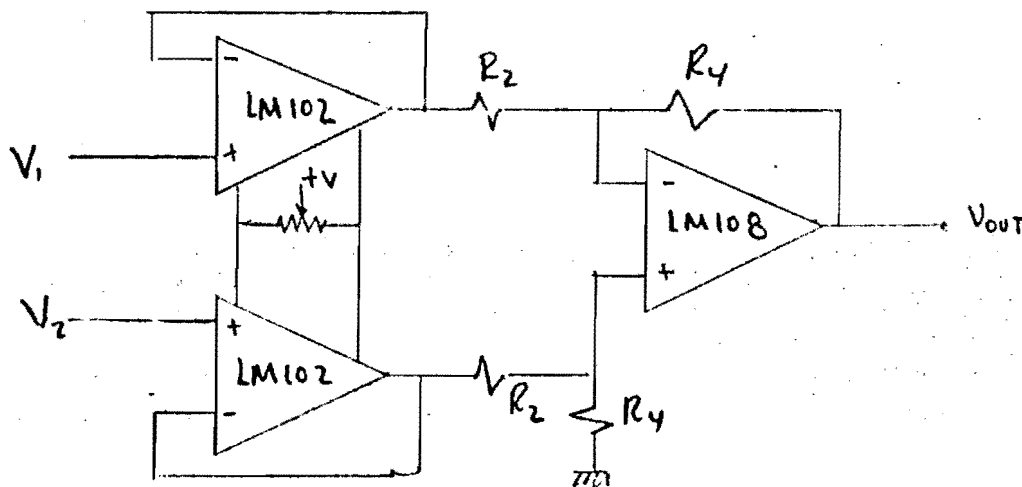


Fig. 5.4

donde $V_{out} = \frac{R_4}{R_2}$, (5.5)

Por último se menciona un amplificador de instrumentación formado por dos operacionales con rango de voltaje de entrada en modo común de ± 10 V e impedancia de entrada fijada por resistencias externas en las entradas de los operacionales.

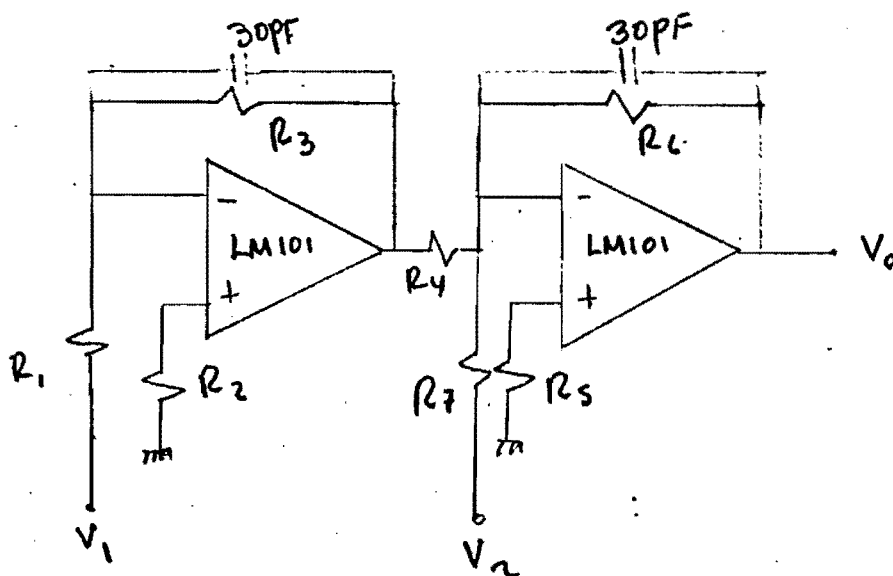


Fig. 5.5

donde $\frac{V_o}{R_6} = \left(\frac{V_2}{R_7} + \frac{V_1}{R_4} \frac{R_3}{R_1} \right)$

si $R_6 = R_7 = R_1$ y $R_3 = R_4 \Rightarrow V_o = V_1 + V_2$ (5.6)

En cualquier configuración las resistencias deben ser de precisión ($p = 0.1\%$) con el fin de obtener un CMRR alto.

5.1.3. AMPLIFICADORES PARA TRANSDUCTORES ESPECIFICOS.

Para algunos transductores específicos la exactitud de los resultados depende de la configuración en la etapa de amplificación así como en la calidad de los componentes.

Las configuraciones más comúnmente usadas son las que a continuación se indican.

a) Amplificador para fotodiodo

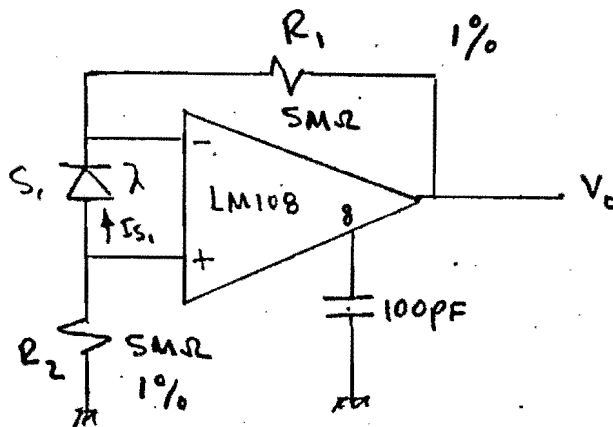


Fig. 5.6

donde $V_0 = I_{s1} (R_1 + R_2)$, con sensibilidad de --
 $\frac{V_0}{I_{s1}} = 10 \text{ V}/\mu\text{A}$, típico.

b) Amplificador para fotocelda

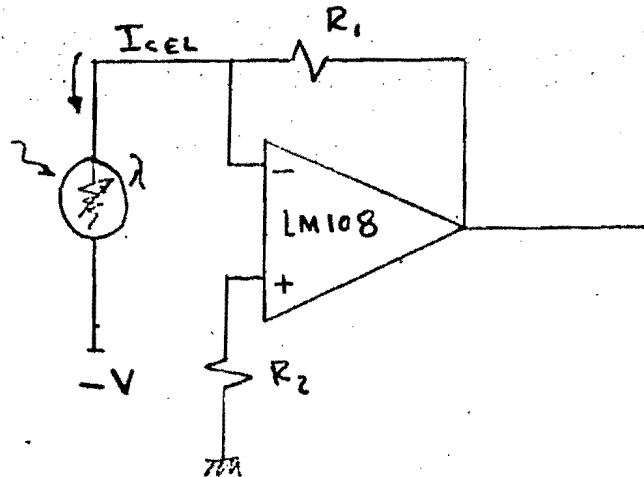


Fig. 5.7

donde $V_o = -I_{cEL} R_1$

En general todo transductor que se comporte como -- fuente de corriente puede conectarse en forma similar -- como en las figuras anteriores para obtener salidas en voltaje.

5.2. ACONDICIONADOR DE ENTRADA DIFERENCIAL.

Existen diferentes formas de acondicionamiento de señales de las cuales puede seleccionarse la más adecuada dependiendo de las características de aquéllas, como son:

- a) Señales mandadas por el transductor en D.C.
- b) Señales mandadas por el transductor en A.C.
- c) Distancia del transductor al acondicionador.
- d) Impedancia de salida del transductor.
- e) Relación señal-ruído del transductor.
- f) Influencia de señales perturbadoras en el medio- donde se realizan las mediciones, etc.

En la figura 5.8 se tiene el diagrama de un acondicionador para transductor polarizado en D. C. como es el caso de un acelerómetro piezoresistivo instrumentado con

extensómetros semiconductores conectado en puente de Wheatstone.

Las etapas principales del acondicionador son las siguientes.

a) ETAPA DE ENTRADA. Formada por un elemento (LM108) con CMRR de 100 db aproximadamente, coeficiente de temperatura en voltaje de entrada de $3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ y en corriente de $0.5 \text{ pA}/^\circ\text{C}$ típicos.

b) MODULADOR DE AMPLITUD. Se modula con el fin de amplificar en A.C. y eliminar así voltajes de offset y drift usando ganancias elevadas. La modulación se logra por medio de switches analógicos y una etapa diferencial de dos elementos.

c) ETAPA DE AMPLIFICACION. Esta se realiza con ganancia variable para adaptar cualquier acelerómetro cuya sensibilidad esté comprendida en el rango de 1.5 mV/g hasta varias decenas de mV/g .

d) ETAPA DE MODULACION. También está formada por dos switches analógicos y etapa diferencial de dos elementos sincronizados con los dos switches anteriores por medio de un oscilador de 10 KHz .

e) ETAPA DE FILTRADO. Debido a que en el switcheo se generan varias armónicas, la señal demodulada es bastante ruidosa por lo que un filtro activo pasa bajo Butterworth de 4º orden sigue después de la etapa anterior con una frecuencia de corte de 1 KHz .

La función de transferencia del filtro de 2º orden es

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{A_{V_o} (1/RC)^2}{s^2 + \frac{(3 - A_{V_o})}{RC} s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} \quad (5.7)$$

donde $A_{v_0} = \frac{R_1 + R_1'}{R_1}$ y el diagrama del filtro el siguiente.

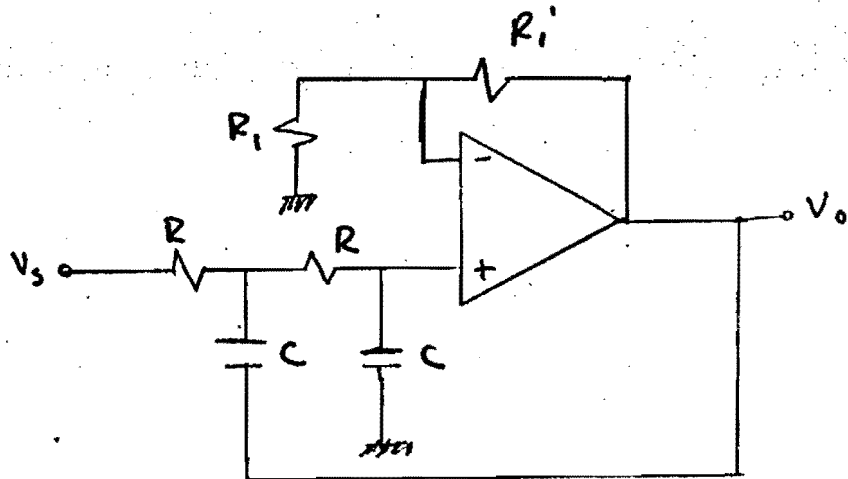


Fig. 5.8

donde la frecuencia de corte es

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.8)$$

para el caso del filtro de 4^o orden se colocan dos de 2^o en cascada y de acuerdo a los polinomios normalizados por Butterworth el de 4^o orden está dado por

$$(S^2 + 0.765S + 1) (S^2 + 1.848S + 1) \quad (5.9)$$

Por otra parte (5.7) es de la forma

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{A_{vo}}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + 2\xi\frac{s}{\omega_o} + 1} \quad (5.10)$$

donde $2\xi = 3 - A_{vo}$ (5.11)

comparando (5.10) con (5.9) se tiene que

$$2\xi_1 = 0.765, \quad \xi_1 = 0.3825$$

y $2\xi_2 = 1.848 \quad \xi_2 = 0.924$

teniendo finalmente en (5.11) que

$$A_{vo1} = 3 - 0.765 = 2.235$$

$$A_{vo2} = 3 - 1.848 = 1.152$$

que son las ganancias de los filtros en cascada para $f < f_c$.

Finalmente se cuenta con otro filtro de 2º orden con capacidad selectora para 100 Hz., 30 Hz, y 10 Hz.

f) ETAPA DE SALIDA, Está formada por un operacional seguidor y una etapa clase A-B formando una malla realimentada. La corriente de salida es de 300 mA, rango de voltaje ± 5 V e impedancia de salida < 1 ohm.

6.- CONCLUSIONES.

Los transductores a qui tratados son clasificados desde el punto de vista de su funcionamiento y sus aplicaciones son mencionadas tanto en el párrafo correspondiente de cada uno de ellos, como en las tablas que resumen sus características. En estas tablas vemos que son muchos los transductores que miden desplazamiento, sin embargo, cada uno tiene un uso específico de acuerdo a su rango. Así para desplazamientos muy pequeños con variaciones lentas y alta sensibilidad es recomendable usar los transductores de ionización en cambio para rayos más altos los LVDT pueden ser utilizados satisfactoriamente presentando las ventajas de tener impedancia de salida muy baja lo cual facilita el acondicionamiento de la señal de salida. Por otra parte si los desplazamientos son menores a 10^{-8} metros, los transductores capacitivos son los recomendables ya que éstos tienen la ventaja de poderse polarizar en AC a altas frecuencias con lo cual podemos obtener la señal de salida sin problemas de ruido. El inconveniente de estos transductores, así como todos aquéllos que tienen impedancia de salida alta, es que requieren para el acondicionamiento de la señal circuitería especial de tal manera de que esta señal no se atenúe por efectos de carga.

De los sensores de luz, los de rango más amplio son los fotoconductivos, pues están hechos para trabajar desde parte del rango infrarrojo hasta rayos X por lo cual pueden detectar todo tipo de radiaciones.

En cambio los fotovoltaicos son de banda mas estrecha presentando la ventaja de ser mas rápidos en su respuesta.

Los sensores de campo magnético tienen diversas aplicaciones, pues como se sabe en ellos descansa gran parte del desarrollo industrial, existiendo diversos tratados al respecto, por lo cual solo se mencionan.

Por último se mencionan los conversores análogo-digita--les como transductores digitales aunque hay quienes dudan, que éstos se consideren dentro de esta clasificación.

B I B L I O G R A F I A

- 1.- DISEÑO Y APLICACION DE SISTEMAS DE MEDICION
Ernest O. Doebelin,
Diana.
- 2.- EXPERIMENTAL METHODS FOR ENGINEERS
J.P. Holman,
McGraw-Hill.
- 3.- SOLUTIONS OF ENGINEERING PROBLEMS BY DINAMICAL ANALOGIES
Harry F. Olson,
A.S.L.
- 4.- ELECTROACOUSTICS MICROPHONES, EARPHONES AND LOUDSPEAKERS
M.L. Gayford,
Standard Telephones and Cables.
- 5.- ACCELEROMETERS INSTRUCTIONS AND APPLICATIONS
Bruel & Kjaer.
- 6.- MECHANICAL VIBRATION AND SHOCK MEASUREMENTS.
Jens Trampe Broch,
Bruel & Kjaer.
- 7.- ENSAYOS Y MEDIDAS MECANICAS EN DINAMICA FERROVIARIA
Asociación de Investigación de Transporte,
Madrid, España.
- 8.- THE STRAIN GAGE PRIMER
C.C. Perry,
H.R. Lissner,
McGraw-Hill.
- 9.- APPLICATION OF B&K EQUIPMENT TO STRAIN MEASUREMENTS.
John Vaughan,
Bruel & Kjaer.
- 10.- INSTRUCTION MANUAL FOR STRAIN AMPLIFIER
Soltec Corporation.
- 11.- METODOS INSTRUMENTALES DE ANALISIS
Hobart H. Willard
Lynne L. Merritt,

John A. Dean,
C.E.C.

12.- MICROFONOS INSTRUCTION AND APPLICATIONS

Bruel & Kjaer,

13.- INTEGRATED ELECTRONICS

Millman-Halkias,

McGraw-Hill,

" F E D E E R R A T A S "

		<u>D I C E</u>	<u>D E B E D E C I R</u>
Pág.	9 (4o. renglón).	deseable	deseable
"	32 (15o. ").	productor	producto
"	33 (2o. ").	acerándosele	acercándosele