Instrumentación en Ingeniería Mecánica

Roque Calero Pérez

Dr. Ingeniero Industrial

Indice

Generalidades _____13

1.1.1. Generalidades sobre la Aplicación de la Instrumentación en la Ingeniería Mecánica.....13

Motorización de Máquinas.....13

Control de Máquinas. 13

Diseño y Análisis de Máquinas.....14

1.1.2. La Instrumentación en el Análisis de Máquinas.....14

1.1.3. La Instrumentación en el Diseño de Máquinas.....15

1.2.1. Generalidades sobre la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica.....18

1.2.2. Causas del Desequilibrio de Mecanismos.....19

1.2.3. El Sistema de Tratamiento, Visualización y Registro. 21

1.2.4. El Sistema de Análisis de Datos.....22

1.3. Las Magnitudes a Medir en Ingeniería Mecánica. 23

Características Generales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis. _____25

2.1. Introducción a las Características Generales de los Elementos de Medida y Análisis. 25

2.1.1. Características Generales Básicas.....26

Elementos activos y pasivos.....26

Elementos analógicos o digitales.....26

Elementos basados en "puesta a cero" y en la "deformación":.....27

2.2.2. Características Eléctricas de Diseño.....28

2.2.3. Características Mecánicas de Diseño.....29

2.3.1. Características de Funcionamiento Estáticas.....30

Rango de un transductor.....30

Relación entrada-salida.....30

Histéresis.....32

Repetibilidad.....32

Linealidad.....33

Conformancia.....34

Resolución.....34

Umbral.....35

Sensibilidad.....35

Estabilidad temporal de la salida.....36

Desplazamiento del cero.....36

Salida para magnitudes cero.....36

Banda de error.....36

2.2. Características de Funcionamiento, Dinámicas. 36

Respuesta en frecuencia.....38

Respuesta en Fase 39

Respuesta en amplitud.....40

Rango Dinámico.....41

Ruido 41

Relación Señal - Ruido.....41

Tiempo de Respuesta, de Subida y de Estabilización.....42

2.3.3. Características Mediambientales 50

Efecto Medioambientales.....50

Efecto de Aceleración.....51

Efecto de Vibraciones.....51

Efecto de Presión Ambiental.....51

Efecto de Montaje 52

Otros Efectos Ambientales.....52

2.3.4. Características de Fiabilidad.....52

Características Específicas Fundamentales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica_____55

3.1. Introducción a las Características Específicas Fundamentales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica...55

3.2.1.1. Generalidades sobre los Elementos de Captación Transductores Primarios. 56

3.2.1.2. Transductores Resistivos: Potenciómetros y Galgas Extensométricas. 60

3.2.1.3. Transductores Capacitivos. 75

3.2.1.4. Transductores Inductivos. 78

3.2.1.5. Transformadores Diferenciales.....82

3.2.1.3. Transductores Termoresistivo. 85

3.2.1.7. Transductores Fotoconductivos. 88

3.2.1.7. Transductores Fotoemisivos.....88

3.2.1.8. Transductores Piezoeléctricos 89

3.2.1.10. Transductores Electromagnéticos. 94

3.2.1.11. Transductores Termoeléctricos.....96

3.2.1.12. Transductores Fotoeléctricos. 99

3.2.1.13. Transductores Fuerza - Desplazamiento. 101

3.2.1.14. Transductores Presión - Desplazamiento. 102

3.2.1.15. Transductores Temperatura - Desplazamiento. 104

3.2.2.1. Generalidades sobre los Elementos para el Acondicionamiento de la Señal....106

3.2.2.2. Fuentes de Alimentación....106

3.2.2.3. Amplificadores de Señal....106

3.2.2.4. Adaptadores de Impedancia....114

3.2.2.5. Moduladores de Señales. 117

3.2.3. Elementos Conversores de Señal. 121

3.2.4. Elementos para la Transmisión de la Señal. 124

3.3.1.1. Filtros 126

3.3.1.2. Integradores....131

3.3.1.3. Derivadores 135

3.3.1.4. Sumadores....139

3.3.1.5. Multiplicadores 141

3.3.1.6. Generador de Funciones 145

3.3.1.7. Comparadores....148

3.3.2.1. Introducción al Estudio de los Elementos para la Visualización de la Señal....150

3.3.2.2. Visualizadores Mecánicos....150

3.3.2.3. Visualizadores Eléctricos de Aguja....151

3.3.2.4. Osciloscopios....156

3.3.3.1. Introducción al Registro de la Señal. 169

3.3.3.2. Registradores Mecánicos....170

3.3.3.3. Registradores Eléctricos de Acción Directa 170

3.3.3.4. Registradores Eléctricos Servocontroladores 177

3.3.3.5. Registradores Magnéticos.....181

3.4.1. Introducción al Estudio de los Elementos para el Análisis de la Señal ...190

3.4.2. Convertidores A/D y D/A.....191

3.4.3.1. Conceptos Fundamentales Precios al Estudio de los Analizadores de Señales Dinámicas.....201

3.4.3.2. Instrumentación para el Análisis de Señales Dinámicas.....209

3.4.3.3. El Plan Analizador de Señales Dinámicas F.F.T. 214

Introducción de la Técnica de la Medida de los Parámetros Fundamentales en I.M._____245

4.1. Introducción de la Técnica de la Medida de los Parámetros Fundamentales en I.M. 245

4.2. Medida de Desplazamientos.....248

4.2.1. Características del parámetro a medir:.....248

4.2.2. Métodos teóricos de medida: 248

4.2.3. Transductores primarios a emplear:.....249

4.3 Medida de Velocidades Angulares.....256

4.3.1 Características del parámetro a medir:.....256

4.3.2. Métodos teóricos de medida:.....256

4.3.3. Transductores primarios a emplear:.....257

4.4. Medida de Velocidades y Aceleraciones Lineales. 268

4.4.1. Características de los parámetros a medir:.....268

4.4.2. Métodos teóricos de medida:.....268

4.4.3. Transductores a emplear: 269

4.5. MEDIDA DE PARÁMETROS DE VIBRACIONES....271

4.5.1. Características del parámetro a medir:....271

4.5.2. Métodos teóricos de medida:....276

4.5.3 Transductores a emplear:....277

4.6. MEDIDA DE TENSIONES....290

4.6.1. Características del parámetro a medir:....290

4.6.2. Métodos teóricos de medida:....296

4.6.3. Transductores primarios a emplear:....296

4.6.4. Cadena completa de medida:....313

4.6.5. Amplificaciones prácticas del calculo de tensiones:....313

4.7. Medida de fuerzas y pares....327

4.7.1. Características del parámetro a medir:....327

4.7.1. Características del parámetro a medir:....328

4.7.3. Sistemas prácticos a utilizar:....329

4.8. Medida de presiones. 343

4.8.1. Características del parámetro a medir:....343

4.8.2. Métodos teóricos: 343

4.8.3. Sistemas prácticos a utilizar:....344

4.9. Medida de sonido.....356

4.9.1. Características del parámetro a medir:....356

4.9.2. Métodos teóricos de medida:.....364

4.9.3. Transductores primarios:.....365

4.9.4. La cadena de medida para el análisis de sonidos en I. M.:.....370

4.9.5. Aspectos prácticos en la medida de sonidos: Propagación del sonido:.372

4.9.6. Medida subjetiva del sonido: 380

4.10. Medida de temperaturas. 386

4.10.1. Características del parámetro a medir:.....386

4.10.2. Métodos teóricos de medida:.....387

4.10.3. Transductores primarios a emplear:.....388

4.10.4. Configuración de la cadena de medida:.....395

4.11. Medida de Gastos. 398

4.11.1. Características del parámetro a medir:.....398

4.11.2. Métodos teóricos de medida:.....399

4.11.3. Sistemas prácticos a utilizar: 400

BIBLIOGRAFIA _____417

1

Generalidades

1.1.1. Generalidades sobre la Aplicación de la Instrumentación en la Ingeniería Mecánica.

De todos es conocida la enorme importancia que ha adquirido la instrumentación al servicio del desarrollo tecnológico en general, y en particular, en el sector de la ingeniería mecánica.

Dentro de ésta, y en la parcela de diseño, construcción, operación y producción de máquinas, la instrumentación ha alcanzado un gran desarrollo, en una o varias de las siguientes parcelas:

Motorización de máquinas.

Control de máquinas.

Diseño y análisis de máquinas.

Motorización de Máquinas.

La instrumentación al servicio del monitorado de máquinas es esencial en muchos aspectos, tanto para conocer su estado en cada instante, como para facilitar su propio manejo.

Esta instrumentación sólo pretende informar al operario o usuario de la misma del estado de una serie de parámetros que continuamente son auscultados y presentados en un monitor (display) bien en forma visual (analógica o digital), acústica, etc.

Ejemplos típicos son el panel de instrumentos de un automóvil, de un avión, de una turbina de un grupo alternador, etc, etc.

Control de Máquinas.

Otro grupo importante de instrumentos se usa más allá del informe simple del estado de ciertos parámetros. En efecto, tales instrumentos forman la base de datos sobre los cuales se ejecuta (en forma automática o manual) el propio control de la máquina (está claro que el control de cualquier variable que influya en la marcha de una máquina necesita medir un o

varios parámetros sobre la misma, para lo cual se precisa de la correspondiente instrumentación).

Un ejemplo típico de esta aplicación la constituyen los cinco acelerómetros que colocamos en diferentes puntos de un Yet-Foil (sistema de navegación marina) permiten el control de su posición y una navegación segura y estable sobre las olas.

Diseño y Análisis de Máquinas.

Para la resolución de problemas de ingeniería se dispone de dos métodos: los teóricos y los experimentales.

En el diseño y análisis de máquinas ambos son fundamentales, y se apoyan y complementan.

Tal es el caso, a título de ejemplo, de validar previsiones teóricas basadas en suposiciones simplificadoras, determinación de valores imposibles de predecir en teoría, (determinación de parámetros de sistemas tales como coeficientes de amortiguamiento, frecuencias de resonancia, etc), etc, etc.

Para todos estos supuestos el uso de la instrumentación es esencial, y sin ella el análisis y diseño de máquinas no hubiera pasado de un etapa primitiva.

1.1.2. La Instrumentación en el Análisis de Máquinas.

Uno de los aspectos de aplicación de la instrumentación más esencial lo constituyen el análisis del estado de las máquinas, el cual permite conocer cual es su estado, es decir, si los diferentes parámetros que la definen (nivel de vibraciones, temperatura del aceite, presión en un cilindro, etc) se encuentran dentro de límites aceptables, para en caso contrario proceder a la corrección de las causas que hayan producido el estado anormal.

El análisis de máquinas comprende tres pasos diferenciados, cada uno de los cuales lleva asociada una instrumentación más o menos compleja.

- Fase de detección.
- Fase de análisis.
- Fase de corrección.

En la fase de detección la instrumentación tiene como única misión el monitorado de los diferentes parámetros que indican el estado de la máquina. Tales parámetros se van comparando con el valor de los mismos en condiciones óptimas de funcionamiento, de modo que cuando se detecten variaciones importantes es señal de que algo va mal en la máquina.

La comparación puede hacerse en forma manual o automática, de manera continua o en períodos de tiempos determinados.

Un ejemplo típico lo constituyen los acelerómetros colocados en las máquinas para la medida de su nivel de vibraciones.

Cuando se registra un aumento del nivel respecto de unos valores prefijados óptimos es señal de que algo ha cambiado en el estado de la máquina (aumento del desequilibrio de un rotor, rotura de algún rodamiento, etc.).

En la fase de análisis se trata de determinar cual ha sido la causa de la variación ocurrida en los parámetros controlados. Ello requiere otra gama amplia de instrumentos que son capaces de "descomponer" y analizar la "señal" procedente de los diferentes captadores.

Un ejemplo típico lo constituye el analizador F.F.T. que permite analizar las distintas frecuencias que conforman una onda compleja, permitiendo averiguar si la causa del aumento de la vibración se debía a un desequilibrio de un rotor, o a un rodamiento en mal estado, o a una holgura, etc.

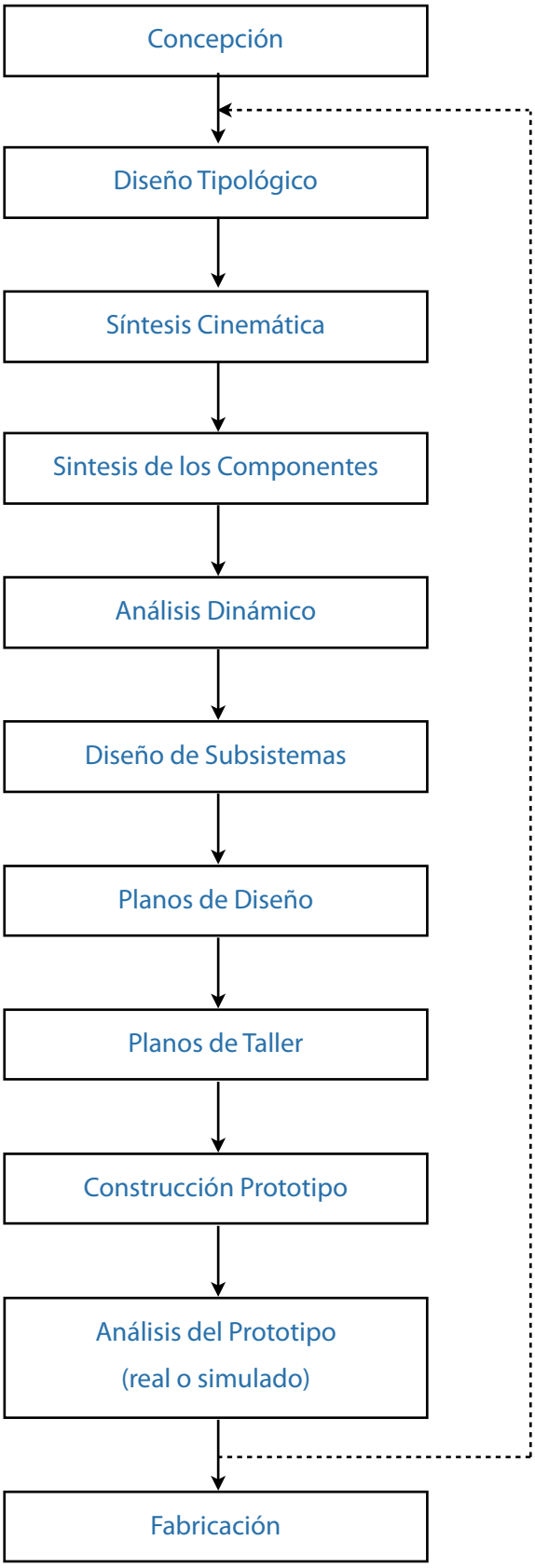
Finalmente, en la fase de corrección también está involucrada una instrumentación amplia, y sobre todo, cuando la corrección se efectúa por medio de un equilibrado.

Un ejemplo típico lo constituye el complejo instrumental requerido para el equilibrado de un rotor en dos planos, por medio del análisis orbital.

1.1.3. La Instrumentación en el Diseño de Máquinas.

Si se piensa un poco en la complejidad del proceso de diseño de máquinas, en sus diferentes etapas, es fácil comprender la gran importancia que la instrumentación puede alcanzar en el mismo.

En efecto, este es uno de los procesos en los cuales los métodos teóricos y los experimentales han de ir indisolublemente unidos. El esquema muestra en forma muy suscinta, el proceso de diseño de una máquina:


Concepción
Diseño Tipológico
Síntesis Cinemática
Sintesis de los Componentes
Análisis Dinámico
Diseño de Subsistemas
Planos de Diseño
Planos de Taller
Construcción Prototipo
Análisis del Prototipo
(real o simulado)
Fabricación

Pues bien, prácticamente en todas las etapas, de la 3 a la 11, está involucrada una cierta instrumentación, necesaria para llevar a cabo la construcción de la máquina.

Sin especificar que corresponde a cada etapa, he aquí algunos de los aspectos del diseño que involucran algún instrumental:

- Medida de desplazamiento.
- Medida de velocidades.
- Medida de aceleraciones.
- Medida de esfuerzos (fuerzas y momentos).
- Medida de deformaciones.
- Medida de vibraciones.
- Determinación de formas modales.
- Determinación de rigideces y amortiguamientos.
- Determinación de coeficientes de rozamiento.
- Determinación de cargas de impacto.
- Determinación de periodos transitorios.
- Determinación de cargas de fatiga.
- Determinación de temperaturas.
- Determinación de presiones.
- Determinación de desgaste.
- Etc, etc.

1.2.1. Generalidades sobre la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica.

Denominaciones "cadena de medida y análisis" a un conjunto de instrumentos, adecuadamente ordenados y conectados, que permiten detectar un fenómeno físico, visualizarlo y analizarlo, con vistas a las posteriores aplicaciones en corrección de fallos, análisis de máquinas, diseño, etc.

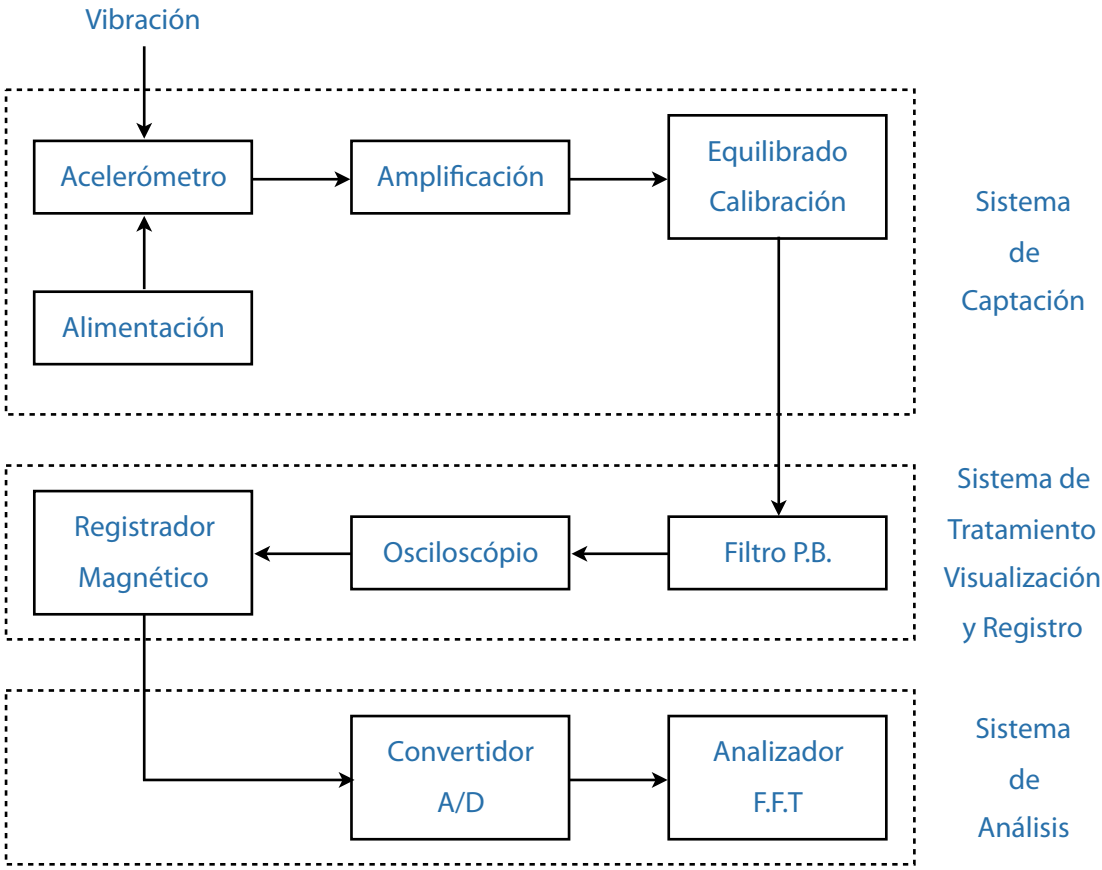
La cadena de medida y análisis puede a su vez descomponerse en tres sistemas diferenciados:

- Sistemas de captación y medida.
- Sistemas de tratamiento de medidas, visualización y registro.
- Sistema de análisis de datos.

A continuación vamos a dar una somera explicación de cada uno de ellos, aún cuando hemos de señalar que no siempre pueden diferenciarse estos tres sistemas en "diferentes aparatos".

Por ejemplo, un termómetro de columna de mercurio conforma en sí mismo una cadena de medida y análisis. En efecto, el mercurio introducido en un tubo es el sistema de captación. El tubo transparente y el mercurio permiten la visualización; un papel y un lápiz permite el registro de la temperatura y el propio observador, con unos valores determinados de la temperatura correcta efectúa el análisis de los datos obtenidos.

Al contrario de este sistema tan sencillo tenemos el mostrado en la figura, que permite el análisis de la vibración producida en un punto de una máquina.

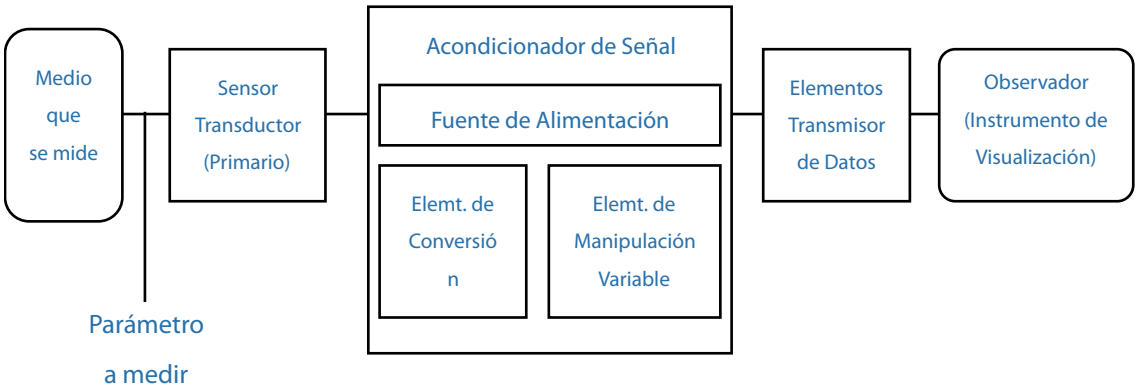


Nota: En todo lo que sigue ha de tenerse presente que siempre se pueden "digitalizar" los datos analógicos. En consecuencia, podría hablarse de cadenas de medidas y análisis totalmente analógicas, o analógicas-digitales. En este contexto puede adelantarse que el sistema de captación es fundamentalmente analógico, mientras que los sistemas de tratamiento, visualización, registro y análisis pueden ser analógicos o digitales, adquiriendo estos últimos cada vez mayor importancia.

1.2.2. Causas del Desequilibrio de Mecanismos

El sistema de captación o medida es la parte de la cadena de medida que tiene por misión captar la magnitud o medir y acondicionarla adecuadamente para que pueda se "presentada" o "leída".

Un sistema genérico de captación puede contener los bloques que se ven en la figura.



El sensor o traductor primario es el que recibe energía del medio que se mide y produce una salida que, de algún modo, depende de la cantidad medida.

(Por ejemplo en el caso de un traductor termoeléctrico, convierte la variable de entrada "temperatura" en una tensión eléctrica de salida, proporcional a la temperatura existente).

Muchos sensores generan la señal de salida por sí mismos (por ejemplo, un acelerómetro piezoeléctrico) pero otros necesitan una energía exterior que los alimente (como puede ser una galga extensométrica) por lo cual hay sistemas de captación que necesitan una fuente externa de alimentación (externa al traductor).

Algunas veces la señal de salida del elemento sensor (por ejemplo, un voltaje, o un movimiento de fluido) conviene cambiarla por otra más adecuada para su transmisión, u otras razones. La parte del sistema de captación que realiza tal función es el "elemento de conversión de variable".

(Por ejemplo, un cambio de temperaturas puede ser detectado por la dilatación de una barra, con mercurio. Pero puede ser conveniente trasladar este efecto a un punto lejano por medio de una corriente eléctrica).

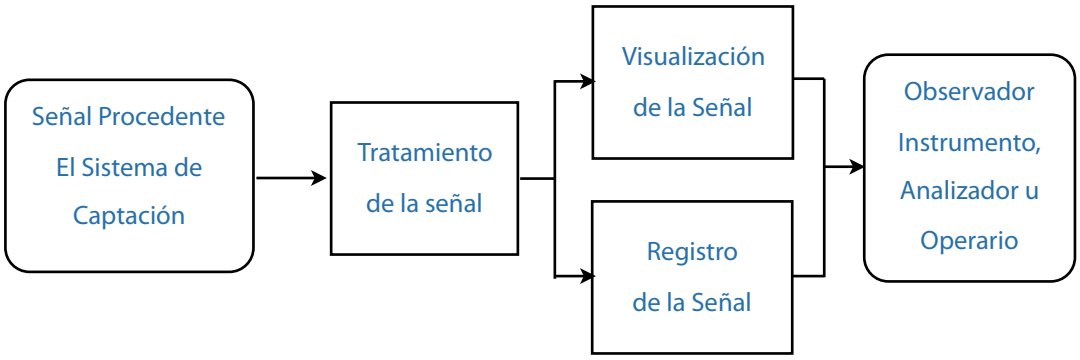
Otras veces puede ocurrir que se precise de un cambio en el valor numérico de la variable de salida, tanto porque esta sea muy débil (se precisaría un amplificador) o porque interese un cambio de escala. La parte del sistema de captación que ejecuta esta tarea se le conoce como "elemento de manipulación variable".

Finalmente, en un sistema de captación o medida ha de considerarse la "transmisión de los datos" hasta el paso siguiente de la "cadena de medida".

El elemento transmisor de datos puede ser algo tan sencillo como un cable, un tubo con un líquido, un árbol rotatorio, etc, o algo tan complejo como un equipo de telemetría, para transmitir por radio las tensiones existentes en un punto de un álabe de una turbina.

1.2.3. El Sistema de Tratamiento, Visualización y Registro.

El segundo subsistema de la cadena de medida es el encargado de tomar los datos del sistema de captación y con una previa manipulación, o sin ella, visualizarlos y/o registrarlos para su análisis posterior.



muchas veces, los datos "crudos", tal como proceden del sistema de captación, precisan diversas operaciones que faciliten el posterior análisis de los mismos. Esta parte se conoce como "tratamiento de la señal", y puede concretarse en los siguientes aspectos:

- Amplificadores de señal, utilizados para compatibilizar la señal de salida del sistema de captación con las exigencias de entrada de un determinado aparato de visualización o registro, por ejemplo.

- Filtros de señal (pasobajo, paso alto, pasabanda), encaminados a eliminar frecuencias indeseables, "ruidos" de señales, etc.

- Discriminadores de amplitud (comparación de la amplitud de la señal con un nivel de referencia, para disparar, por ejemplo, la luz de un estroboscopio en una prueba de equilibrado) y discriminadores de frecuencia (convertidores de corriente alterna en continua, o en otras palabras, que convierten variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud).

- Rectificadores.

- Derivadores analógicos, que calculan la derivada de la señal de entrada (permiten conocer la "velocidad" de una señal de la cual se conoce la variación temporal de su amplitud).

- Integradores analógicos, simples o dobles, que permiten pasar de señales de aceleración a señales de velocidad, y de estas a señales de desplazamiento.

- Conversores analógico-digitales o digital-analógico.

Una vez han sido los datos convenientemente "tratados", se precisa su visualización y eventualmente, su registro, para poder así analizarlos e interpretarlos.

La visualización proporciona al observador la información en forma visible del fenómeno que se analiza, en el momento de ocurrencia. Si se precisa de un análisis más detallado y detenido del fenómeno se hace necesario registrarlo en forma permanente, y esa es la misión de los registradores.

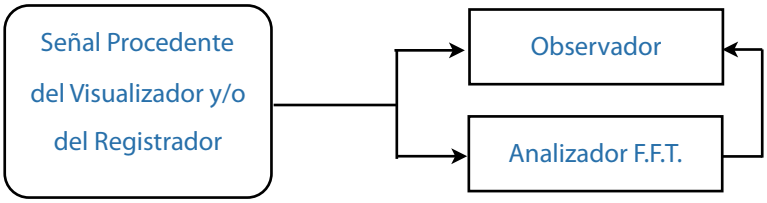
- Dentro de los visualizadores tenemos dos grandes grupos: los analógicos, que presentan los resultados por medio de agujas, barras, etc (sobre escalas graduadas) y los digitales (que presentan los resultados con números).

- Destaca, entre todos ellos, los osciloscopios de simple o doble haz, sin memoria, o con memoria incorporada.

- Dentro de los registradores se encuentran los registradores X-T o X-Y (plotters analógicos o digitales), los oscilógrafos (galvanómetros controlados por la señal de entrada que reflejan un haz luminoso sobre un papel sensible) y los registradores magnéticos, de uno o varios canales.

1.2.4. El Sistema de Análisis de Datos.

El último subsistema de la cadena de medida, y el que justifica la existencia de los otros dos, el sistema de análisis de datos, el cual es el encargado de relacionar los datos visualizados y/o registrados con el origen de los mismos, es decir, con el fenómeno que se desea medir (o mejor, conocer, estudiar).



Evidentemente, el sistema de análisis más "sencillo" (dicho sea con todas las reservas) es el formado por un observador, que mira la señal en un visualizador, o en un papel de registro ultravioleta, y los "interpreta" adecuadamente.

Los sistemas de análisis más complejos utilizan analizadores F.F.T. (transformada rápida de Fourier), u otros aparatos que pueden considerarse ordenadores de propósito específico (e incluso de ordenadores de propósito general), y que son capaces de analizar la señal de entrada a base de "separar" sus componentes, calcular correlaciones entre señales, etc, etc.

Evidentemente, el sistema de análisis adquiere toda su importancia cuando se analizan señales dinámicas, variables en el tiempo y de gran complejidad (como es el caso de la ingeniería mecánica), tanto si se consideran aisladas, como cuando se analizan en conjunto.

1.3. Las Magnitudes a Medir en Ingeniería Mecánica.

En general, dentro de la práctica común de la ingeniería mecánica, no son muchas las variables que tienen necesidad de ser medidas para estudiar los fenómenos relacionados con esta rama de la ingeniería, en cualquiera de sus aplicaciones.

Entre otras puede considerarse:

- Variables del movimiento (desplazamiento, velocidades, y aceleraciones).
- Variables de fuerza (fuerza, presión, momentos).
- Variables térmicas.
- Variables de flujo.
- Otras (desgaste, etc.).

Sin embargo, es un hecho que un fenómeno mecánico cualquiera puede manifestarse a través de un conjunto más o menos grande de variables, por lo cual es posible que un mismo fenómeno pueda ser estudiado utilizando variables diferentes..

Por ejemplo, un cambio de temperatura puede estudiarse en función de un cambio de la presión de un gas, o un desplazamiento de una columna de mercurio.

Igualmente, un fenómeno vibratorio puede estudiarse por medio de una variable de desplazamiento, u otra de velocidad, u otra de aceleración.

En consecuencia, la elección correcta de la variable a estudiar, para representar adecuadamente el fenómeno, adquiere especial importancia.

Otro aspecto menos importante se refiere a la conversión de una variable física en otra variable física diferente, directamente relacionadas, y que pueda permitir, por ejemplo, facilitar el estudio del fenómeno.

En este sentido, y dada la potencialidad enorme de los equipos eléctricos y electrónicos, tiene especial interés la conversión de las variables "mecánicas" en variables eléctricas.

Así sabemos que una bobina puede convertir un desplazamiento en una señal eléctrica, una fuerza sobre un cristal piezométrico puede generar una tensión eléctrica, un termopar puede también originar una tensión eléctrica, etc, etc.

En consecuencia, las magnitudes a medir en ingeniería mecánica pueden serlo en forma directa, o en forma indirecta, siendo esta última la más usada (cuando se usa la forma indirecta está claro que se precisará del correspondiente transductor, es decir, se precisa de un instrumental adecuado).

Finalmente también hemos de hacer unas precisiones en cuanto a las variables captadas por el transductor. En efecto, no sólo se tendrá la cantidad "deseada" de la variable de entrada, sino que también aparecerán cantidades que involuntariamente pueden ser captadas, y que se denominan "interferencias".

Estas son unos componentes implícitas en todo método de medida y que es preciso tenerlas presente para obtener resultados correctos.

2

Características Generales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis.

2.1. Introducción a las Características Generales de los Elementos de Medida y Análisis.

A continuación vamos a exponer las características generales de los diferentes elementos que componen una cadena de medida y análisis en ingeniería mecánica.

Dado que en todos los instrumentos de una cadena de medida y análisis pueden señalarse muchos aspectos comunes, se va a realizar un estudio separando las características en dos grupos:

- Características generales, comunes a todos los instrumentos.
- Características específicas, propias de cada instrumento.

Para el análisis de las primeras se considerará cada instrumento de la cadena como una "caja negra", es decir, sin analizar su operación interna, cosa que sí se hará al estudiar las características específicas.

En todo caso, no es objetivo de este estudio en penetrar muy a fondo en la composición, funcionamiento, diseño, etc, de cada elemento de la cadena. Nuestro interés se centrará, principalmente, en definir las características que permitan operar adecuadamente los diferentes elementos de la cadena de medida.

Dentro de las características generales se considerarán a su vez dos categorías:

- Características generales constructivas.
- Características generales de funcionamiento.

Dentro de las primeras se consideran las características eléctricas de diseño, las características mecánicas, las características de la magnitud a medir, y algunas características generales básicas.

Dentro de las segundas se consideran las características estáticas y las características dinámicas.

2.1.1. Características Generales Básicas.

Elementos activos y pasivos.

En principio, todos los elementos de la cadena de medida pueden dividirse en dos grupos: elementos activos y elementos pasivos.

Los elementos en los que la energía de salida la proporciona la propia señal de entrada se denominan elementos (transductores, en la terminología más genérica) activos.

Las señales de entrada y salida pueden estar formadas por energías de la misma forma (mecánica-mecánica, eléctrica-eléctrica) o de diferente forma (mecánica-eléctrica), lo cual implica una conversión interna de energía.

Los elementos que necesitan una fuente auxiliar de energía para suministrar la mayor parte de la energía de salida, mientras que el aporte de la señal de entrada puede ser insignificante, se denominan transductores pasivos. Igual que en el caso anterior, puede ocurrir un cambio interior en la forma de la energía o no.

Elementos analógicos o digitales.

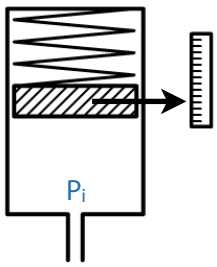
Los transductores pueden también diferenciarse según la forma en que ejecutan las funciones básicas, es decir, según que las señales que representan la información sean tomadas en forma continua o discreta.

La mayoría de los elementos de la cadena de medida en ingeniería mecánica eran hasta hace poco analógicos, pero en la actualidad, debido al gran desarrollo de los ordenadores, cada vez se usan más los elementos digitales.

Elementos basados en "puesta a cero" y en la "deformación":

Según la forma de operar los elementos de la cadena, estos pueden clasificarse en dos grandes grupos: operación por el principio de puesta a cero y operación por el principio de la deformación.

En los elementos que operan por la deformación, la cantidad medida produce algún efecto físico que engendra un efecto similar, pero opuesto, en alguna parte del instrumento.



El efecto opuesto es el que se toma como señal de salida. Este puede ser el caso del manómetro de la figura, en el que la presión de los gases se compensa en todo momento por la acción del resorte.

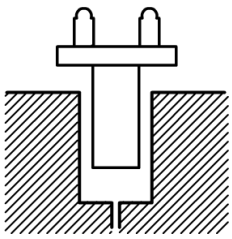
En los elementos de puesta a cero se mantiene a cero la deformación por la aplicación adecuada de un efecto opuesto al generado por la cantidad medida. (Esta operación necesita un detector del desequilibrio y un medio, manual o automático, de restablecerlo).

En la figura se ha representado un manómetro que funciona por este principio.

La colocación de pesas en la parte superior va equilibrando en todo momento la variación de la presión Pi, de manera que la plataforma se mantenga en una posición fija.

En este caso el valor de las pesas está relacionado en el de la presión, no necesitándose una escala indicadora como en el caso anterior.

Si comparamos los dos métodos puede observarse que la precisión obtenible por el método de puesta a cero es mucho mayor que por el método de la deformación. En este último, la precisión depende de la calibración del resorte, mientras que en el primero depende de la precisión de las pesas.



(Obsérvese que a su vez el resorte debe ser calibrado con pesas).

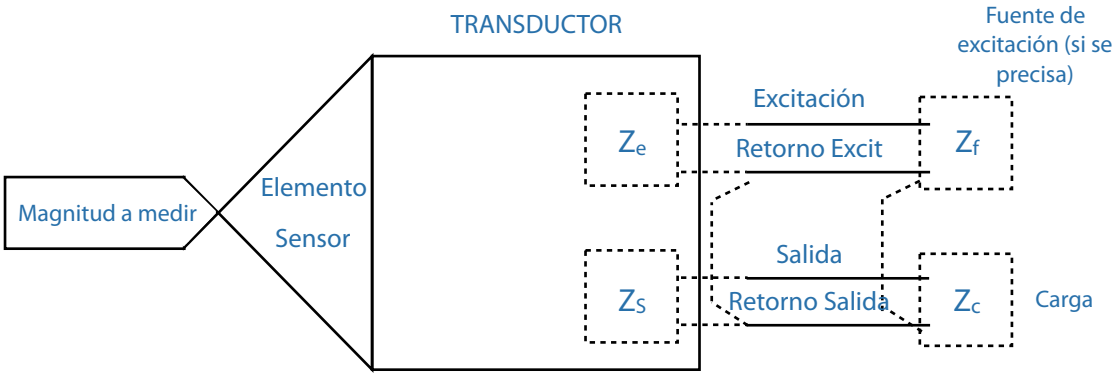
Sin embargo, resulta obvio que los sistemas de puesta a cero no son muy válidos para efectuar medidas dinámicas.

2.2.2. Características Eléctricas de Diseño.

(obviamente lo que sigue se refiere sólo a los instrumentos de tipo eléctrico y electrónico).

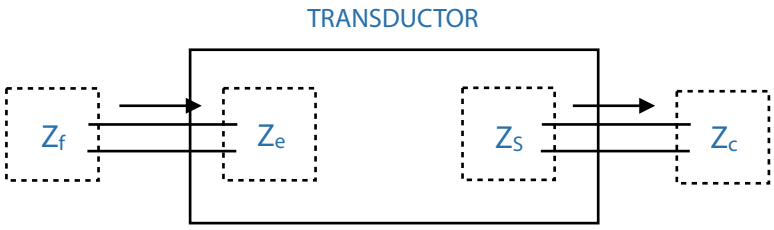
En cualquier elemento de la cadena de medida y análisis de tipo eléctrico pueden reconocerse una serie de características comunes, cuando se les analiza como una "caja negra", es decir, sin "penetrar" en su interior (composición interna y forma de actuación). En otras palabras, aquellas características que la definen como dispositivo que ha de estar conectado con otros equipos eléctricos.

En este sentido, la figura representa un traductor en su concepción más general.



Nota: En el transductor de la figura la carga puede ser un dispositivo visualizador, por ejemplo, mientras que la excitación es necesariamente una fuente típica.

Sin embargo, en otros transductores (en su concepción amplia puede ser un filtro, por ejemplo) la fuente de excitación no existe, pero la magnitud a transformar es una corriente eléctrica de entrada, quedando el esquema como se ve en la figura, pudiendo por consiguiente mantenerse la misma terminología.



Z_f es la impedancia de la fuente de excitación (que ésta presenta al transductor). (La impedancia de los cables de excitación se consideran parte de ésta).

Z_e es la impedancia de entrada (que el transductor presenta a la fuente de excitación).

Z_S es la impedancia de salida (que es la que el transductor presenta a la carga).

Z_c es la impedancia de carga (que presenta la carga al transductor). (La impedancia de carga incluye también la de los cables de salida).

En la figura se representa también la posibilidad de que la dos líneas de retorno de la entrada y de la salida estén punteadas, es decir, que sean una línea única.

A su vez, estas líneas pueden estar puestas a tierra, o no. En este último caso, el aparato se dice que tiene "tierra flotante".

Los cables de entrada y salida pueden estar blindados, apantallados, cuando se desee aislarlos de campos electromagnéticos o electroestáticos. En este caso el blindaje se conecta a tierra cerca de la carga.

2.2.3. Características Mecánicas de Diseño.

Aún cuando estas características dependen mucho del tipo de transductor (mecánico, eléctrico, etc.), pueden realizarse algunas matizaciones generales referentes a facilitar su manejo e instalación, prevenir utilizaciones inadecuada, interconectar adecuadamente el transductor con el sistema a medir, etc.

Dentro de las características mecánicas que deben tenerse presentes figuran: configuración, dimensiones, anclajes mecánicos, tipo de conexiones eléctricas y/o mecánicas, mandos de ajuste y ganancias, material de la carcasa, grado de señado de la misma, normalizaciones si las hubiera, etc, etc.

De todas ellas, hay una que merece una atención especial, y es la que se conoce como "legibilidad de la escala".

Evidentemente, se refiere a instrumentos de visualización con salida analógica, y depende tanto de la construcción del aparato (de la escala de medida, grosor de la aguja indicadora, distancia entre los trazos, etc.) como del propio observador.

2.3.1. Características de Funcionamiento Estáticas.

Son las que describen la actuación del traductor en unas condiciones ambientales dadas, con cambios muy lentos en la magnitud a medir y ausencia de vibraciones, golpes, aceleraciones (a menos que esta sea la magnitud a medir), etc.

Dentro de las características estáticas pueden mencionarse: puntos extremos o rangos del traductor, relación ideal entrada-salida, histéresis, repetibilidad, lienealidad, conformancia, resolución y umbral, sensibilidad, legilibilidad de escala.

En realidad, las características estáticas de funcionamiento no son más que el resultado de lo que se conoce como calibración estática. Ésta implica que todas las acciones sobre el transductor se mantengan constantes, excepto aquella que se quiere estudiar su evolución.

Rango de un transductor.

Es el que especifica los límites superior e inferior de la magnitud a medir. El rango puede ser unidireccional (por ejemplo, de 0 a 3 cms.), bidireccional simétrico (por ejemplo, ± 45º), bidireccional asimétrico (por ejemplo, de –2 a +10 g.) o desplazado (también llamado cero suprimido) (por ejemplo, 200 a 500 rd/s).

Los puntos extremos son los valores superiores e inferior de la salida del transductor. Su diferencia se denomina amplitud de medición o rango.

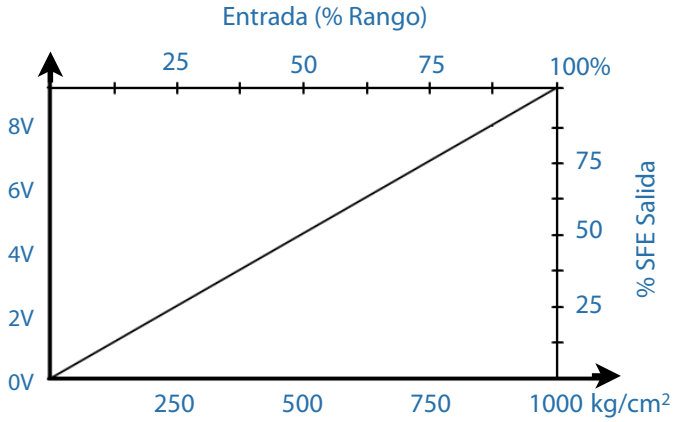
Relación entrada-salida.

Para un transductor cualquiera siempre puede definirse la relación teórica o ideal entre la variable de entrada y la de salida.

En un transductor ideal la salida seguiría exactamente la curva teórica prescrita (dentro de su rango de medida).

Esta relación ideal puede establecerse en forma de tabla de valores, un gráfico o una ecuación matemática.

En la figura se representa una figura teórica de un transductor presión-voltaje, ideal.



El rango de presiones es de 100 kg/cm2, con unos valores límites inferior y superior de 0 y 1000 kg/cm2 respectivamente.

El rango de voltaje de salida es de 8 V, con unos valores mínimo y máximo de 0 y 8 V respectivamente.

Sin embargo, estas magnitudes suelen representarse también en "tanto por ciento de salida a fondo de escala" (% SFE), en función del % del rango en la variable de entrada. (El "fondo de escala" representa el valor de la variable de salida que se obtiene para el máximo valor de la variable de entrada).

En un transductor real, sin embargo, el valor de la magnitud de salida puede estar desviada de aquella calculada con el transductor ideal. La diferencia entre el valor de salida indicado por el transductor real y el valor teórico (indicado por el transductor ideal) se conoce como "error" del transductor. Este error suele expresarse en % SFE., o en términos de unidades de magnitud.

(Por ejemplo, e = 10% SFE, o e = ± 5º).

La "presición" de un transductor se define como la relación entre el error y la salida a fondo de escala, expresándose normalmente en ± % SFE.

(Por ejemplo, la precisión de un voltímetro es de ± 0.5% SFE).

(A veces también se expresa por la relación error/salida).

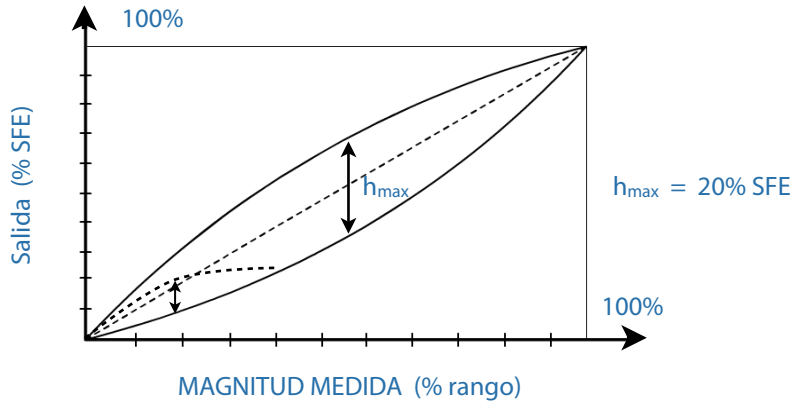
Nota: El error puede ser constante durante todo el rango, o variable. Las características del error se determina mediante una calibración , obteniéndose lo que se conoce por "registro de calibración". Si se representa en forma gráfica se obtiene la "curva de calibración". Si el error se calcula para todo el rango del transductor, una vez con magnitudes crecientes y luego con magnitudes decrecientes, se tienen lo que se denomina "ciclo de calibración".

Histéresis.

Se define como las diferencias de salida (obtenidas para cada valor de la variable de entrada) cuando ambas medidas se realizan en un ciclo (aumento y disminución) de la magnitud a medir. La histéresis, que puede ser variable para los diferentes puntos del rango de la variable a medir, suele darse en % SFE.

Su máximo valor se conoce como "histéresis total".

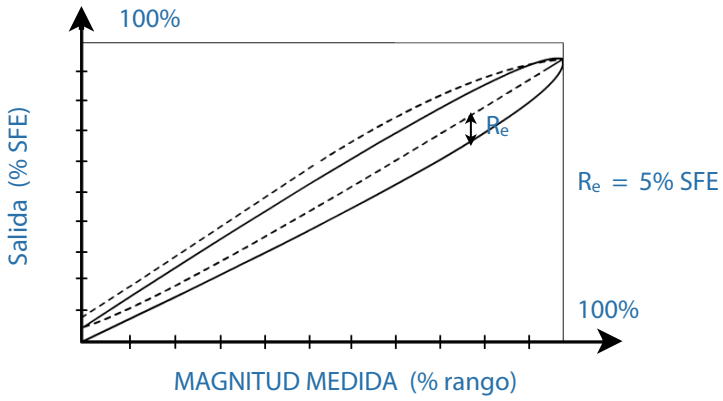
Evidentemente, la histéresis para cualquier porción del rango es siempre menor que la histéresis total.



Repetibilidad.

Se define como la capacidad de un transductor para reproducir lecturas de salida cuando se aplica el mismo valor a la magnitud de entrada de manera consecutiva, bajo las mismas condiciones y en la misma dirección.

Se calcula mediante la máxima diferencia entre las magnitudes de salida (entre los diferentes valores que pueden obtenerse para los distintos valores de la magnitud de entrada) obtenidas al menos en dos ciclos de calibración.



Linealidad.

Expresa el comportamiento diferencial de la curva de calibración respecto a una línea recta especificada.

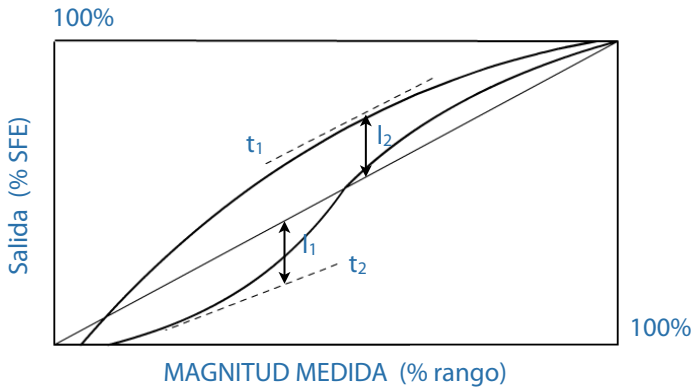
Se expresa en ± % SFE., y se toma el valor de la máxima diferencia obtenida a través del valor de salida (para cualquier valor de la magnitud de entrada) y el valor teórico especificada por la recta de referencia (para este mismo valor de la magnitud de entrada).

(Cuando se efectúa más de un ciclo de calibración se especifica la peor linealidad observada).

Evidentemente, la definición de linealidad precisa añadir respecto a que recta la diferencia.

Así se tendrá la linealidad con pendiente teórica, que relaciona los valores obtenidos con los de la línea recta trazada entre los puntos terminales teóricos.

Linealidad terminal, referida también a la línea trazada entre los puntos terminales teóricos, pero medida como se ve en la figura.

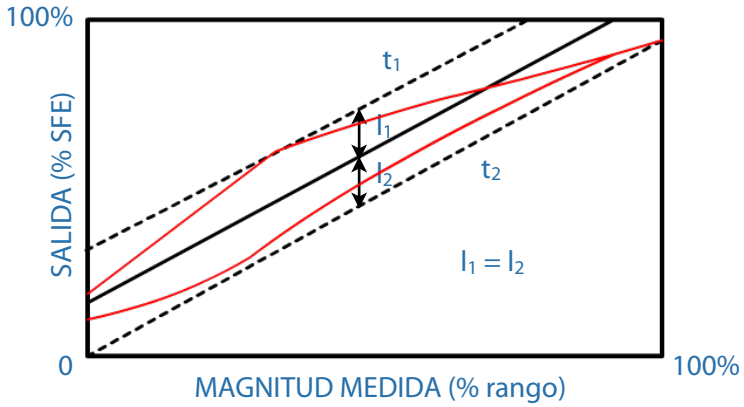


Linealidad terminal: "dentro de + l_1 %; - l_2 % SFE".

(Obsérvese que se han realizado varios ciclos de calibración, y se han tomado las curvas "extremas").

Linealidad de puntos extremos que se refiere a la línea recta que une los puntos extremos obtenidos durante la calibración.

Linealidad independiente, que está referenciada con la "mejor línea recta" (definida ésta como la línea intermedia entre las dos líneas paralelas en cuyo interior se mantienen los valores de salida de una curva de calibración).



Linealidad independiente: "dentro de ± 11 %; SFE.

Linealidad de mínimos cuadrados es la que está referenciada a la línea recta para la cual la suma de los cuadrados de los "residuos" es mínima.

(Se entiende por residuo las desviaciones de las lecturas de salida respecto de los valores de la línea recta teórica).

Conformancia.

Permite la comparación de una curva de calibración con una curva específica, cuando se trate de transductores no lineales.

Resolución.

Existen transductores en los que aún cuando la entrada varíe en forma continua, la salida lo hace con escalones (esto es típico de transductores potenciométricos, con cursor y bobina

arrollada. Al pasar el cursor de una bobina a la siguiente, la tensión de salida sufre un salto repentino, a pesar de que el movimiento del cursor sea continuo).

Se denomina resolución de transductor a la magnitud de los cambios de escalón de salida y se expresa en % SFE.

En el caso de transductores digitales la resolución viene dada por el número de bits de la palabra de datos.

Umbral.

Se define como el cambio más pequeño en la magnitud de entrada necesario para producir un cambio medible en la variable de salida. Puede tener variables diferentes para distintos valores del rango, y se expresa en términos de la magnitud a medir (por ejemplo un umbral de 5º).

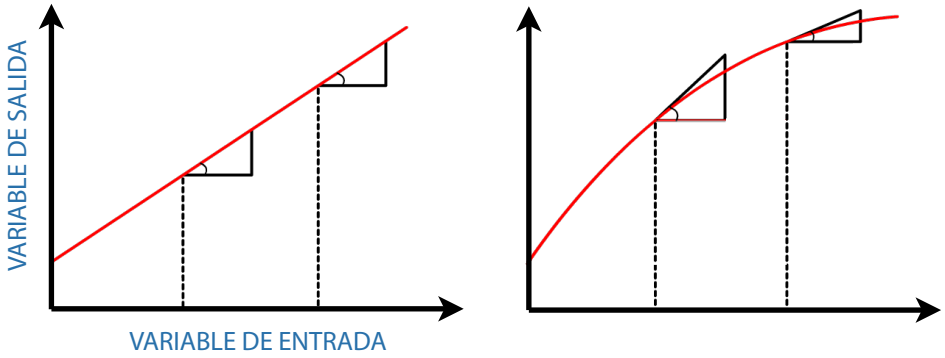
Sensibilidad.

Es la relación entre el cambio de la magnitud de salida y el cambio de la magnitud de entrada.

En otras palabras, la sensibilidad es la pendiente de la curva de calibración.

Si la curva de calibración es una línea recta, la sensibilidad es un valor constante.

Si la curva de calibración no es una curva recta, la sensibilidad depende del valor de la variable de entrada, como se ve en las figuras.



Estabilidad temporal de la salida.

Es el cambio ocurrido en la salida durante un período de tiempo especificado cuando la magnitud de entrada mantiene a un valor constante y diferente de cero (mientras todas las condiciones como temperatura, presión, etc, se mantienen invariables).

Desplazamiento del cero.

Es el cambio ocurrido en la salida, durante un tiempo especificado, cuando la magnitud de entrada se mantiene al valor cero (mientras todas las condiciones ambientales se mantienen constantes).

Salida para magnitudes cero.

También denominada "el cero", es la salida del transductor, en condiciones reales de trabajo, cuando se le aplica una entrada de magnitud cero.

(Es decir, "conectado", pero con entrada nula).

Banda de error.

Es la banda de desviaciones máximas de la variable de salida respecto a una línea especificada de referencia, debido a causas atribuibles solamente al transductor.

En otras palabras a desviaciones producidas, conjuntamente, por la no linealidad, no repetibilidad, histéresis, desplazamiento del cero, desplazamiento de la sensibilidad, etc.

Se expresa en ± % SFE y su determinación se efectúa como mínimo en dos ciclos de calibración.

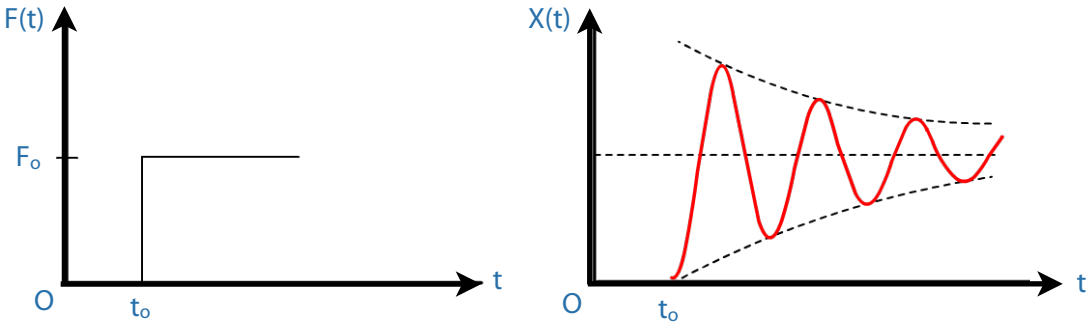
2.2. Características de Funcionamiento, Dinámicas.

Son las que describen la actuación del transductor cuando la variable de entrada cambia rápidamente con el tiempo.

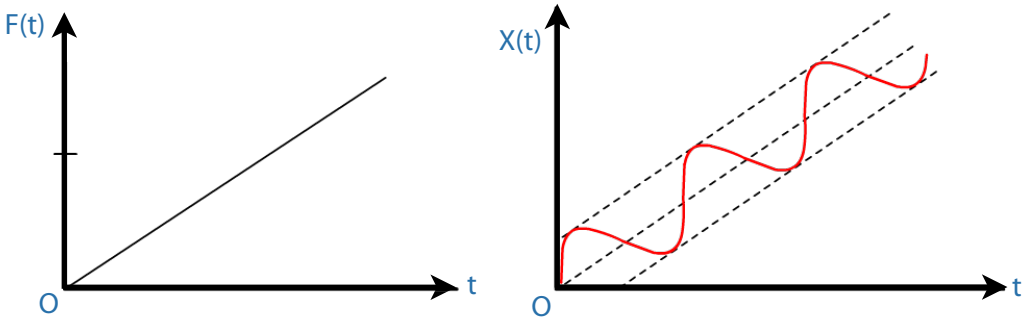
Las características dinámicas se definen a base de someter el transductor a una serie de pruebas, entre las que destacan fundamentalmente tres:

1. Respuestas a una función escalón, es decir, valores que adquiere la variable de salida cuando la de entrada varía repentinamente en una magnitud dada. Los resultados de esta prueba indicarán como de bien responde el traductor a cambios repentinos de la señal de entrada.

   (la figura representa la respuesta de un traductor formado por una masa, un resorte y un amortiguador sobre la cual se aplica la entrada F(t):



2. Respuesta a una función rampa, es decir, valores que adquiere la variable de salida cuando la entrada se incrementa en forma constante. Los resultados de esta prueba indicarán como de bien siguen el transductor una señal de entrada. (Las figuras representan el comportamiento del transductor masa-resorte):

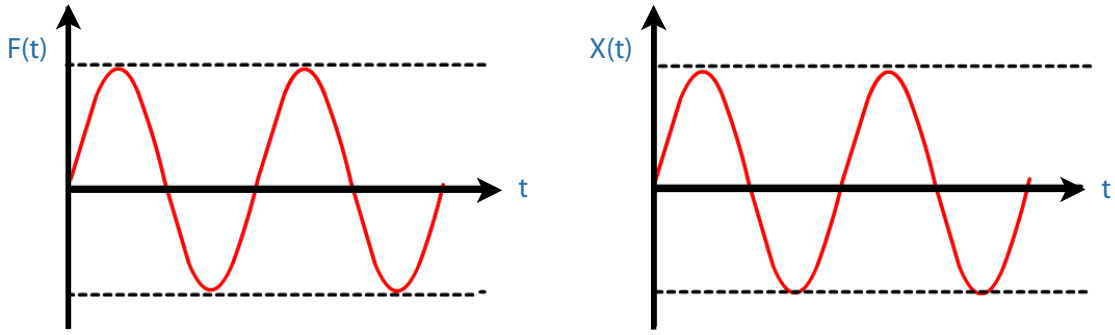


3. Respuesta a una función armónica (seno o coseno), es decir, valores que adquiere la variable de salida cuando la de entrada varía senoidal o cosenoidalmente.

   Los resultados de esta prueba permiten determinar la respuesta en frecuencia, en fase y en amplitud, del transductor.

En términos generales, esta prueba permite determinar las características dinámicas, en régimen permanente, del transductor.

(La figura representa la respuesta del transductor masa-resorte).



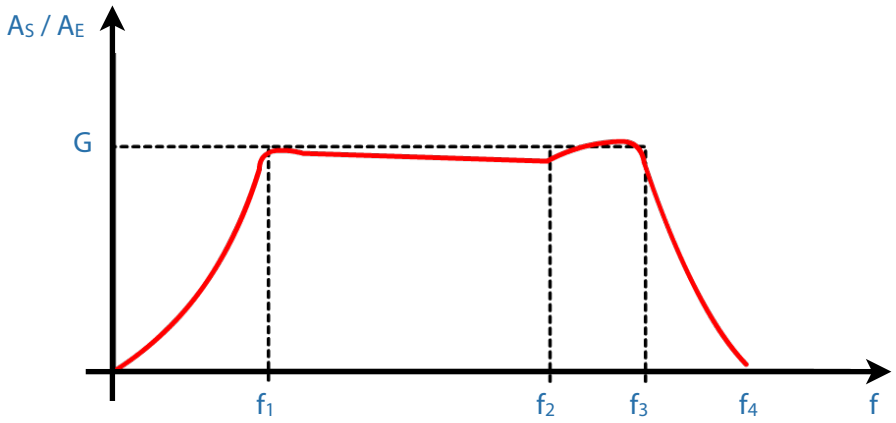
Antes de pase a estudiar la respuesta dinámica de los diferentes tipos de transductores es conveniente aclarar algunos conceptos, tales como "respuesta en frecuencia", "respuesta en fase", "respuesta en amplitud", "rango dinámico", "ruido", etc, etc.

Respuesta en frecuencia

Representa el comportamiento de un transductor cuando su entrada es armónica, de amplitud constante y frecuencia variable.

La figura representa una curva de este tipo.

(En ordenadas puede colocarse la amplitud de la salida A_g, o la relación entre la amplitud de salida y la de entrada A_g / A_e).



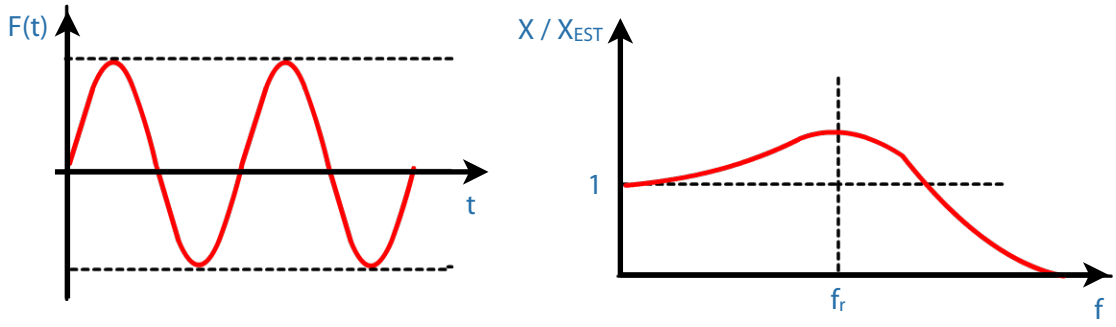
La zona comprendida entre f_1 y f_2, en la que $A_g / A_e = A = cte$, se dice que la respuesta del transductor es "plana".

En las zonas O - f_1 y f_3 - f_4, la relación de A_g / A_e es menor que A, y no cte, por lo que se produce una "atenuación" en la señal de la salida.

A partir de f_4, el transductor es inoperante, no dando respuesta aunque exista una señal de entrada.

(Se dice que se encuentra fuera de rango).

(Un ejemplo típico de respuesta en frecuencia es el mostrado en la figura, que representa la respuesta de un transductor formado por una masa m, un resorte k y un amortiguador c, sobre el cual se aplica una entrada $F(t) = F_o * Sen\ W_E t$

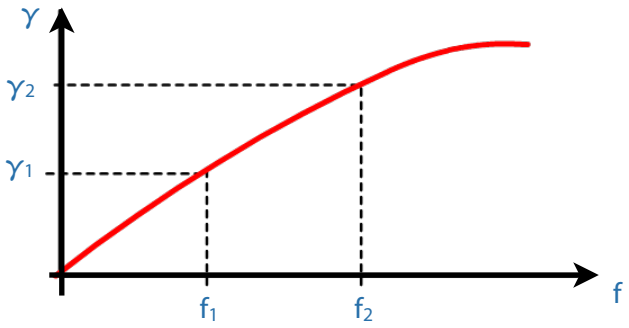


Como se ve, este transductor presenta fuertes distorsiones en amplitud, para todos los valores de W_E, excepto los muy bajos.

Respuesta en Fase

Representa la variación del ángulo de desface entre el armónico de entrada y el de salida, cuando se va variando la frecuencia del de entrada.

La figura representa una curva tipo.



Si T es el periodo de la onda de entrada, f = 1/T.

Un desfase de Φ_1 grados significa un desfase temporal de $(\Phi_1 / 360)T = (\Phi_1 / 360)*(1/ f1)$.

Es importante que la curva de respuesta en fase sea lineal ya que en este caso el desfase, expresado en grados, varía linealmente con la frecuencia, pero el desfase expresado en tiempo de retardo, es constante.

En la figura se tiene:

Frecuencia	Desfase en Grados	Desfase en Tiempo
f_1	Φ_1	$t_1 = (\Phi_1 / 360)$
$f_2 = 2 \cdot f_1$	$\Phi_2 = 2 \cdot \Phi_1$	$t_2 = (2 \cdot \Phi_1 / 360) \cdot (1/2 \cdot f_1) = t_1$

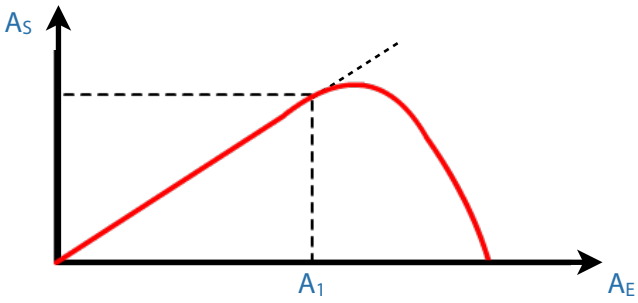
En todas estas condiciones una señal de entrada compuesta por una mezcla de diferentes frecuencias, y la señal de salida, estarán desfasadas en el tiempo pero serán idénticas en forma, mientras que si la respuesta en fase no fuera lineal se produciría un desfase variable en el tiempo para cada componente y la señal de salida estaría "desfigurada" respecto a la de entrada aún cuando la amplitud no se modificase).

Respuesta en amplitud

Representa el comportamiento de un traductor cuando la señal de entrada tiene una frecuencia constante y una amplitud variable.

En la mayoría de los transductores, si la señal de entrada crece linealmente en su amplitud, también lo hace la señal de salida, aún cuando llega un momento en el que el transductor "se satura", dejando de ser proporcionales la salida y la entrada.

Incluso puede llegar a ser cero la salida, para amplitudes de entrada muy altas.



Rango Dinámico

Es la relación entre la máxima señal de salida que puede manejar el transductor y la mínima señal (también de salida) distinguible.

Se indica, normalmente, en decibelios.

$$R*D = 10 \log M / m \text{ (dB)}$$

Por ejemplo, si un transductor tiene 40 dB de rango dinámico significará que la relación entre los valores máximo y mínimo de salida es de 100:1

Si el fondo de escala fuera de 1 V, el valor mínimo de salida sería 10mV.

Ruido

Se dice que un transductor tiene "ruido" cuando existe una señal de salida en ausencia de una señal de entrada.

Normalmente el ruido es una señal fluctuante de tipo aleatorio y puede ser producido por causas inherentes al propio transductor o inducido por elementos circundantes.

Relación Señal - Ruido

Es la relación entre la máxima señal de salida y el ruido existente.

Se expresa en decibelios.

La relación señal-ruido puede ponerse de varias formas:

$$R_{S\text{-}R} = \frac{\text{valor r.m.s de la señal}}{\text{valor r.m.s del ruido}}$$

$$R_{S\text{-}R} = \frac{\text{valor pico de la señal}}{\text{valor pico del ruido}}$$

(Este valor coincide con el rango dinámico cuando éste se expresa en valores pico, ya que el valor más bajo que un transductor puede discernir es el valor pico del ruido)

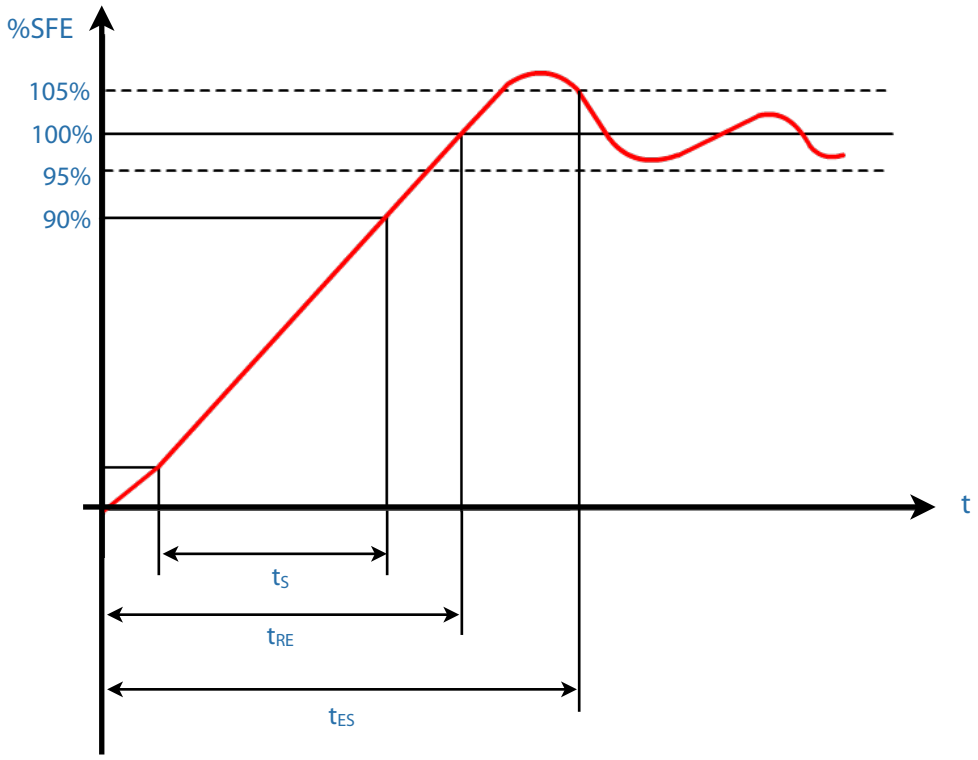
$$R_{S\text{-}R} = \frac{\text{valor pico de la señal}}{\text{valor r.m.s del ruido}}$$

lógicamente, la relación señal-ruido calculada por 1 es siempre superior a la calculada por 2 (por ser más alto el pico del ruido que su valor r.m.s).

Tiempo de Respuesta, de Subida y de Estabilización

En la figura se ha representado la repuesta de un transductor (sistema amortiguado) a una función escalón.

El tiempo de respuesta (t_{RE}) representa el tiempo que el transductor emplea en hacer que la señal de salida pase del 0 % SFE, durante el primer ciclo, es decir, antes de que la amplitud decrezca.



El tiempo de subida (t_s) representa el tiempo que el transductor emplea en pasar entre dos % de la SFE. Normalmente del 10% SFE al 90% SFE.

El tiempo de estabilización (t_{ES}) representa el tiempo que emplea el transductor en estabilizar la señal de salida entendiendo por tal la permanencia de ésta dentro de una banda prefijada, en % SFE.

En la figura se ha tomado la banda 5 % SFE, siendo t_{ES} el valor mostrado en la figura.

A continuación, y teniendo presente todo lo expuesto, vamos a exponer algunas características de diferentes transductores lineales, que según el modelo matemático a que obedecen pueden clasificarse en transductores de orden cero, de primer orden y de segundo orden.

- **Transductor de orden cero**

  En estos transductores la salida es directamente proporcional a la entrada, obedeciendo a una ecuación matemática del tipo:

$$q_S = K \cdot q_E$$

Siendo q_E y q_S las variables de entrada y de salida y K la sensibilidad del transductor.

El transductor puede representarse por un diagrama como el de la figura, en donde el operador K actúa sobre la variable de entrada para producir la de salida.

En la práctica, el único transductor que puede considerarse de orden cero es el potenciómetro.

Las respuestas a las funciones escalón, rampa y armónica son idénticas en la forma (proporcionales en amplitud), sin cambio de fase.

- **Transductor de primer orden**

Son los transductores en los que la relación entrada-salida está dada por una ecuación diferencial lineal de primer orden, del tipo:

$$a \cdot \frac{dq_s}{dt} + b \cdot q_s = c \cdot q_E$$

en donde a, b, y c son valores constantes.

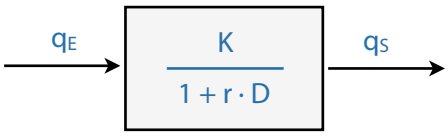
La ecuación también puede escribirse:

$$a \cdot \frac{dq_s}{dt} + q_s = \frac{c}{d} \cdot q_E$$

llamando $a / b = r$ y $c / b = K$, queda:

$$a \cdot \frac{dq_s}{dt} + b \cdot q_s = c \cdot q_E$$

El transductor puede representarse por el diagrama de la figura en donde el operador que actúa sobre la variable de entrada vale lo señalado en su interior.



En efecto, llamando D = d / dt ,

$$r \cdot D_{qs} + q_S = K \cdot q_E$$

$$(r \cdot D + 1) \cdot q_S = K \cdot q_E$$

$$q_S = \frac{K}{r \cdot D + 1} \cdot q_E$$

La solución de la ecuación [1] es de tipo:

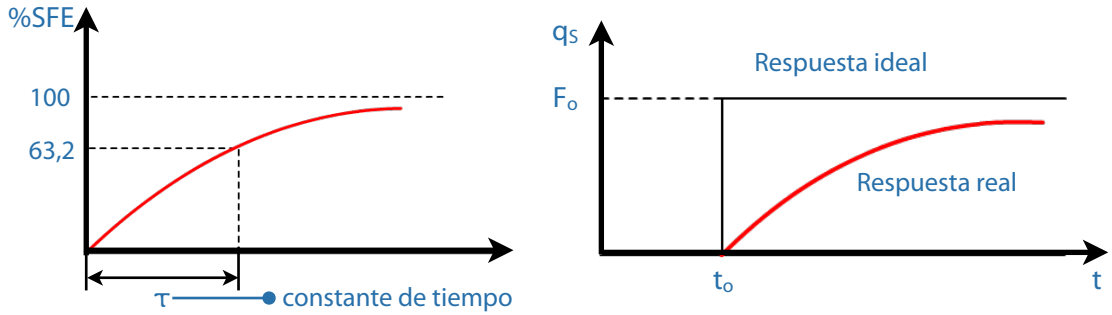
$$q_S = K \cdot q_E \cdot (1 - e^{-t/r})$$

en donde se observa que la señal de salida será tanto más parecida a la entrada cuanto menor sea r. Por esto a r se le conoce como "constante de tiempo".

Evidentemente, K es la sensibilidad del transductor.

Como ejemplo práctico de un sistema de primer orden se tiene el termómetro de mercurio (mercurio en un bulbo de vidrio), una resistencia y capacidad en serie, etc.

La respuesta de un sistema de este tipo a la función escalón ($q_E = F_o$) es la mostrada en la figura.



Como se ve el error dinámico (diferencia entre el valor ideal y el valor real) decrece con el tiempo.

La constante de tiempo r será el tiempo que tarda la salida en alcanzar el 63.2% del fondo de escala, correspondiendo esto al calor ideal de salida. Puede observarse también que la pendiente, para t = 0, no es cero.

La respuesta de un sistema de éste tipo a la función armónica $q_E = F_o \cdot \text{sen}\ w_E \cdot t$ vendrá dada por:

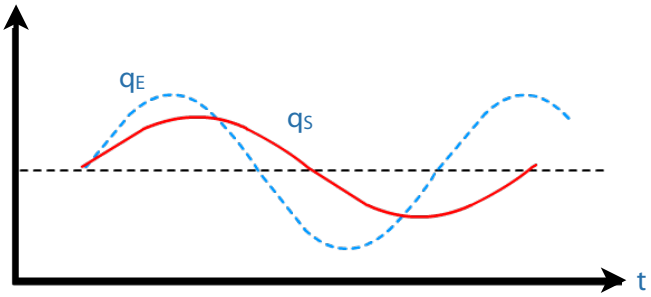
$$q_s = \frac{K}{i \cdot w_E \cdot r + 1} \cdot F_o \cdot \text{sen}\,(c \cdot t)$$

de donde la relación entre amplitudes y el desfase valen:

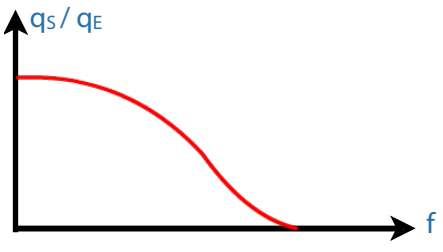
$$\frac{|q_S|}{F_O} = \frac{K}{\sqrt{w_E^2 \cdot r^2 + 1}}$$

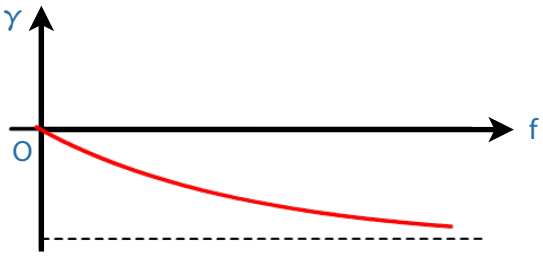
$$\Phi = \text{tang}^{-1}\,(-w_E \cdot r)$$

La figura representa la respuesta temporal del transductor, en donde se observa claramente que la señal de salida en absoluto "sigue" a la señal de entrada.



Si se representa la variación de la relación de amplitudes con la frecuencia de excitación (respuesta en frecuencia), se obtendría la curva de la figura (para un r dada).





Como se ve, el transductor es cada vez más inoperante a medida que aumenta la frecuencia. La amplitud de salida disminuye, mientras que el desfase aumenta.

Transductor de segundo orden

Son los transductores en los que la relación entrada-salida está dada por la ecuación diferencial lineal de segundo orden, del tipo:

$$a \cdot \frac{d^2 \cdot q_S}{d \cdot t^2} + b \cdot \frac{d \cdot q_S}{d \cdot t} + c \cdot q_S = e \cdot q_E$$

siendo a, b, c y e valores constantes.

La ecuación también puede escribirse:

$$\frac{d^2 \cdot q_S}{d \cdot t^2} + \frac{b}{a} \cdot \frac{d \cdot q_S}{d \cdot t} + \frac{c}{a} \cdot q_S = \frac{e}{a} \cdot q_E$$

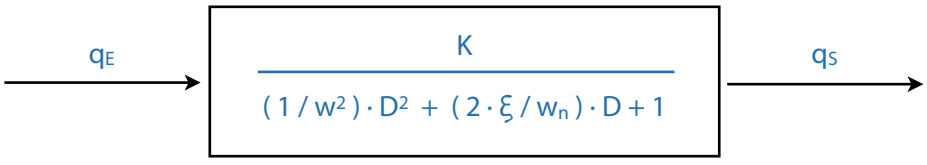
llamando:

$$b/a = 2\,\xi \cdot w_n \;\; ; \;\; c/a = w_n^2 \;\; ; \;\; e/a = k' \cdot q_E$$

queda la ecuación:

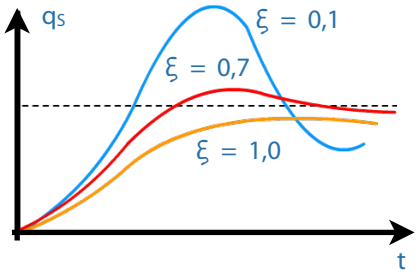
$$\frac{d^2 \cdot q_S}{d \cdot t^2} + 2 \cdot \xi \cdot wn = \frac{e}{a} \cdot q_E$$

El transductor puede representarse por el diagrama de la figura:



La ecuación [2] puede escribirse:

$$D^2 \cdot q_S \cdot + 2 \cdot \xi \cdot w_n \cdot D \cdot q_S + w_n^2 \cdot q_S = K' \cdot q_S$$



$$(D^2 + 2 \cdot \xi \cdot w_n \cdot D + w_n^2) \cdot q_S = K' \cdot q_E$$

$$q_S = \frac{K}{(1/w^2) \cdot D^2 + (2 \cdot \xi / w_n) \cdot D + 1}$$

En la práctica, el ejemplo más típico de transductores de segundo orden son todos los basados en sistemas vibrantes masa-resorte-amortiguador.

En este caso, la constante "a" de la ecuación [1] es la masa, la constante "b" es el coeficiente de amortiguamiento, la constante "c" es la rigidez y la constante "e" es normalmente la unidad.

En estos sistemas, en la ecuación [2], el término ζ representa la relación de amortiguamiento (cociente entre el amortiguamiento del sistema y el amortiguamiento crítico) y w_n es la frecuencia propia o natural.

$$w_n = \sqrt{k/n} \;\; ; \;\; \xi = c/c_r = c/\sqrt{4 \cdot k \cdot m} \;\; = \;\; c/2m \cdot w_n$$

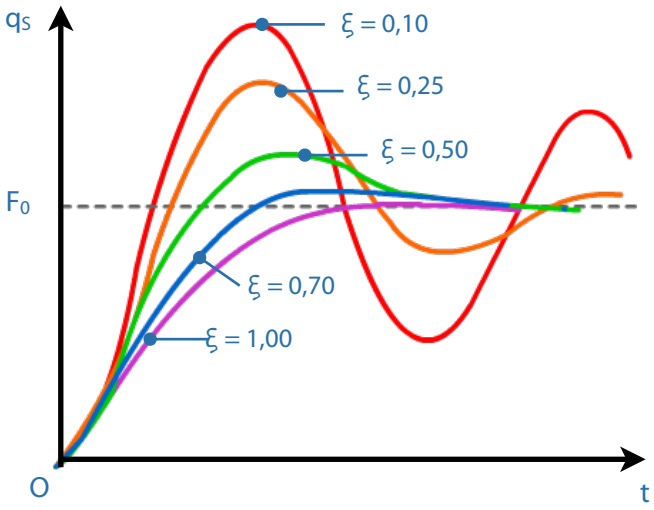
Si $\xi < 1$, el sistema está subamortiguado y oscilará.

Si $\xi = 1$, el amortiguamiento se llama crítico y la respuesta del sistema no será una oscilación.

Si $\xi > 1$, el amortiguamiento es supercrítico, y la salida tampoco será una oscilación.

La respuesta de un sistema de este tipo a la función escalón, $q_E = F_o$, es la mostrada en la figura, para distintos valores del amortiguamiento.

En la figura se ve que una relación de amortiguamiento de 0.7 es la que hace que el sistema se adapte mejor a la función escalón.



La respuesta de un sistema de este tipo a la función armónica $q_E = F_o \cdot \text{sen}\ w_E \cdot t$ viene dada por la expresión (sólo el termino permanente).

$$q_S = \frac{1}{(k - w_E^2 \cdot m) + I \cdot w_E \cdot c} \cdot F_o \cdot \text{sen}\, w_E \cdot t$$

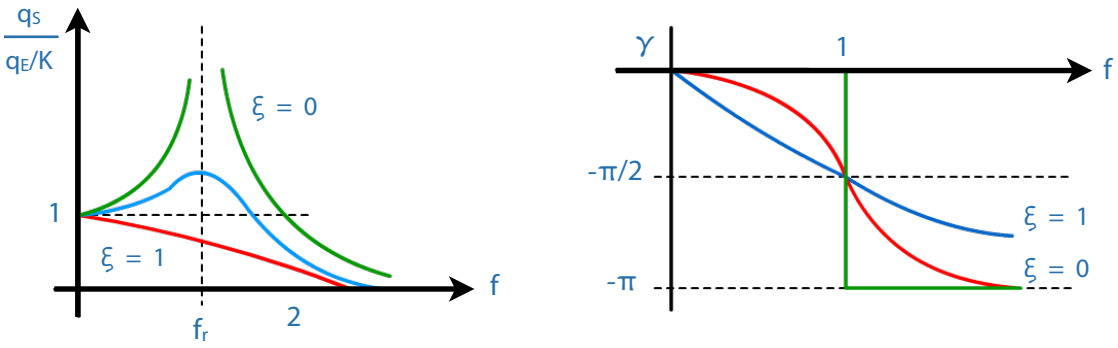
en donde la relación entre amplitudes y el ángulo de desfase valen:

$$\frac{|q_S|}{F_o \cdot k} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - (w_E - w_n)^2\right]^2 + \left[2 \cdot \xi \cdot (w_E / w_n)\right]^2}}$$

$$\Phi = \text{tang}^{-1} \cdot \frac{2 \cdot \xi \cdot w_E / w_n}{1 - (w_E / w_n)^2}$$

Las figuras representan estos valores en función de w_E (respuesta en frecuencia) para distintos valores del amortiguamiento.

Este sistema presenta un buen comportamiento como transductor para $\xi = 0{,}6 / 0{,}7$ y w_E pequeños.



2.3.3. Características Mediambientales

Tanto las características estáticas como las dinámicas se verifican y especifican para unas condiciones ambientales dadas, sobre todo si estas pueden efectuar a la operación del transductor.

En consecuencia, cuando se espera que un transductor pueda trabajar en condiciones diferentes a las de ensayo se deben conocer tales "efectos ambientales", a base de realizar las correspondientes pruebas de efectos ambientales.

Dentro de los tests medioambientales destacan los de temperatura, aceleración, vibraciones, presión, montaje, etc.

Efecto Medioambientales

Son muy importantes en todo tipo de transductores.

A veces, los efectos de la temperatura ambiental son los de provocar una deriva del "cero" y una deriva de la sensibilidad.

En general suele especificarse para un transductor el rango de temperatura de trabajo. También se especifica a veces el "error de temperatura", definido como el cambio máximo en la salida, para una entrada cualquiera dentro del rango del aparato, cuando la temperatura pasa de la ambiental a otra extrema especificada.

También se define a veces la máxima temperatura ambiental soportable (sin que se dañe).

Efecto de Aceleración

A veces, la aceleración a que se somete un transductor puede ser causa de deriva de los parámetros medidos. Estos efectos, por otra parte, suelen ser más severos cuando la aceleración se aplica a lo largo de ciertos ejes del transductor.

(Estos efectos pueden ser importantes en transductores colocados sobre vehículos, como aviones, automóviles, etc.).

Normalmente se determina el error de aceleración como la diferencia máxima entre dos lecturas de salida tomadas cuando se aplica una aceleración o sin ella, en unas direcciones determinadas.

(Por ejemplo, error = 2.5% SFE para 10 g según + OX; 2g según –OX; 5g según +OY; 3g según OZ).

Efecto de Vibraciones

Las vibraciones pueden afectar a los transductores en forma similar a las aceleraciones aunque sus efectos pueden ser más severos. Esto es particularmente cierto cuando la frecuencia de la vibración entra en resonancia con la frecuencia propia de alguna de las partes de los transductores.

Normalmente se determina el error de vibración como el cambio máximo en la salida (para un valor de la entrada dentro del rango) ocasionado por unos determinados niveles de vibración especificados (en amplitud y frecuencia).

Efecto de Presión Ambiental

Se observan efectos de este tipo en transductores calibrados a una presión ambiental normal, cuando se les hace trabajar en presiones extremas (altas o bajas) (fondo de mar, vacío, etc.).

Normalmente se determina el error de presión ambiental como el máximo cambio en la salida (para una entrada dentro del rango) cuando la presión ambiental cambia entre dos valores prefijados.

Efecto de Montaje

Son los que pueden aparecer durante la instalación de un transductor. (superficies soporte incorrectamente mecanizadas, aprietes mecánico excesivos, etc.). evidentemente, los errores de montaje no pueden especificarse en los catálogos, aunque sí deben calcularse una vez instalado el transductor.

Otros Efectos Ambientales

Aparte de los señalados, sobre los transductores pueden actuar otra serie de efectos ambientales, entre los que cabe señalar: humedad, inmersión en líquidos, corrosión, inmersión en gases, influencia de campos electromagnéticos, efectos de radiación nuclear, etc, etc.

2.3.4. Características de Fiabilidad

Son las que están relacionadas (y determinan) la vida útil de un transductor. La vida útil de un transductor se puede especificar de dos maneras:

- Vida operativa, o mínimo lapso especificado de tiempo en el que el transductor operará, ya sea continuamente o no, sin que cambien sus características dentro de unas tolerancias especificadas.

- Vida de ciclo, entendida como el mínimo número de ciclos de trabajo completos (número especificado) sobre el que el transductor operará sin cambios en sus prestaciones, dentro de las tolerancias especificadas.

En algunos casos también se define una "vida de almacenamiento".

Las características de fiabilidad relacionadas con los efectos adversos que puedan actuar sobre el transductor dependen fundamentalmente de la aplicación, y están especificadas en los "códigos de protección".

Incluyen efectos tales como golpes fuertes, cortocircuitos internos, valor máximo de la tensión sobre el elemento sensor, etc.

SEGUNDA PARTE

Características Específicas Fundamentales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica

3

Características Específicas Fundamentales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica

3.1. Introducción a las Características Específicas Fundamentales de los Elementos de la Cadena de Medida y Análisis en Ingeniería Mecánica.

A continuación vamos a realizar, a la luz de las características generales realizadas, un análisis de las características específicas de cada elemento de la cadena, ya no considerándolos como "cajas negras", sino "penetrando en su interior".

Como ya se dijo anteriormente, no es objetivo de este trabajo el de penetrar muy profundamente en el diseño, composición y funcionamiento de cada elemento, limitando nuestro interés a la mejor compresión de los mismos, y de sus características de funcionamiento, que permitan una adecuada operación al servicio de la captación, medida y análisis en ingeniería mecánica.

Teniendo presente este objetivo último, dividiremos el conjunto de los elementos de la cadena en tres grandes subconjuntos:

- Elementos para la captación de parámetros mecánicos y acondicionamiento de la señal.
- Elementos para el tratamiento, visualización y registro de las señales.
- Elementos para el análisis de las señales.

A su vez, y en forma sistemática, dividiremos todos los elementos en dos grandes grupos:

- Elementos puramente mecánicos.

- Elementos eléctricos.

Finalmente, procuraremos en lo posible seguir una sistemática que permita una mejor comprensión del conjunto, y que resalte sus analogías y sus diferencias.

En este sentido, y a ser posible trataremos para cada uno:

- Definición.
- División.
- Características.

Dentro de las características consideraremos a su vez:

- Características estáticas.
- Características dinámicas.
- Características medioambientales.

3.2.1.1. Generalidades sobre los Elementos de Captación Transductores Primarios.

Definición

Los traductores primarios son los elementos de la cadena de medida y análisis encargados de convertir los parámetros físicos a ser medidos (presión, temperatura, aceleración, etc.) en otro parámetro susceptible de una más fácil medida o manipulación.

Las "señales de salida" del transductor suelen ser "mecánicas" (desplazamientos), ópticas y más comúnmente, eléctricas.

El proceso de conversión de un tipo de energía a otro se denomina "transducción".

Clasificación

En principio, y en función del tipo de la señal de salida, los transductores primarios pueden clasificarse en dos grupos:

- Transductores eléctricos, en los que la señal de salida es siempre una corriente eléctrica.
    - Transductores mecánicos, en los que la señal de salida es un desplazamiento de una masa, o una fuerza sobre un elemento dado.

A su vez, los transductores eléctricos pueden clasificarse en :

- Transductores activos, que no necesitan un soporte exterior de energía.
- Transductores pasivos, que sí necesitan un aporte exterior de energía para su funcionamiento.

Finalmente los transductores primarios se clasifican según el fenómeno físico en que basan su funcionamiento, según el siguiente cuadro:

A. Transductores eléctricos.
    a. Pasivos
        - Resistivos.
        - Capacitivos.
        - Inductivos.
        - Transformador diferencial (LVDT).
        - Termoresistivos
        - Fotoconductivos
        - Fotoemisivos
    b. Activos.
        - Electromagnéticos.
        - Piezoeléctricos.

- Fotoeléctricos.
- Termoeléctricos.

B. Transductores mecánicos.

- Fuerza - desplazamiento.
- Presión – desplazamiento.
- Temperatura – desplazamiento.

Nota: Los transductores reciben nombres diferentes, según su aplicación. Así se tienen:

- *Sismómetros.*
- *Vibrómetros.*
- *Sismómetros.*
- *Vibrómetros.*
- *Acelerómetros.*
- *Tacómetros.*
- *Termómetros.*
- *Etc.*

Evidentemente, todos ellos responden a la clasificación anteriormente efectuada, que es mucho más completa. Así por ejemplo, pueden haber acelerómetros capacitivos, piezoeléctricos, etc.

Características Generales o Ideales

Todos los transductores primarios han de presentar las siguientes características ideales:

1. Alta fidelidad, de manera que la señal de salida sea una reproducción lo más exacta posible de la señal de entrada.
2. Mínima interferencia con la cantidad a medir.
3. Tamaño apropiado, que permita la medición en el lugar preciso.
4. Rango de trabajo adecuado al fenómeno que se mide.
5. Relación lineal entrada – salida.
6. Baja histéresis.
7. Buena repetibilidad.
8. Alta linealidad.
9. Alta resolución.
10. Umbral adecuado a las exigencias.
11. Elevada sensibilidad.
12. Elevada estabilidad temporal a la salida.
13. Bajo, o nulo, desplazamiento del cero.
14. Estrecha banda de error.
15. Frecuencia natural alejada de la frecuencia del fenómeno que se desea medir.
16. Adecuada respuesta en fase, que no "distorsione" la magnitud a medir.
17. Adecuado rango dinámico.
18. Bajo nivel de ruido.
19. Tiempos de respuesta, estabilización, etc., adecuados.

Evidentemente, en ningún transductor primario se dan todas las características en forma satisfactoria, por lo que cada transductor será más o menos apropiado para según que medidas.

3.2.1.2. Transductores Resistivos: Potenciómetros y Galgas Extensométricas.

Son transductores basados en la propiedad de modificación de una resistencia eléctrica cuando se modifican sus parámetros de longitud o sección.

Como sabemos, la resistencia de un conductor es proporcional a su longitud e inversamente proporcional a su sección, llamando resistibidad ρ a la constante de proporcionalidad.

$$R = \rho \cdot (L / S)$$

En consecuencia, si la magnitud a medir es capaz de modificar la longitud o la sección de un conductor, podremos transformar tal cambio en la variación el la corriente eléctrica que pasa por un circuito que contiene tal resistencia eléctrica.

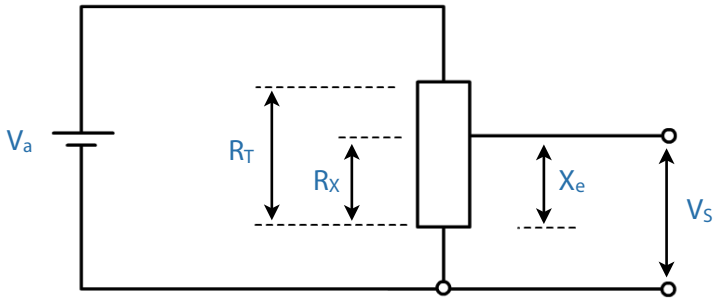
Los transductores resistivos son esencialmente pasivos, pudiendo ser alimentados tanto por corriente continua como por alterna.

Los transductores resistivos pueden dividirse en dos grupos:

- Los que pueden experimentar un gran cambio en el valor de la resistencia eléctrica, denominados potenciómetros.
- Los que actúan bajo pequeños cambios en el valor de la resistencia eléctrica, denominados galgas extensométricas.

Potenciómetros

El potenciómetro consiste esencialmente en una resistencia eléctrica sobre la que actúa un contacto móvil (escobilla), colocado como se ve en la figura.



Un desplazamiento de la escobilla (señal de entrada) se traduce en un cambio de voltaje (señal de salida).

De la definición de resistencia eléctrica se tiene : $R_X / x_E = R_T / x_T$

Siendo x_T la longitud total de la resistencia, cuyo valor total es RT .

En el circuito de la figura la tensión de salida vale :

$$V_S = V_O \cdot \frac{R_X}{R_T + (R_T - R_X)}$$

$$V_S = V \cdot R_X / R_T = V \cdot (x_E / x_T) \cdot (R_T - R_T) = V \cdot x_E / x_T$$

$$V_S = (V / x_T) \cdot x_E$$

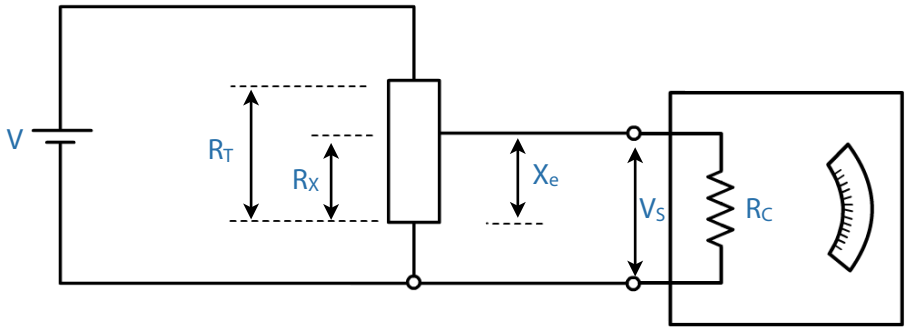
La ecuación [1] señala a este transductor como de orden cero, siendo la relación de entrada – salida una línea recta.

La sensibilidad pendiente de la curva de calibración puede variarse fácilmente, aumentando el valor de la V (para una misma xE , si V es mayor se originará una señal de salida mayor).

La única limitación al aumento de V vendrá dada por la capacidad del sistema para eliminar el calor producido.

Nota: Los potenciómetros son muy sensibles en su conexión a una carga, y pierden fácilmente su linealidad.

En la figura se ha representado el potenciómetro anterior conectado a una carga Rc de u voltímetro, por ejemplo.



Ya sabemos que para poder medir el valor correcto de V_S la impedancia de la carga debe ser elevada respecto a la del potenciómetro.

La ecuación del circuito es:

$$V_S = V \cdot \frac{1}{(x_T / x_E) + (R_T / R_C) \cdot [1 - (X_E / X_T]}$$

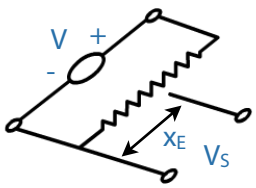
que como vemos, es claramente no lineal. Para lograr que se aproxime a la linealidad es necesario que RT sea pequeña frente a RC . Pero entonces, si RT se toma baja, el potenciómetro no podrá ser muy sensible. (Un valor bajo de RT admite solamente valores bajos de V, ya que por disipación de calor, Vmax = √ P · RT siendo P la máxima capacidad de disipación de la resistencia por unidad de longitud).

Las características dinámicas de este tipo de transductores son las típicas de un instrumento de orden cero, por lo que no requieren ninguna consideración especial, salvo los aspectos mecánicos derivados del rozamiento entre la escobilla y la resistencia. Es este sentido sí puede originarse graves deficiencias, si la velocidad de deslizamiento es alta, tales como pérdidas de contacto, desgastes elevados, etc.

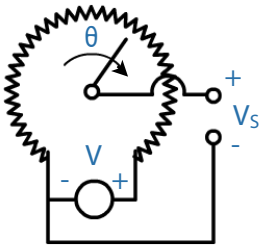
Desde un punto de vista práctico, los potenciómetros se construyen de muy variadas formas, tal como puede apreciarse en las figuras. La resistencia eléctrica puede ser lineal o ir arrollada sobre un cilindro o sobre un toro.

La escobilla puede tener un desplazamiento lineal o circular. El rango para las primeras va desde pocos milímetros hasta varios metros, y en cuanto a las circulares, el ángulo de entrada puede variar desde pocos grados hasta 357º . (Existen también potenciómetros de varias vueltas).

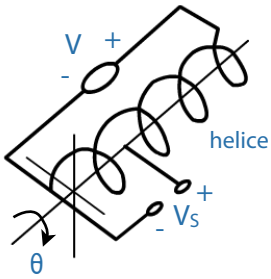
Las relaciones entrada – salida varían alrededor de unos valores máximos de 15 voltios/grado o de 300 voltios/pulgada.



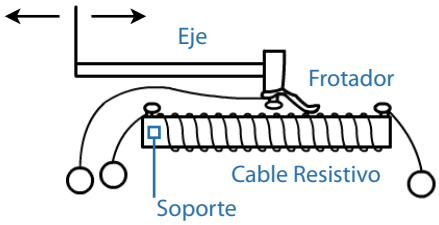
De Traslación

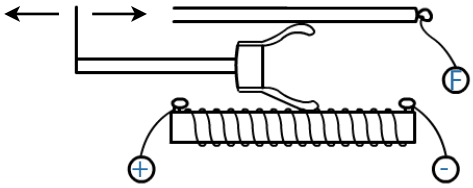


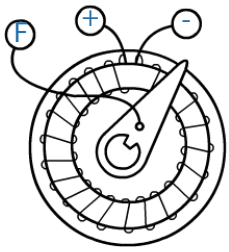
De una Vuelta

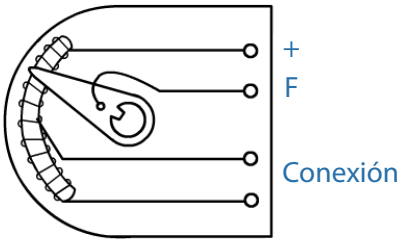


De varias vueltas



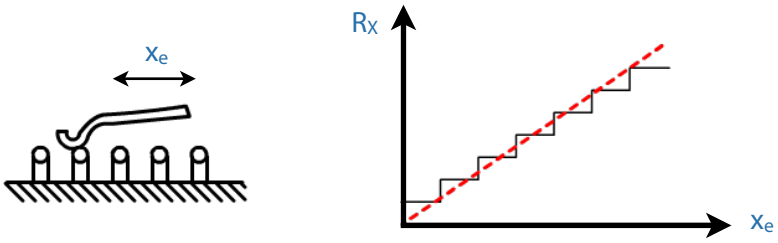






Es evidente que el arrollamiento espiral es el que permite un mayor valor de la resistencia eléctrica en un espacio más reducido.

Sin embargo, esto presenta un inconveniente importante, tal como se desprende claramente de la figura, cual es el de originarse pequeños saltos en la señal de salida, al ir variando la resistencia eléctrica en forma discreta, aún cuando el movimiento de entrada sea continuo.



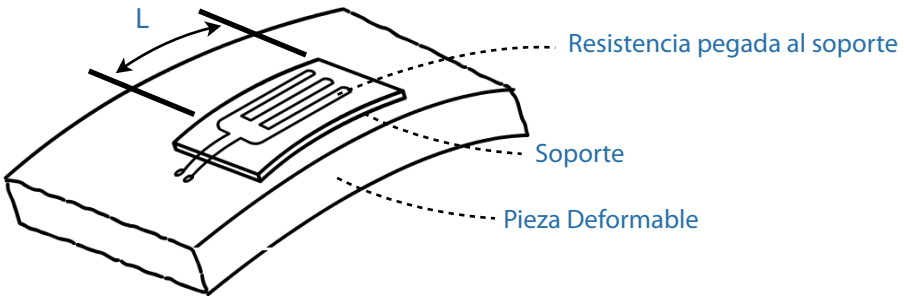
(Por ejemplo, si un potenciómetro tiene 500 espiras por pulgada, la resolución será de 0.0002 pulgadas, no pudiendo detectar los desplazamientos menores).

De lo anterior se desprende otra particularidad de estos transductores, cual es que la resolución está íntimamente relacionada con la resistencia total. Si se ponen alambres muy finos para mejorar la resolución inevitablemente aumentaremos la resistencia.

Galgas Extensométricas

La galga extensométrica consiste esencialmente en una resistencia eléctrica (en formas variadas, una de las cuales es mostrada en la figura), que se adhiere fuertemente a una superficie deformable.

Cuando esta superficie de soporte se deforma se produce un microalargamiento (o un microacortamiento) de la galga, con el consiguiente cambio en la resistencia de la misma, y con ella, de la corriente que a su través pueda pasar.



Asumiendo que la variación de la longitud de la galga es exactamente igual que la del soporte (material del cual se desea medir su deformación), la relación entre esta variación de longitud y la de la resistencia eléctrica consecuente puede calcularse como sigue:

$$R = \rho \cdot (L / S)$$

Diferenciando:

$$dR = \frac{(d\rho \cdot L + \rho \cdot dL) \cdot S - \rho \cdot L \cdot dS}{S^2}$$

El volumen del hilo conductor es:

$$V = S \cdot L$$

Diferenciando:

$$dV = S \cdot dL + dS \cdot L \qquad [2]$$

Teniendo en cuenta las relaciones entre tensiones y deformaciones, puede escribirse:

$$dV = V_1 - V_o = L \cdot (1 + \epsilon) \cdot S \cdot (1 - \mu\epsilon)^2 - L \cdot S =$$

$$L \cdot S \cdot [1 - 2\mu\epsilon + \mu^2\epsilon^2) \cdot (1 + \epsilon) - 1$$

siendo ϵ el alargamiento unitario (dL / L) y el módulo de Poisson.

Despreciando los términos en ϵ^2 , se tendrá:

$$DV \approx \epsilon \cdot L \cdot S \cdot (1 - 2\mu) = S \cdot dL \cdot (1 - 2\mu) \qquad [3]$$

Igualando [3] y [2], queda:

$$S \cdot dL + L \cdot dS = S \cdot dL \cdot (1 - 2\mu)$$

de donde:

$$L \cdot dS = -2 \cdot \mu \cdot S \cdot dL$$

Sustituyendo en [1]:

$$dR = \frac{L \cdot d\rho}{S} + \frac{\rho \cdot dL}{S} + \frac{2m \cdot \rho \cdot dL}{S}$$

$$dR = \frac{\rho \cdot L}{S} \cdot \left[\frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} + 2\mu \cdot \frac{dL}{L} \right]$$

De donde puede obtenerse la relación:

$$\frac{dR / R}{dL / L} = 1 + 2\mu + \frac{d\rho / \rho}{dL / L} \qquad [4]$$

Expresión que indica que el cambio de resistencia debida al cambio de longitud depende de dos veces el valor del módulo de Poisson (que vale entre 0 y 0.5 para todos los materiales) y de la variación específica de la resistividad respecto del alargamiento específico. Este último es también un valor constante para cada material. En consecuencia llamaremos "factor de galga" al valor constante:

$$K = 1 + 2\rho + \frac{d\rho / \rho}{dL / L} \qquad [5]$$

Conocido el valor K, la expresión 4 nos permite escribir:

$$dR = (K \cdot R / L) \, dL$$

que nos indica que la variación de la resistencia es proporcional a la variación de la longitud.

La ecuación [6] señala que este transductor es de orden cero, siendo la relación entrada – salida una línea recta.

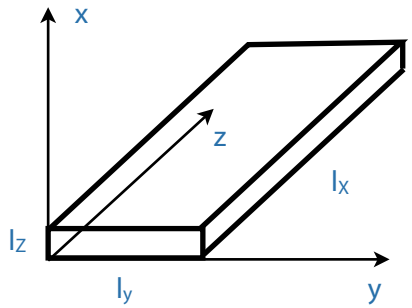
Como K en este caso coincide con la sensibilidad del transductor, esta depende fundamentalmente del material elegido, así como de los valores de R y L.

Para aumentar R, sin aumentar L, se recurre a varias vueltas del hilo, como se ve en las figuras.

Nota: El factor de galga o sensibilidad del transductor anteriormente definido sufre ligeras variaciones por dos motivos: uno es la contracción del material del hilo (y de su soporte) cuando se incrementa su longitud.

Otro es el debido al acortamiento (debido a esta contracción lateral de la base) del hilo que se sitúa transversalmente a la dirección de los hilos principales de la galga, cuando esta se compone de varios (los dobleces).

En el primer supuesto, la variación de la resistividad por acortamiento transversal del hilo principal, ésta puede calcularse fácilmente, como se ve a continuación:
(suponiendo un hilo de sección rectangular)



$\xi_X = dl_X / l_X$

$\xi_Y = c$

$\xi_Z = dl_Z / l_Z = -m\,[(dl_X / l_X) + (dl_Y / l_Y)] = -\mu \cdot (\xi_X + \xi_Y)$

teniendo en cuenta la ley de Bridgman que expresa el cambio de resistividad del conductor con el cambio de volumen del mismo:

$$d\rho / \rho = c \cdot (dV / V) \qquad c = \text{constante de Britgman}$$

y diferenciando la ecuación:

$R = r \cdot l_X / l_Y \cdot l_Z$

tenemos (aplicando primero logaritmos):

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl_X}{l_X} + \frac{dl_Y}{l_Y} + \frac{dl_Z}{l_Z}$$

Sustituyendo en esta última expresión los valores anteriores:

$$\frac{dR}{R} = c \cdot \frac{dV}{V} + \frac{dl_X}{l_X} - \frac{dl_Y}{l_Y} + \mu \cdot \left[\frac{dl_X}{l_X} + \frac{dl_Y}{l_Y} \right]$$

$$\frac{dR}{R} = \xi_X \cdot \left[c \cdot (1-\mu) + \mu + 1 \right] + \xi_Y \cdot \left[(c-1) \cdot (1-\mu) \right]$$

Llamando:

$$K_1 = c \cdot (1-\mu) + \mu + 1$$

$$K_2 = (c-1) \cdot (1-\mu)$$

queda:

$$\frac{dR}{R} = \xi_X \cdot K_1 + \xi_Y \cdot K_2$$

expresión que indica que el transductor es sensible a la deformación según l_X y también según l_Y.

Para evitar este inconveniente habían de emplearse materiales de una constante de Britgman igual a 1, con lo cual $K_2 = 0$ y $K_1 = 2$. (Desgraciadamente, esto es muy difícil de conseguir en la práctica, por lo que siempre existirá una cierta sensibilidad transversal, aún cuando en la práctica sea una menor que el 1%).

El segundo caso, o sea, la variación de la sensibilidad por acortamiento del tramo transversal a la dirección principal, este se reduce de dos maneras: en primer lugar, haciendo que este tramo sea lo más corto posible. En segundo lugar, haciéndolos de mayor sección transversal que los tramos principales, de manera que su resistencia sea menor que la de aquellos.

Dentro de las características eléctricas de diseño de este tipo de transductores cabe señalar que la resistencia eléctrica más usual es 120 y 1000 , variando en la banda de 40 a 2000 .

La corriente máxima puede ser variable, pero oscila alrededor de los 0.02 A.

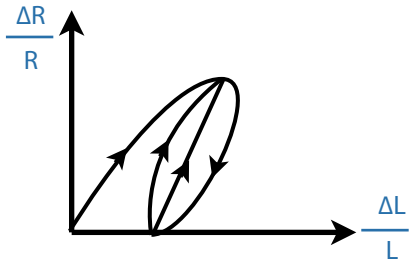
El voltaje de salida suele oscilar entre varios microvoltios y pocos milivoltios.

Dentro de las características estáticas cabe señalar la deformación máxima a que puede sometérsele, que se expresa en % de la longitud principal del hilo, y que depende del material, temperatura de trabajo, maleabilidad del adhesivo soporte, forma y dimensiones, etc.

También ha de señalarse la importancia de la histéresis en estos traductores, aconsejándose la aplicación de varios trenes de cargas antes de proceder a las medidas definitivas.

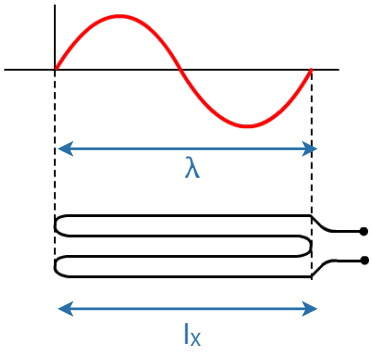
La respuesta dinámica de estos transductores es bastante buena, de manera que la s variaciones de la resistencia siguen bastante fielmente las variaciones en la longitud de la galga.

Esto es totalmente cierto para frecuencias por debajo de los 50.000 c.p.s.



Nota: *Si se mide una vibración sobre un elemento vibrante al que está pegada la galga, y la longitud de onda de tal vibración coincide con la longitud activa de la galga, la vibración total de la resistencia será cero, y no se podrá medir el fenómeno.*

(La mitad de la galga estará contraída, y la otra mitad extendida) En realidad, este transductor "integra" todas las deformaciones que ocurren a lo largo del elemento activo.



Dentro de las características medioambientales de estos transductores cabe resaltar el efecto de la temperatura, influencia de la presión, influencia del campo magnético, efectos de la humedad, etc.

- Cuando la temperatura ambiente cambia se producen tres efectos simultáneos:

1. Los hilos de las galgas se dilatan

$$\frac{\Delta L}{L} = \alpha \cdot \Delta T$$

L = coeficiente dilatación hilo

2. El material base se dilata

$$\frac{\Delta L}{L} = \beta \cdot \Delta T$$

β = coeficiente dilatación material soporte

3. La resistencia del hilo se modifica

$$\frac{\Delta R}{R} = Y \cdot \Delta T$$

Y = coeficiente de variación térmica de la resistividad

En consecuencia, aparece una variación en la resistencia de la galga dada por:

$$\left[\frac{\Delta R}{R}\right]_{\Delta T} = (\beta - \alpha) \cdot K \cdot \Delta T + Y \cdot \Delta T$$

Si $\alpha \neq \beta$, aparecerá una deformación relativa entre soporte y galga que hará que ésta quede sometida a una deformación mecánica $\Delta L / L \equiv (\beta - \alpha) \cdot \Delta T$ (en realidad, dará lugar a un corrimiento del cero).

Si $\alpha = \beta$, la galga no acusará la variación de la resistencia por alargamiento, pero sí por el término de resistividad.

En la práctica existen dos modos de compensar o anular los efectos térmicos sobre las galgas: uno es actuar sobre el sistema eléctrico exterior a ella (lo veremos más adelante); otro es actuar sobre la galga misma, creando lo que se conoce por galga "autocompensada".

Esta autocompensación puede hacerse seleccionando la aleación (de que se construye la galga) de manera que su coeficiente de dilatación térmica coincida con el de material base, y que en el rango de temperaturas de trabajo, la variación de la resistividad sea despreciable, o seleccionando la aleación de modo que el efecto combinado de la dilatación de la galga y del material se compense con la variación de la resistividad.

(En realidad, ambas soluciones son bastante difíciles de conseguir, por lo que suele recurrir a la compensación externa, a base de crear un puente de Wheastone, que veremos en su momento. Los fabricantes suelen dar la curva de variación de la resistencia con la temperatura).

- Cuando la galga ha de estar inmersa en un recipiente sometido a presión, su resistividad varía con ésta, de manera que se modifica el valor de la resistencia medida.

- Cuando la galga ha de trabajar en un campo magnético, las medidas se pueden ver falseadas debido a corrientes inducidas en algunos materiales, a efectos magnetoestricticos (variación en sus dimensiones por la acción del campo magnético).

- La humedad también puede es un factor que afecta a las galgas, tanto por disminuir la resistencia de aislamiento, como por deteriorarse las características del adhesivo, etc.

Desde un punto de vista práctico, las galgas extensométricas pueden clasificarse atendiendo a:

1. Material constituyente.

2. Forma de hilo.

3. Configuración de la galga.

4. Fijación al soporte.

Según el material constituyente las galgas pueden ser metálicas y semiconductoras. Para las bandas metálicas se utilizan las mostradas en el cuadro.

Material	Composición en %	K
Advace o constantan	45 Ni, 55 Cu	2.0 - 2.1
Nichrome	80 Ni, 20 Cu	2,1
Isoelastic	36 Ni, 8 Cr, 0,5 Mo, 55,5 Fe	3,6
Karma	74 Ni, 20 Cr, 3 Al, 3 Fe	2,0
Alloy 479	92 Pt, 8 W	4,0
Niquel	Puro	-12,1
Platino	Puro	6,1
Plata	Puro	2,9
Cobre	Puro	2,6

Las bandas semiconductoras están formadas por delgados cristales de silicio mezclados con impurezas, formando semiconductores tipo p o n.

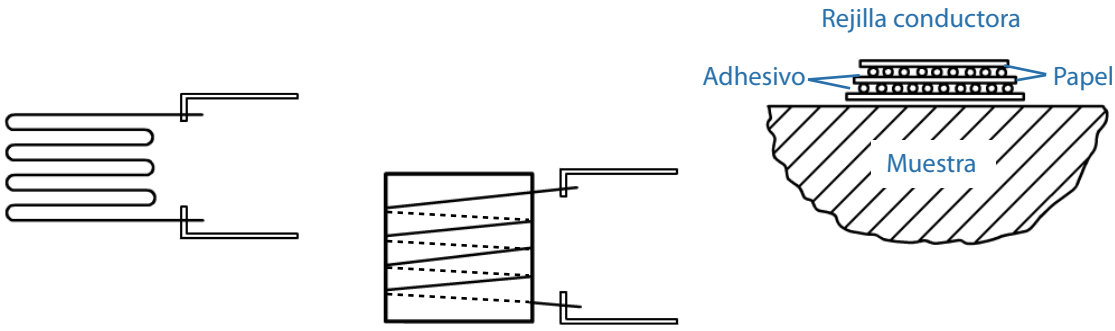
Se basan en la capacidad piezorresistiva de éstos elementos, en los que la resistencia eléctrica varía en función de la deformación a que se ven sometidos.

Presentan un sensibilidad elevada, con factores de galga entre ± 40 y ± 200 (valores positivos para semiconductores p y negativos para los n).

El mayor inconveniente (a parte de su elevado coste) es la gran variación de su sensibilidad con la temperatura y su fragilidad.

- Según la forma del hilo, las galgas pueden ser filiformes y de lámina.

A su vez, las filiformes pueden ser planas y de arrollamiento, como se ve en las figuras, pegándose directamente sobre el cuerpo soporte al que han de medir el alargamiento.



Las galas de lámina, también llamadas impresas, están constituidas por una fina lámina metálica obtenida por técnicas de fotocorrosión (con lo que se logran espesores metálicos de 5 micras).

Presentan una gran superficie de pegado y requieren una capa bastante fina de pegamento, lo que significa una considerable ventaja frente a las galgas de hilo. Aparte de esto, también disipan mejor el calor generado. Su sensibilidad transversal es prácticamente nula.

- Según la configuración de la galga, pueden clasificarse en tres grupos: uniaxiales, biaxiales, y especiales.

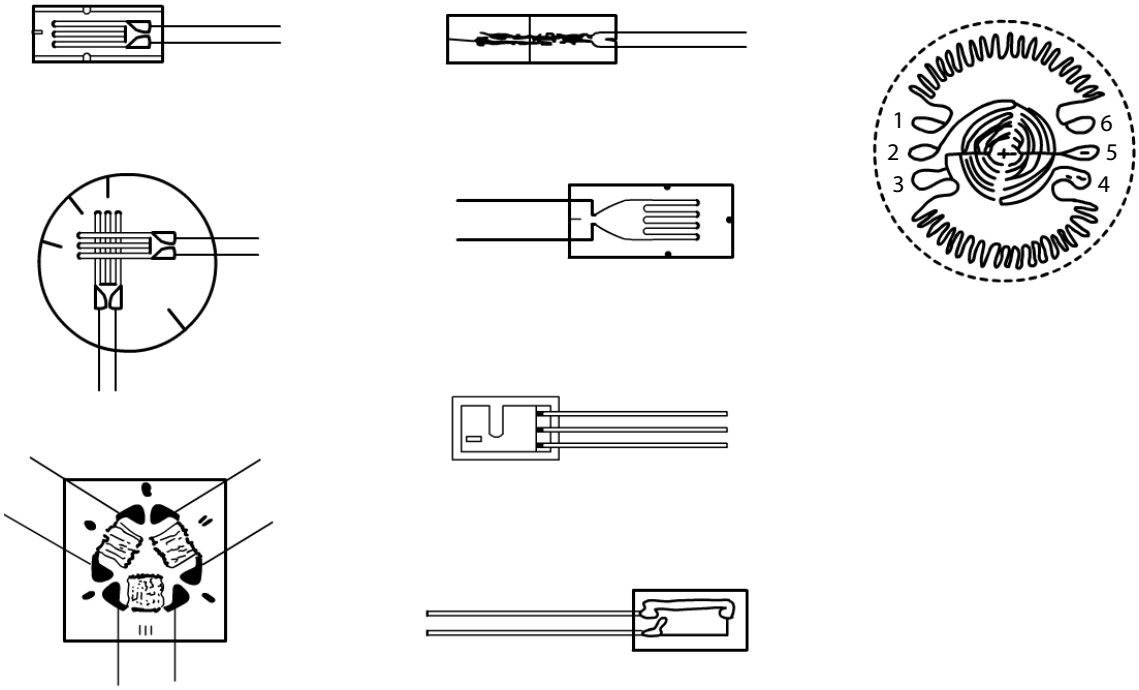
Las uniaxiales son las más sencillas, y en ellas la mayor parte del elemento sensible está colocado en una dirección. (Que precisamente se hace coincidir con la dirección del alargamiento a medir).

Las biaxiales, llamadas "rosetas", se utilizan cuando se quiere medir deformaciones en varias direcciones.

Las más comunes constan de tres galgas a 120º (usadas cuando se desconocen las direcciones principales, en la medida de tensiones en un punto) o dos galgas a 45º (usadas cuando se conocen las direcciones principales).

Las especiales incluyen bandas de diafragma, empleadas para medir las tensiones tangenciales y radiales producidas sobre placas circulares o diafragmas.

En las figuras puede verse algunos ejemplos de galgas de diversas configuraciones.



- Según el sistema de fijación, las galgas pueden clasificarse en permanentes, temporales y encapsuladas.

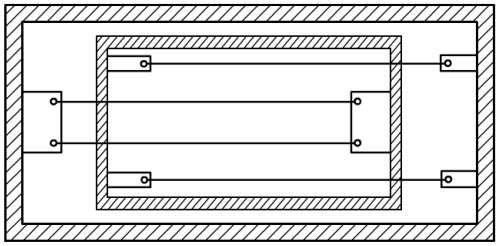
Las primeras se fijan por medio de pegamentos como pueden ser el nitrato de celulosa (cuando la galga tiene un soporte de papel, y trabaja entre –20º C y +80º C; pegamentos fenólicos para temperaturas entre –30º C y +200º C; resinas epoxy, de gran capacidad elástica y buena estabilidad térmica; cianocritatos, etc.

Las temporales usan soportes de vinilo o teflón, y se utilizan sólo para altas temperaturas (se deterioran rápidamente).

Las encapsuladas constan de un hilo fino introducido en un soporte metálico y aislado mediante un polvo compactado.

El soporte metálico se une al material del cual se desea medir su deformación.

Nota: Al margen de las calificaciones anteriores, también podría mencionarse la galga de hito con soporte (no pegada), cuya construcción gráfica se muestra en la figura.



El movimiento relativo entre los dos marcos modifica la tensión inicial en los hilos, o mejor, su longitud, variando en consecuencia se resistencia.

3.2.1.3. Transductores Capacitivos.

Son los transductores basados en la propiedad de modificación de la capacidad de un condensador eléctrico cuando varía alguno de los parámetros que la definen.

Como sabemos, la capacidad de un condensador viene dado por:

$$C = \xi_o \cdot \xi_r \cdot (A / d) \qquad [1]$$

siendo:

ξ_o = permitividad eléctrica del vacío = 8.854 ·10-10 F/m

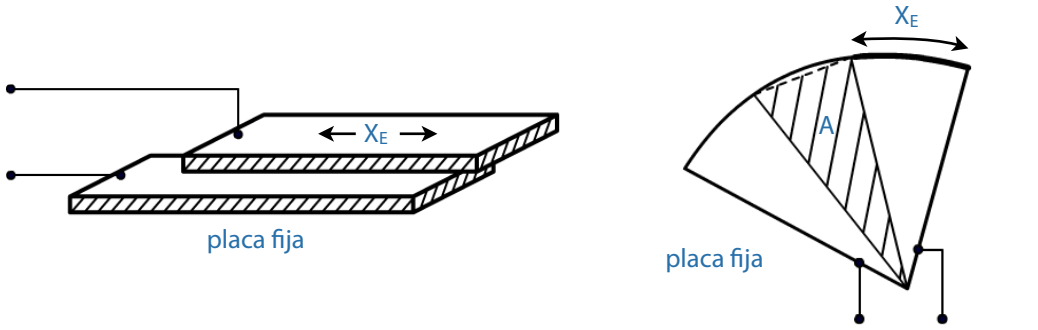
ξ_r = permitividad eléctrica del medio entre las dos placas.

A = área efectiva entre placas (m2)

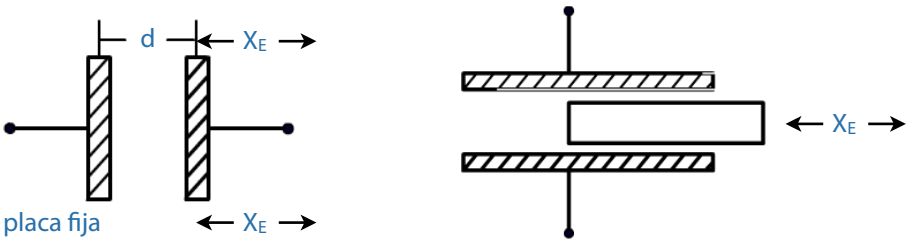
d = distancia entre placas.

Obviamente, la capacidad puede variar al hacerlo ξ_r , A o d .

En consecuencia, cualquiera de estos parámetros puede ser utilizado como variable de entrada en un transductor capacitivo.



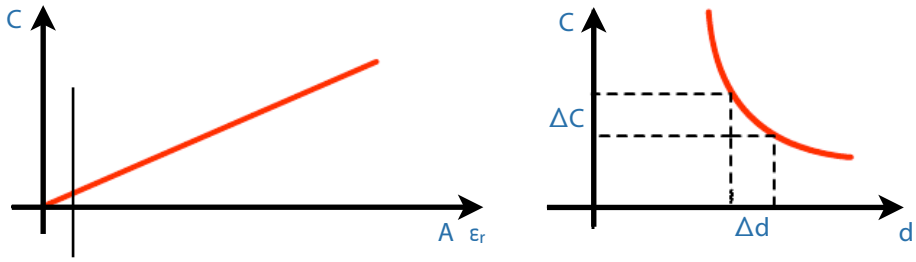
Area Variable



Distancia Variable

Permitividad Variable

Dependiendo de la variable elegida, la relación entrada – salida podrá ser lineal (cuando la variable de entrada es ξ_r , A) o hiperbólica (cuando la variable de entrada es d).



En el caso de variar d la repuesta será casi lineal sólo para desplazamientos de pequeños. Sin embargo la sensibilidad es mayor en este caso, como se observa calculando la variación de C con d.

$$\frac{dC}{dd} = \frac{\xi_o \cdot \xi_r \cdot A}{d^2}$$

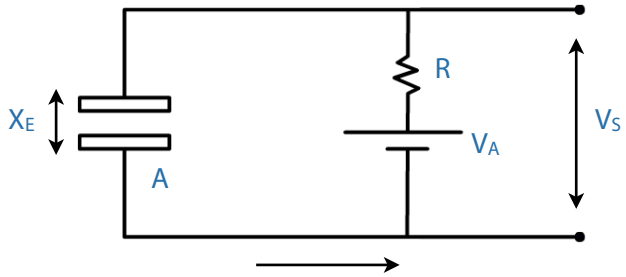
(Obsérvese que la sensibilidad varía con el cuadrado de la distancia).

Este tipo de captadores también presentan una notable ventaja y es que una de las placas puede ser un cuerpo conductor cualquiera, mientras que la otra es la del transductor.

(Por eso son muy empleados como detectores de proximidad, o de desplazamiento, sin contacto).

Todos ellos presentan una resolución infinita (la variable de salida varía en forma continua), una precisión del orden 0.1 % SFE, un relativamente amplio rango de trabajo (excepto los de distancia variable, por la no linealidad) y en un tiempo de respuesta menor de 50 µs.

Un circuito típico de estos transductores es el mostrado en la figura



(V_{EX} puede ser una tensión continua o alterna)

La ecuación que define este circuito puede escribirse:

$$V_S = \frac{K \cdot \tau \cdot D}{\tau \cdot D + 1} \cdot X_E \qquad [3]$$

siendo la típica de un sistema de primer orden.

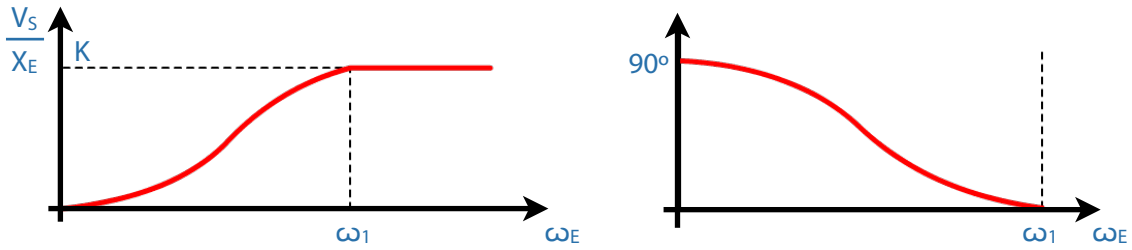
En ella $K = e_S(0) / X_O$

$$r = 0{,}225 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{A \cdot R}{X_o} \text{ segundos}$$

Si el movimiento de entrada es de tipo armónico XE = XE · sen WEt , la función de respuesta en frecuencia puede escribirse:

$$\left| \frac{V_S}{X_E} \right| (iw) = \frac{K \cdot \tau \cdot i W_E}{i W_E \cdot \tau + 1} \qquad [4]$$

En las gráficas se representan los valores de esta función y del ángulo de desfase:



De estas ecuaciones y gráficas se desprenden que este transductor es incapaz de medir posicionados estáticos (puesto que para $W_E = 0$, $V_S = 0$) y que tampoco funciona correctamente para valores de $\tau \cdot W_E$ pequeños.

La expresión [4], cuando $\tau \cdot W_E$ es grande, (en la figura mayor que W_E (1) se puede sustituir por:

$$\left| \frac{V_S}{X_E} \right| (iw) \approx K \qquad |V_S| = K \cdot |X_E|$$

Lo que indica que para tales valores el sistema se comporta como lineal, y la señal de salida sigue fielmente la de entrada, con una ganancia igual a K.

Cuando el transductor se alimenta por una tensión alterna, la salida será una onda modulada en amplitud.

3.2.1.4. Transductores Inductivos.

Recordatorio:

- *Según sabemos, una corriente eléctrica genera siempre un campo electromagnético a su alrededor.*

  Si la corriente eléctrica tiene una intensidad variable, también será variable la intensidad de tal campo magnético.

- *Por otra parte, también sabemos que un campo magnético, al actuar sobre un conductor, induce sobre él una corriente (F.E.M.).*

- *En consecuencia, si por un conductor circula una corriente de intensidad variable aparecerá un campo magnético variable, el cual a su vez, inducirá una corriente eléctrica sobre el propio conductor, pero de dirección tal que se opondrá a la primera.*

A este fenómeno se le conoce por la inductancia, o autoinducción.

- *Cuando el conductor se arrolla es espiras muy próximas se aumenta mucho la inductancia, y si además se mejora la permeabilidad al campo magnético, colocando entre las espiras un núcleo de hierro, la inductancia aumenta aún más.*

  La inductancia se representa por L y se mide en Henrios.

  Su expresión es:

$$L = \mu_o \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l}$$

siendo:

μ_o = *permeabilidad magnética del vacío.*

μ_r = *permeabilidad magnética del núcleo.*

N = *número de espiras.*

A = *sección recta de la bobina (m2)*

l = *longitud de la bobina (m)*

la expresión anterior también puede escribirse:

$$L = \frac{N^2}{l} = \frac{N^2}{S}$$

$$\frac{l}{\mu o \cdot \mu r \cdot A}$$

en donde el denominador, con una expresión muy similar a la de la resistencia eléctrica se denomina "reclutancia".

- *Como consecuencia de la inductancia aparece el concepto de reactancia inductiva, definida como la oposición al flujo de corriente generada por la inductancia. Se mide en ohmios.*

(En realidad, la acción de la inductancia al oponerse al flujo de una corriente alterna es hacer que la intensidad experimente un retraso respecto de la onda de tensión).

- *Evidentemente, si el campo magnético variable generado en una bobina corta a las espiras de una bobina próxima, aparecerá una corriente inducida en esa segunda bobina, o lo que es igual, aparecerá una F.E.M. inducida.*

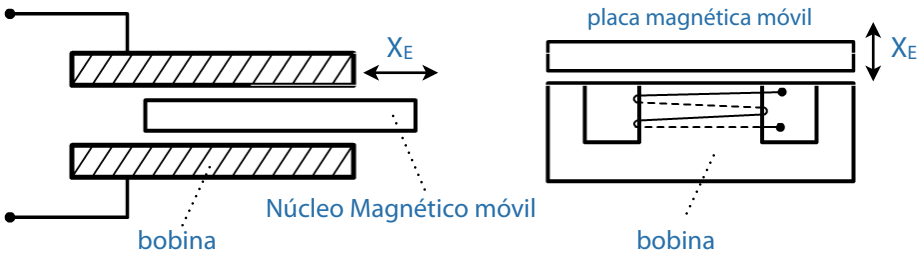
  El fenómeno se conoce como inducción mutua, y es, como sabemos, la base de los transformadores de c.a.

- Los transductores inductivos basan su funcionamiento en la modificación de la inducción de una bobina cuando se modifica alguno de los parámetros que la definen.

  De la definición de autoinducción y de las posibilidades reales de modificación de sus parámetros (parámetro de entrada al transductor), se tiene:

$$L = \mu_o \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l} \qquad [1]$$

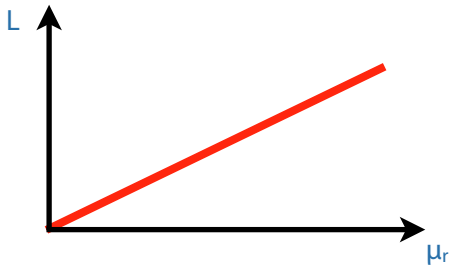
- Permeabilidad variable:



- Las demás posibilidades, (variando la longitud o el área de la bobina, o su número de espiras), no se dan en la práctica.

Como se observa fácilmente en la expresión [1] , la relación entrada – salida en este tipo de transductores es lineal.

La sensibilidad en este caso no es muy elevada y viene dada por:



$$\frac{DL}{d\mu_r} = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot A}{l}$$

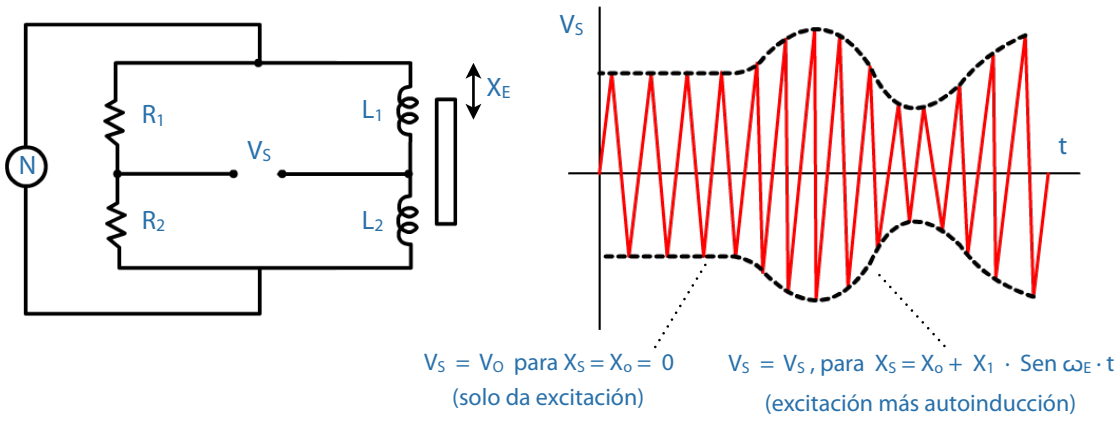
(puede mejorarse aumentando el número de espiras o haciendo la bobina más corta).

Al igual que los transductores capacitivos, también los inductivos presentan la notable ventaja de que la permeabilidad del medio puede variarse en función de la distancia a que se encuentre el cuerpo próximo, que en este caso sólo ha de ser ferromagnético, sino que también puede serlo diamagnético o paramagnético.

Este tipo de transductores también poseen una resolución infinita, una precisión elevada (0.1 % SFE) y un amplio rango de trabajo (desde 0.1 pulg. hasta 200 pulg. para X_S).

La sensibilidad puede variar entre 5 y 40 voltios/pulg.

Un circuito típico para estos transductores es el mostrado en la figura. Se compone de dos bobinas L_1 y L_2 , con dos resistencias R_1 y R_2 , montadas formando u puente y alimentadas con corriente alterna de 5 a 30 voltios, con una frecuencia de 70 a 5000 cps.



Cuando por la posición del núcleo de la bobina la inductancia en ambas es la misma, el puente está equilibrado y la tensión V_S es cero.

Cualquier cambio en la inductancia de las dos bobinas (en una aumentará y en la otra disminuirá), producido por un desplazamiento X_E , originará un desequilibrio del puente, y por tanto, un voltaje de salida V_S no nulo.

Este tipo de transductores, eminentemente pasivos, requieren siempre una alimentación de corriente alterna, siendo la salida (V_S) una onda modulada en amplitud.

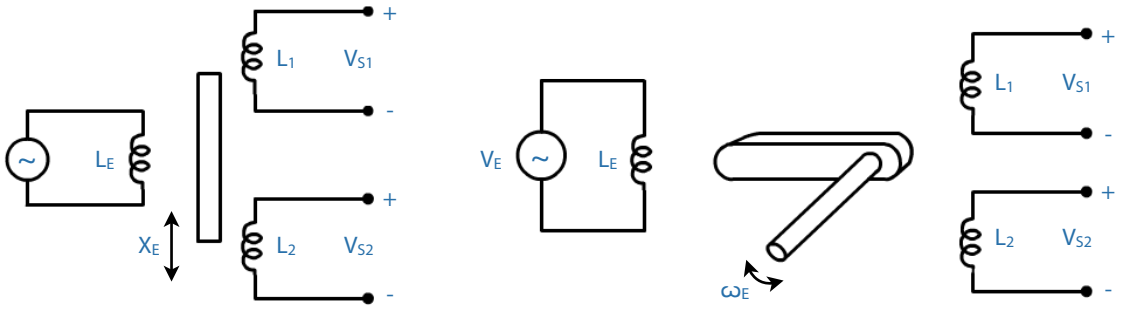
3.2.1.5. Transformadores Diferenciales.

(L.V.D.T.: Linear variable differential transformer)

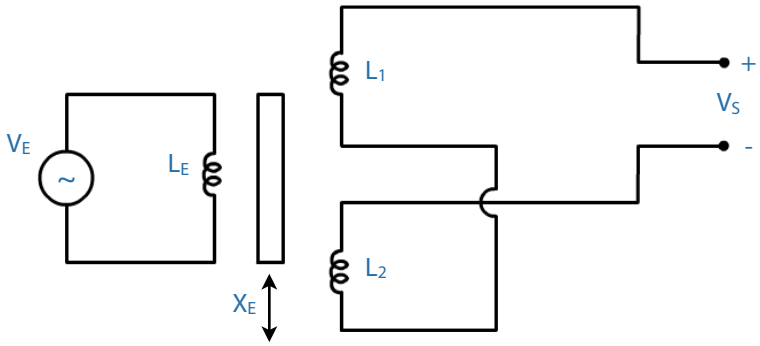
Son también transductores del tipo inductivo pero que apoyan su funcionamiento en el cambio de la inducción mutua entre dos o más bobinas.

El diseño más simple consta de tres bobinas, una de ella recibe corriente alterna (de 3 a 15 V, y de 60 a 20.000 cps) de la fuente de excitación exterior e induce sobre las otras dos, unas corrientes proporcionales a la permeabilidad del medio entre ambas. Tal permeabilidad se modifica por el movimiento de un núcleo magnético que se encuentra entre las tres bobinas.

(El movimiento puede ser una translación o una rotación, como se ve en las figuras).



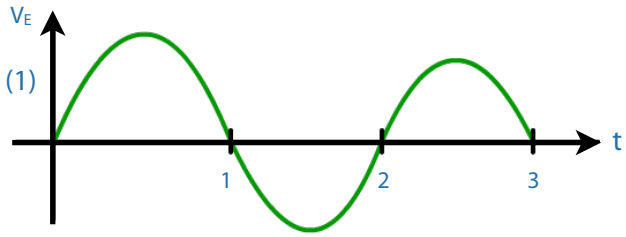
Evidentemente, el voltaje inducido en las dos bobinas secundarias tiene la misma frecuencia que la corriente de excitación, pero amplitudes diferentes, según sea la posición del núcleo, encontrándose además desfasadas un cierto ángulo (igual para ambas se L1 = L2 , como se ve en las figuras).



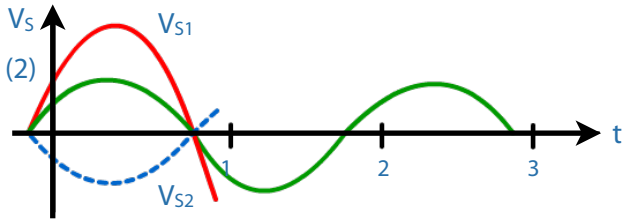
El montante típico del circuito de estos transductores coloca las dos bobinas del secundario en serie, pero con los devanados en oposición, de modo que los flujos de ambas sean contrarios.

En esta construcción, existirá una posición del núcleo móvil (XE) que da una salida nula (V_S = 0).

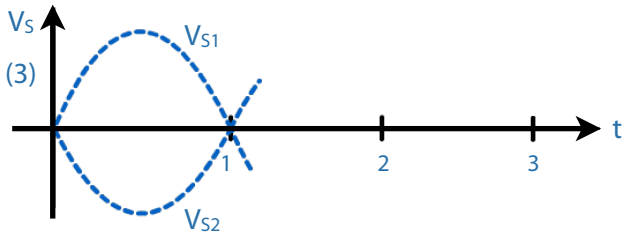
La figura [1] representa la onda de excitación



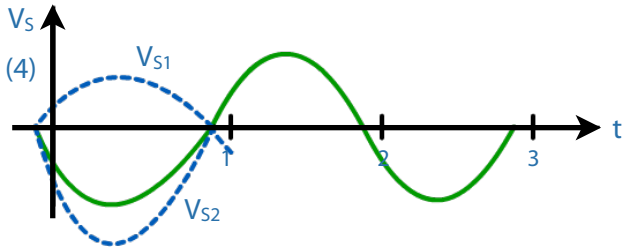
La figura [2] representa la onda de salida, cuando el núcleo se ha desplazado en una dirección (hacia arriba, por ejemplo).



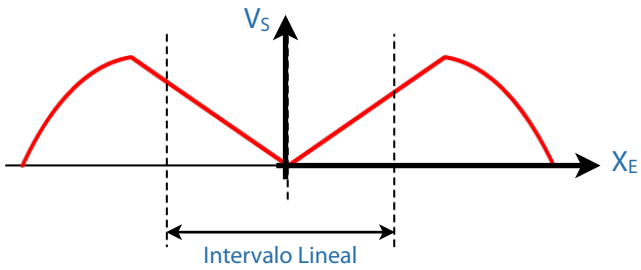
La figura [3] muestra la tensión de salida con el núcleo en la posición de equilibrio (respuesta cero).



La figura [4] representa la señal de salida cuando el núcleo se desplaza en dirección contraria (hacia abajo respecto de la curva 2).

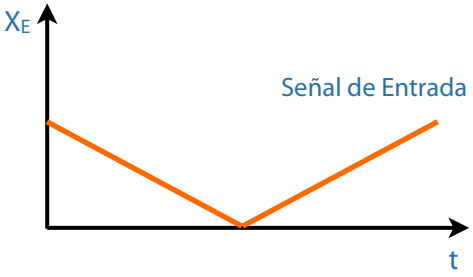


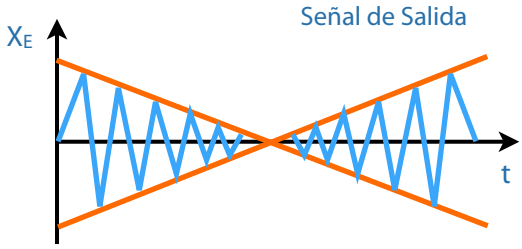
En consecuencia, si el núcleo se desplaza con un movimiento alternativo (una vibración armónica o no) alrededor de la posición cero, la respuesta (amplitud de V_S) será una curva como la figura (para un solo ciclo), en función de la entrada X_E .



En ella se observa que el desfase que ocurre al pasar por la posición de equilibrio ($X_E = 0$), y el intervalo de linealidad, a ambos lados del cero.

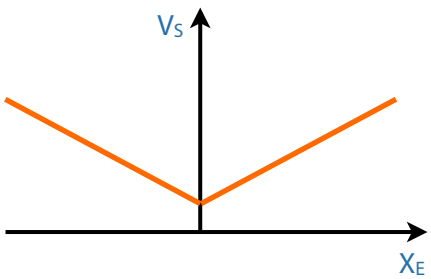
En realidad la salida de un transductor de este tipo de señal de tensión modulada en amplitud, con la frecuencia igual a la de la excitación.





Tal amplitud es proporcional a X_E, quedando la señal de salida como se ve en los dibujos.

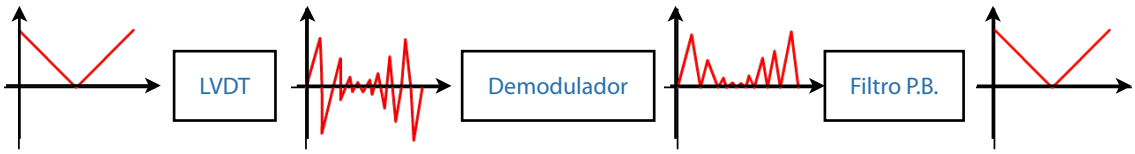
Evidentemente, en el caso de que el ángulo de desfase no sea el mismo para las dos bobinas de secundario, el voltaje de $X_E = 0$ no será cero, manteniéndose por lo demás la linealidad ya señalada.



Estos transductores presentan una resolución infinita, una gran linealidad dentro de su rango (que oscila entre 2·10-4 m y 0.5 m), no presentan desgastes sus partes móviles, y el corrimiento del cero no suele exceder del 1% de la SFE.

Nota: Los transductores basados en este principio tienen incorporada una electrónica, que permite "asemejar" la salida VS a la variación de la entrada XE .

Para ello, la salida modulada en amplitud se pasa por un modulador sensible de desfase (desfase de 180º) y luego por un filtro de paso bajo, quedando como se ve en la figura.



3.2.1.3. Transductores Termoresistivo.

Los transductores de este tipo se basan en la propiedad de muchos materiales de modificar su resistencia eléctrica al variar su temperatura.

Los materiales que se usan pueden ser tanto conductores (metales) como semiconductores.

La variación de la resistencia de los materiales conductores con la temperatura puede verse en la figura, para varios de ellos, y responde a la fórmula general:

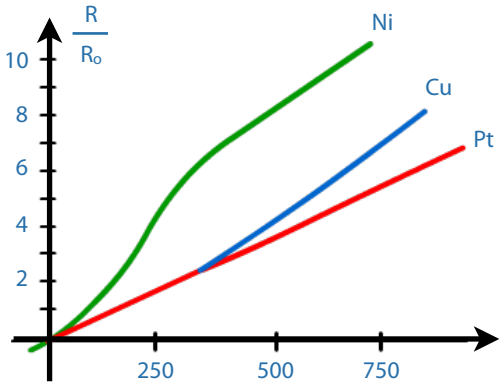
$$R = R_o \cdot (1 + \alpha_1 \cdot T + \alpha_1 \cdot T^2 + \ldots\ldots\ldots \alpha_n \cdot T^n)$$

En donde R_o es la temperatura para T = 0º C.

El número de términos necesarios en la ecuación anterior depende del material.

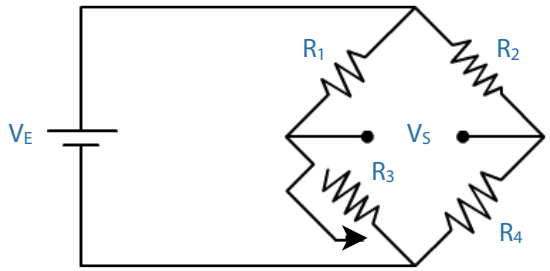
Para el platino basta con un solo coeficiente.

(La variación es ±3% entre 0 y 300º F y ±1.2 % entre 500 y 1500º F)

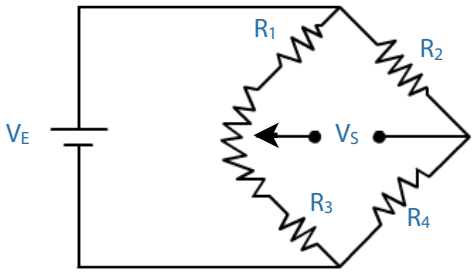


Normalmente estos transductores se colocan en circuitos puente, alimentados por corriente continua o por c.a.

La puesta a cero puede hacerse en forma manual, como se ve en la figura, aunque también puede resolverse por medio de una quinta resistencia, como se ve en la figura de abajo.



Trasductor



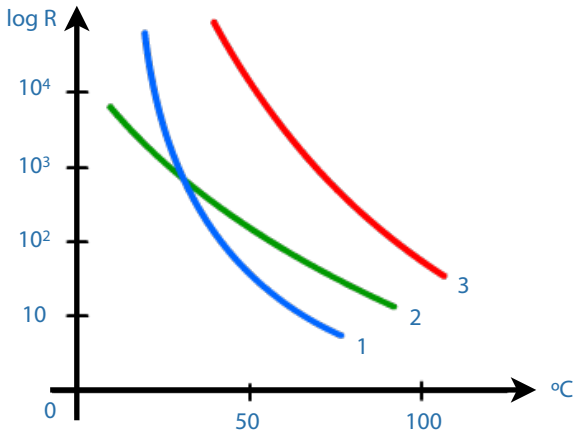
Trasductor

La corriente continua (o el valor eficaz de la alterna) varía entre 2 y 20 mA, para evitar los calentamientos en el transductor por causa de la corriente circulante. La resistencia de estos transductores varía desde 1Ω a 25.000 Ω.

En la práctica, el elemento sensor adopta formas variadas, pudiendo ir encapsulado o libre, con forma de alambre, placa, etc.

En cuanto a los sensores semiconductores (también llamados termistores), presentan un coeficiente de variación de la resistencia con la tempertura bastante grande, y además, negativo.

Además, son bastantes alineales, como se ve en la figura (dependiendo del tipo de semiconductor).



En general, obedecen a la expresión:

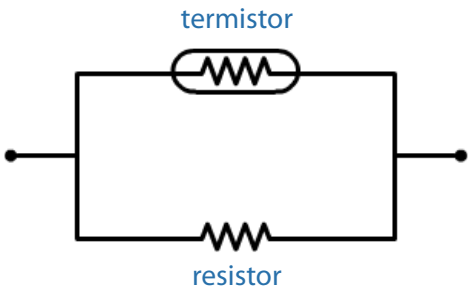
$$R = R_o \cdot e^{\beta \cdot [(1/T) - (1/To)]}$$

siendo R_o la temperatura en °K, una constante característica del material, que se mide en °K y T y T_o, las temperaturas absolutas en °K.

(T_o se toma generalmente 298°K, equivalente a 25°C) (es del orden de 4.000).

La circuitería empleada con estos termistores es exactamente la misma que los materiales conductores, excepto cuando se quiere reducir la alinealidad, en cuyo caso puede colocarse el termistor en paralelo con un resistor, como se ve en la figura.

Como materiales más usados se emplean las mezclas de carbón y silicio, los cristales de germanio dopado con arsénico, galio, etc. Se presentan en el comercio en forma de sondas, cuentas, discos, varillas, etc, tanto desnudas como recubiertas de vidrio.



El tamaño de las cuentas puede ser desde unas milésimas de pulgada hasta varias pulgadas. La resistencia a temperatura ambiente puede variar desde 500 Ω a varios megaohmios, y se utilizan en rangos de temperatura desde - 400 ºF hasta 1.200 ºF.

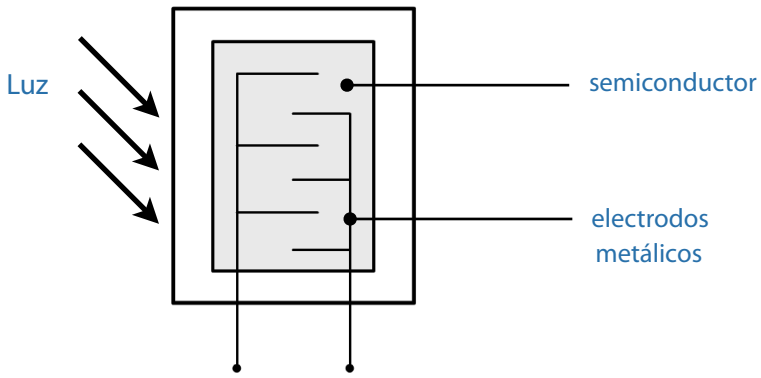
3.2.1.7. Transductores Fotoconductivos.

Son los que se basan en la propiedad de ciertos materiales de variar su resistencia eléctrica cuando la luz incide sobre ellos.

En general se produce una disminución de la resistencia cuando aumenta la radiación luminosa.

Los materiales que presentan esta propiedad son todos semiconductores, como el sulfuro de cadmio, el cobre dopado con germanio, sulfuro de plomo, etc.

El sulfuro de cadmio es sensible a la luz visible, mientras que el sulfuro de plomo responde mejor a la luz ultravioleta.



3.2.1.7. Transductores Fotoemisivos.

Son los que se basan en la propiedad de la emisión de electrones por el cátodo de una célula fotoeléctrica cuando sobre ella incide una haz luminoso. El ánodo positivo atrae electrones emitidos por el cátodo produciéndose una corriente a través de una carga exterior R.

El voltaje generado vale:

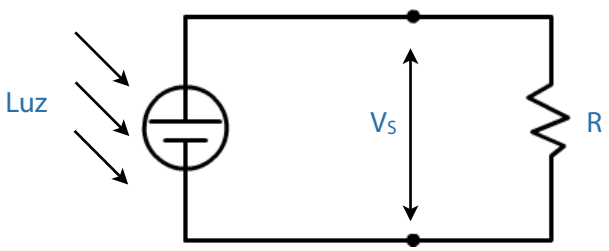
$$V_S = I_P \cdot R$$

siendo:

$I_P = K \cdot \theta$

K = sensibilidad A mp / lux

θ = iluminación en lux



3.2.1.8. Transductores Piezoeléctricos

Son aquellos que aprovechan la propiedad de ciertos materiales de generar dentro de ellos una carga eléctrica cuando son sometidos a una deformación.

(El fenómeno es reversible, como sabemos)

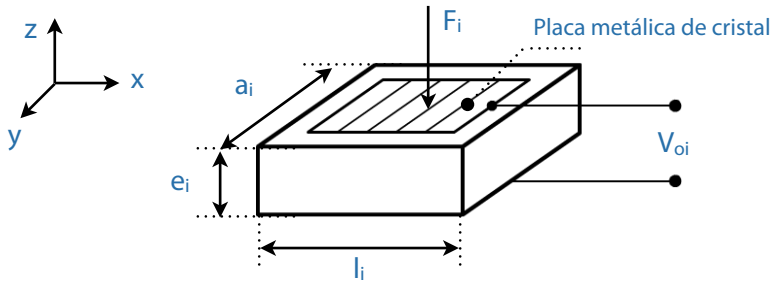
Dado que la deformación procede de la aplicación de una fuerza (incluida la de la inercia), estos transductores transforman una energía mecánica en una energía eléctrica autogenerada, por lo cual pueden considerarse transductores activos.

Los materiales que presentan esta propiedad pueden ser naturales o artificiales: dentro de los naturales se encuentran el cuarzo y la sal de rochela. Dentro de los sintéticos, el sulfato de litio, el bifosfato de amonio y el titanato de bario.

Un material piezoeléctrico puede responder a un variado tipo de deformaciones, como puede ser una modificación del espesor, una dilatación transversal, una cizalladura, etc.

Experimentalmente, puede determinarse el valor de la carga generada en función del esfuerzo aplicado.

Es efecto, supongamos el cristal piezoeléctrico de la figura, sometido a una carga f1 , en el sentido de una modificación del espesor.



Definiremos des tipos de constantes, las "g" y las "d".

Llamaremos:

$$g_{zz} = \frac{\text{campo producido en la dirección oz}}{\text{esfuerzo aplicado en la dirección oz}} = \frac{V_1 / e_1}{f_1 / a_1 \cdot l_1}$$

Así, que si se conoce "g" para un material determinado y la dimensión "e" del mismo, se puede calcular el voltaje de salida por unidad de esfuerzo aplicado.

Los valores de "g" son de $2 \cdot 10^{-3}$ (V/m) / (W/m^2) para el titanato de bario y $50 \cdot 10^{-3}$ para el cuarzo.

Llamaremos:

$$d_{zz} = \frac{\text{carga generada en la dirección oz}}{\text{esfuerzo aplicado en la dirección oz}} = \frac{Q}{f_1}$$

Como puede comprobarse, "g" está en relación con "d" por medio de la constante dieléctrica Є.

(Esta vale $4.06 \cdot 10^{-11}$ Farad/m para el cuarzo y $1250 \cdot 10^{-11}$ para el titanato de bario).

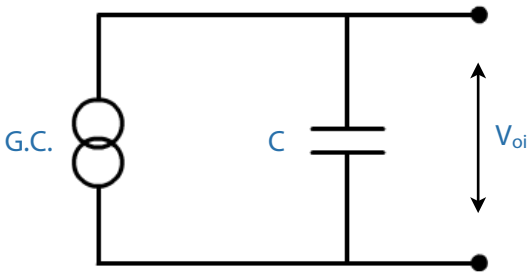
$$g_{zz} = \frac{V_o \cdot a_1 \cdot l_1}{e_1 \cdot f_1} = \frac{V_{o1} \cdot C}{\xi \cdot f_1} = \frac{Q}{\xi \cdot f_1} = \frac{d_{zz}}{\xi}$$

$$d_{zz} = \xi \cdot g_{zz} \qquad [1]$$

La forma del movimiento óptico (el que genera más cargas eléctricas) depende de su orientación respecto a los ejes del cristal.

Para extraer las cargas del material piezoeléctrico es preciso colocarse dos electrodos metálicos, convenientemente unidos a él.

Como los materiales piezoeléctricos son muy poco conductores, el sistema cristal – placas puede considerarse como un generador de carga y un capacitor, conectados en paralelo como se ve en la figura.



$$V_{oi} = \frac{q}{C}$$

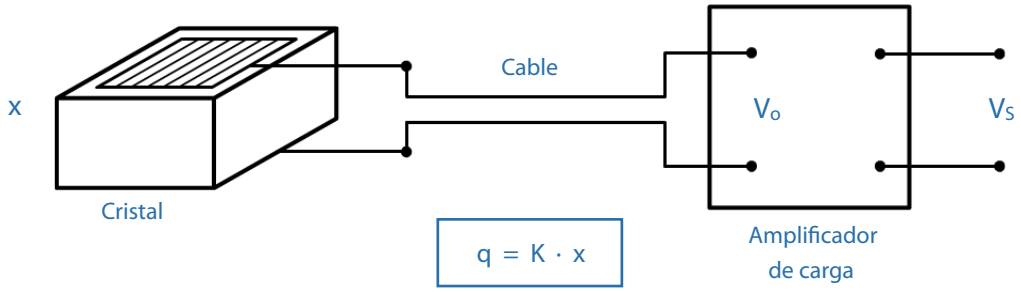
El funcionamiento es muy simple: la deformación mecánica genera una carga; esta se convierte en un voltaje definido que aparece entre los electrodos, de acuerdo con la fórmula de los condensadores.

$$E = Q / C$$

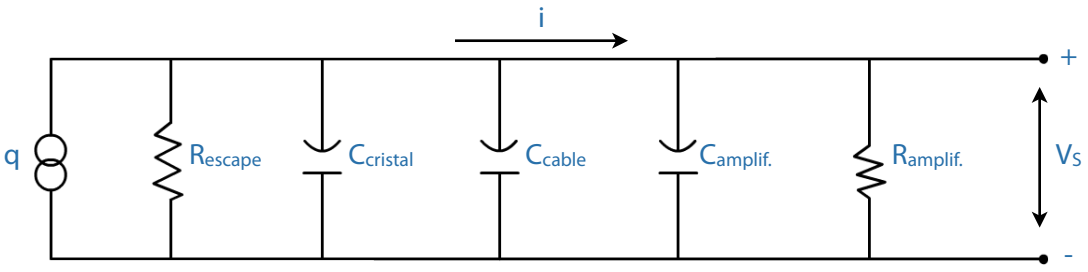
Los transductores de este tipo tienen una impedancia muy elevada, (impedancia de "escape") por lo cual la carga resultante es el capacitador se descarga muy lentamente. Pero desde que se conecte a un aparato de medida, de impedancia siempre mucha más baja, la descarga es inmediata, impidiendo la medida de deformaciones estáticas.

Esta circunstancia obliga a colocar amplificadores de carga con una muy alta impedancia de entrada (de 10^{12} a 10^{14} ohmios), para evitar tal descarga rápida.

En consecuencia, un transductor de este tipo sólo será efectivo si adopta la configuración de la figura:



cuyo circuito equivalente es:



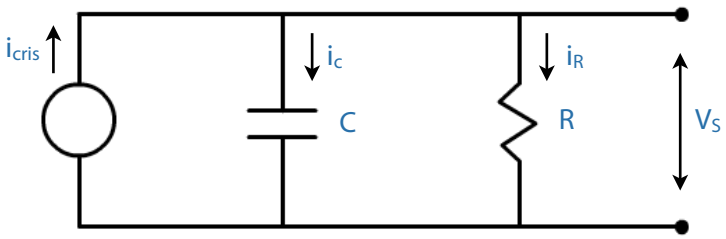
siendo la carga generada proporcional al desplazamiento x, como ya dijimos:

$$q = K \cdot x \qquad [2]$$

(K se medirá en culombios por metro).

El circuito equivalente más reducido es el que se muestra en la figura, en la cual el generador de carga ha sido sustituido por otro de corriente, de acuerdo con la expresión.

$$I_{cristal} = dq / dt = K \cdot dx / dt$$



Operando, tendremos:

$$i_{cr} = i_c + i_R$$

$$V_S = V_{ab} = \frac{\int i_c \cdot dt}{C} = \frac{\int (i_c - i_R) \cdot dt}{C}$$

$$C \cdot \frac{dV_S}{dt} = i_{cr} - i_R = K \cdot \frac{dx}{dt} - \frac{V_S}{R}$$

$$C \cdot DV_s + \frac{V_S}{R} - K \cdot D_x = 0$$

$$DV_s + \frac{c}{R_c} - \frac{K}{C} \cdot D_x = 0$$

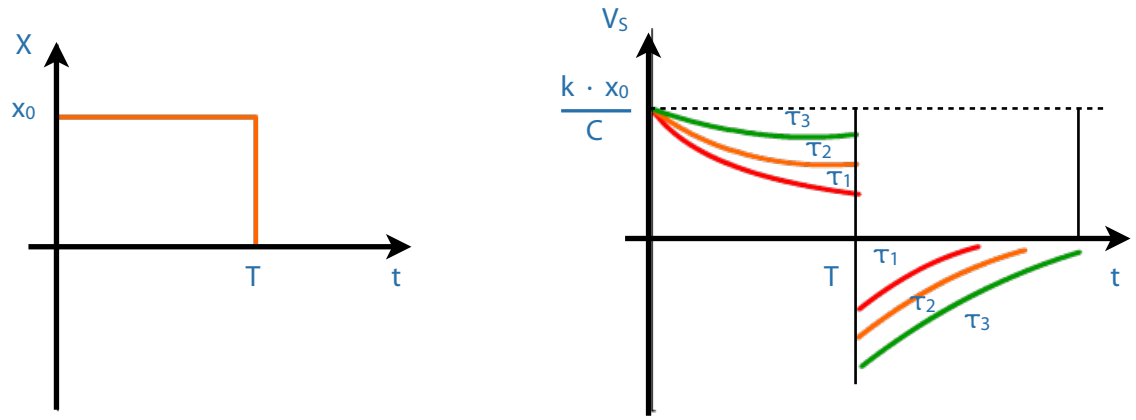
$$V_S \cdot \left(D + \frac{1}{R \cdot C} \right) - X \cdot \left(\frac{K}{C} \cdot D \right) = 0$$

$$\frac{V_S}{X} = \frac{K' \cdot \Gamma \cdot D}{\Gamma \cdot D + 1} \qquad [3]$$

Llamando $C \cdot R = \Gamma$ = cte. de tiempo, en segundos y $K/C = K'$ = sensibilidad en V/m.

Como se ve, se trata de un transductor de primer orden, cuya respuesta será tanto más lineal cuanto mayor sea .

La respuesta de un transductor de este tipo a la función escalón es mostrada en la figura (para tres diferentes valores en Γ).



Para $0 < t < T$, $x = x_o$ y la ecuación [3] se escribirá:

$$(\Gamma \cdot D + 1) \cdot V_S = 0 \qquad [4]$$

para $t = 0^+$, el desplazamento aumenta repentinamente el valor x_o, y en consecuencia la carga aumenta también repentinamente a $K \cdot x_o$. Con ello también lo hace el voltaje V_S que pase a valer $V_S = K \cdot x_o / C$.

Resolviendo la ecuación [4] con estas condiciones iniciales obtenemos:

$$V_S = \frac{K \cdot x_o}{C} \cdot e^{-t/r}$$

Esta ecuación es válida hasta $t = T$.

En este momento,

$$V_S = \frac{K \cdot x_o}{C} \cdot e^{-t/r}$$

Para T^+, x disminuye rápidamente produciéndose una repentina caída de la carga en $K \cdot x_o$, y una disminución repentina de la tensión en la medida $K \cdot x_o / C$.

En consecuencia, para T^+ tendremos:

$$V_S = \frac{K \cdot x_o}{C} \cdot \left(e^{-t/r} - 1\right)$$

que será la condición inicial para resolver de nuevo la ecuación [4] que resultará:

$$V_S = \frac{K \cdot x_o}{C} \cdot \left(e^{-t/r} - 1\right) \cdot e^{-(t-T)/r} \qquad [6]$$

Se observa en las figuras que cuanto mayor sea , más se parecerá la tensión de salida (respuesta del transductor) a la función de entrada (desplazamiento escalón).

3.2.1.10. Transductores Electromagnéticos.

Son transductores en la propiedad de aparición de una corriente inducida en un conductor que se mueve en el seno de un campo magnético.

Como sabemos, sobre un conductor de longitud l, que se desplaza con velocidad V, en el seno de un campo magnético de densidad de flujo B (Gauss), la tensión generada entre sus extremos vale:

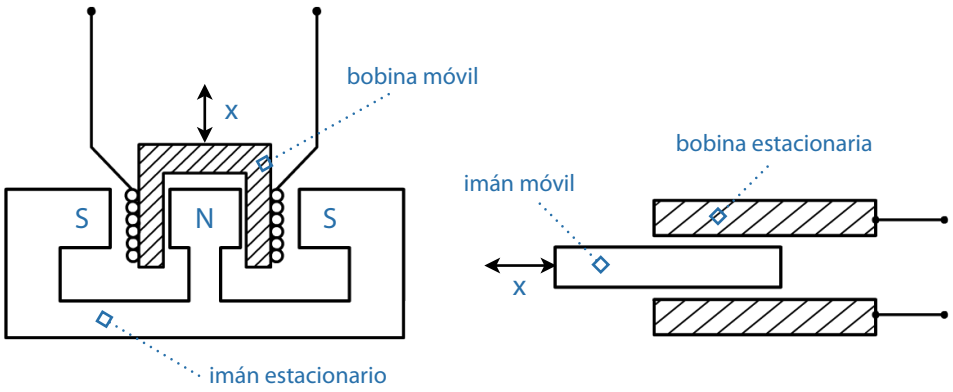
$$V_S = B \cdot l \cdot V$$

Lo mismo ocurre sobre una bobina sobre la cual incide un campo magnético de flujo variable. En este caso,

$$V_S = - N \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

siendo N el número de espiras y dθ/dt la variación del flujo en wb/s.

Este segundo supuesto es el más usado comercialmente, respondiendo a los esquemas de la figura:



Si se emplean imanes permanentes, se obtendrá, sin necesidad de una fuente de corriente exterior una tensión de salida proporcional al movimiento de un conductor (rectilíneo o en forma de bobina) dentro de un campo magnético constante, con lo cual se trata de un transductor lineal y activo.

Puede observarse que la polaridad de la tensión cambia de signo cuando cambia el sentido del movimiento (de V o de dθ/dt).

En la práctica, y dado que la densidad de flujo en imanes permanentes está limitada a unos 10.000 Gauss, el aumento de sensibilidad (de la tensión de salida) sólo puede lograrse aumentando la longitud del alambre en la bobina. Para que esta no sea muy grande se precisa un hilo muy delgado, que a su vez eleva la resistencia. Esto implica una limitación en los aparatos acoplados a este tipo de transductores que tienen que tener una impedancia muy elevada.

Un transductor tipo puede tener una resistencia de 500 Ω y una sensibilidad de 0.15 voltios/(plg/s), con un rango de movimiento de 0.15 plg. y una linealidad de 1% SFE, siendo su rango de frecuencia de 10Hz a 1 KHz.

Nota: Basándose en la misma propiedad un generador de c.c. puede ser untilizado como un tacómetro, para medir velocidades angulares.

En efecto, un generador de c.c., de imán permanente, produce un voltaje de salida proporcional a la velocidad angular

$$V_S = \frac{np \cdot nc \cdot \theta}{60 \cdot n_{pp}} \cdot N$$

siendo:

n_p = *número de polos.*

n_c = *número de conductores a la salida.*

θ = *flujo por polo.*

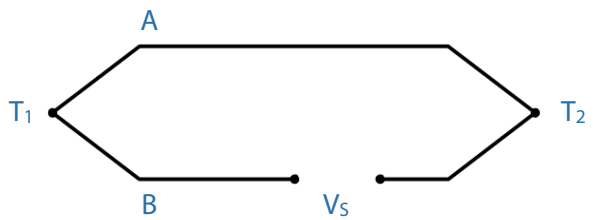
n_{pp} = *número de trayectorias en paralelo entre las escobillas positivas y negativas.*

N = velocidad angular en rpm.

La polaridad de Vs se invierte cuando lo hace N.

3.2.1.11. Transductores Termoeléctricos.

Se basan estos termopares en el efecto Seebeck o efecto termoeléctrico, el cual consiste en la aparición de una diferencia de potencial (o una corriente) en un circuito formado por dos metales o aleaciones diferentes, soldados en sus extremos como se ve en la figura, cuando tales extremos soldados se someten a temperaturas diferentes.



Este tipo de transductores obedecen a una serie de leyes experimentales, entre las que cabe mencionar:

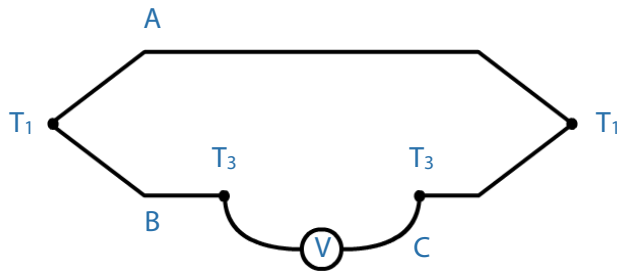
1. La tensión generada es proporcional a la diferencia de temperatura T_1 y T_2 y depende de los materiales usados.

2. Si los dos metales del termopar son homogéneos en toda su longitud, la tensión generada sólo depende de las temperaturas de las soldaduras, y no de las intermedias del hilo.

   Esto significa que el transductor puede usarse en cualquier ambiente, siempre que se controlen las temperaturas de los dos extremos soldados.

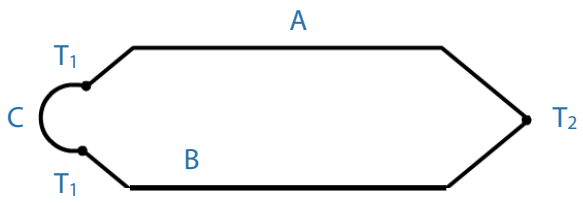
3. Si se inserta un material homogéneo en uno de los lados del puente, y se mantienen sus dos uniones a la misma temperatura, la tensión generada no se ve afectada.

   Esto significa que en un par termoeléctrico se puede colocar un instrumento de medida sin que la tensión V_S se vea modificada.



4. La unión entre los dos metales a y b puede resolverse con un tercer metal c, siempre que los correspondientes puntos de unión se mantengan a la misma temperatura.

   Ello significa que los extremos del termopar pueden soldarse con un metal diferente.



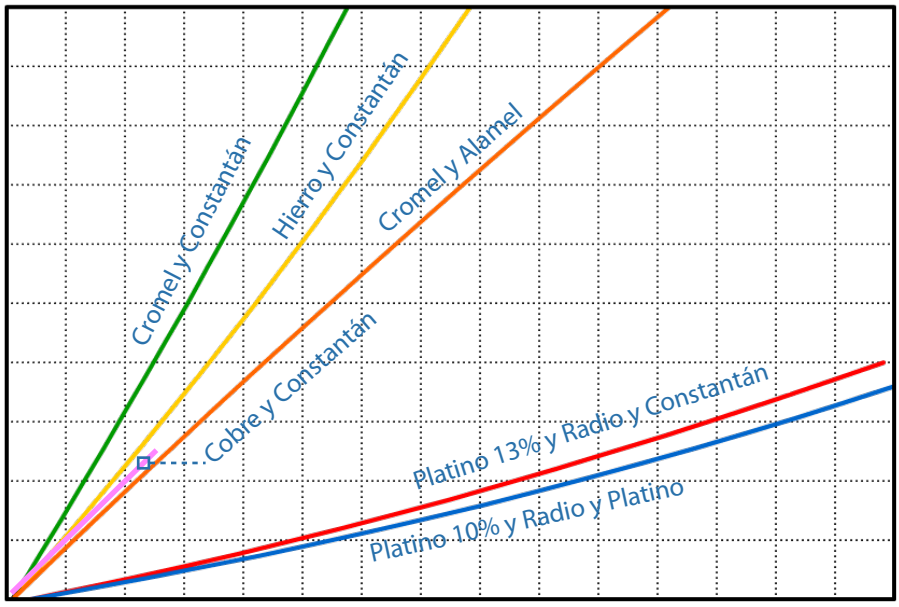
5. Si un par termoeléctrico produce una tensión V_1, cuando las uniones están a las temperaturas T_1 y T_2 y una tensión V_2 cuando están a las temperaturas T_2 y T_3 , producirán la tensión $V_1 + V_2$ cuando se encuentren a las temperaturas T_1 y T_3.

Esto implica que para conocer la temperatura en un punto con estos transductores se precisa conocer la temperatura del otro extremo del transductor (unión de referencia).

En la práctica, los pares termoeléctricos más empleados son los del platino y rodio, cromel (Ni_{90} Cr_{10}), alumel (Ni_{94} Mn_3 Al_2 Si_1), cobre y constantan (Cr_{257} Ni_{43}), hierro y constantan.

En el gráfico se muestra la tensión de salida para diferentes temperaturas, observándose una pequeña falta de linealidad.

La sensibilidad de estos pares varía desde 60 V/ºC para el cobre – constantan (a 350º) hasta los 6 V/ºC para el platino- rodio (a100ºC).



Los pares de platino y rodio se usan entre 0ºC y 1.500ºC. Son muy estables en atmósferas oxidantes y su actividad química es baja.

Para temperaturas bajas (-200ºC) se usa el par cobre-constantan.

El más usado es el hierro – constantan, para intervalos –150ºC a 1.000ºC.

En temperaturas muy altas se usan pares de rodio-iridio (4.000ºF, con sensibilidad de 6 V/ºC), tungsteno-renio (5.000ºF) borografito (4.500ºF, con sensibilidad de 40V/ºC), etc.

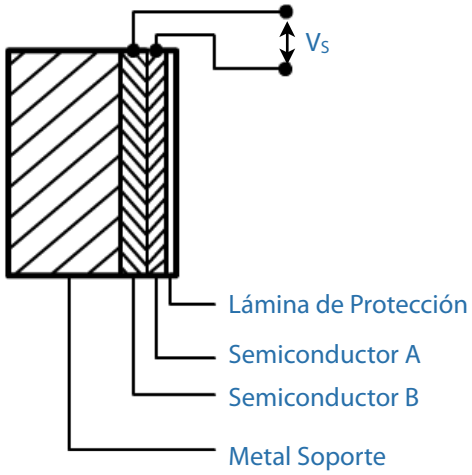
Los pares termoeléctricos usuales se presentan con los dos alambres sueltos (o a veces, encapsulados), de diámetros entre 0.02 y 0.1 pulg., aún cuando se presentan en alambres más finos para mayores precisiones.

La constante de tiempo del par hierro-constantan, con alambres de 0.0005 pulg. De diámetro, para un cambio escalonado de 200 a 100ºF es de 0.001 s.

3.2.1.12. Transductores Fotoeléctricos.

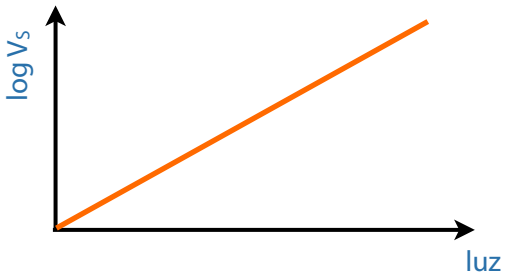
(También llamados fotovoltáicos)

Son transductores basados en el efecto fotoeléctrico, el cual consiste en la generación de una fuerza electromotriz entre dos materiales puestos en contacto cuando sobre ellos incide la luz u otra energía radiante).



La figura muestra una construcción típica de estos transductores, consistente en una placa base metálica, dos láminas de material semiconductor y una lámina protectora transparente.

La luz incidente genera una tensión entre las dos láminas de material semiconductor la cual es una función logarítmica de la intensidad de luz incidente.



Estos transductores, de tipo activo, tienen una alta sensibilidad, una buena respuesta en frecuencia y un amplio rango de medida.

Como materiales se emplean el par selenio-cadmio (célula de selenio), el par silicio tipo n-silicio tipo p (célula de silicio), germanio, arseniuro de indio, etc., etc.

Nota: A algunos de estos transductores pueden colocárseles un "troceador de luz" (que interrumpen periódicamente el haz luminoso, por ejemplo, una rueda giratoria con agujeros), con lo que se

consigue que la corriente de salida se parezca a una corriente alterna, y por tanto, sea más fácil de amplificar.

3.2.1.13. Transductores Fuerza - Desplazamiento.

Son transductores basados en las propiedades elásticas de los materiales las cuales señalan, dentro de los márgenes elásticos en los que se cumple la ley de Hooke, que los alargamientos son proporcionales a los esfuerzos aplicados.

En la práctica son dos los transformadores de este tipo más empleados: los resortes y las vigas en voladizo.

Resortes:

En ellos se cumple que

$$F = K \cdot x$$

siendo K la rigidez del resorte.

La sensibilidad vendrá dada por:

$$\text{sensibilidad} = x / F = 1 / K$$

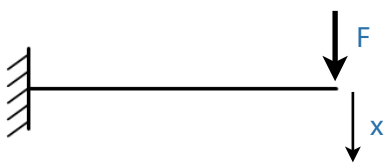
lo cual indica que el transductor será tanto más sensible cuanto menos rígido sea.

Vigas en voladizo:

Para el caso más simple de carga puntual, la flecha x será proporcional a la carga F, siendo

$$x = K_f \cdot F$$

dependiendo la constante Kf del material y de las dimensiones de la viga.



3.2.1.14. Transductores Presión - Desplazamiento.

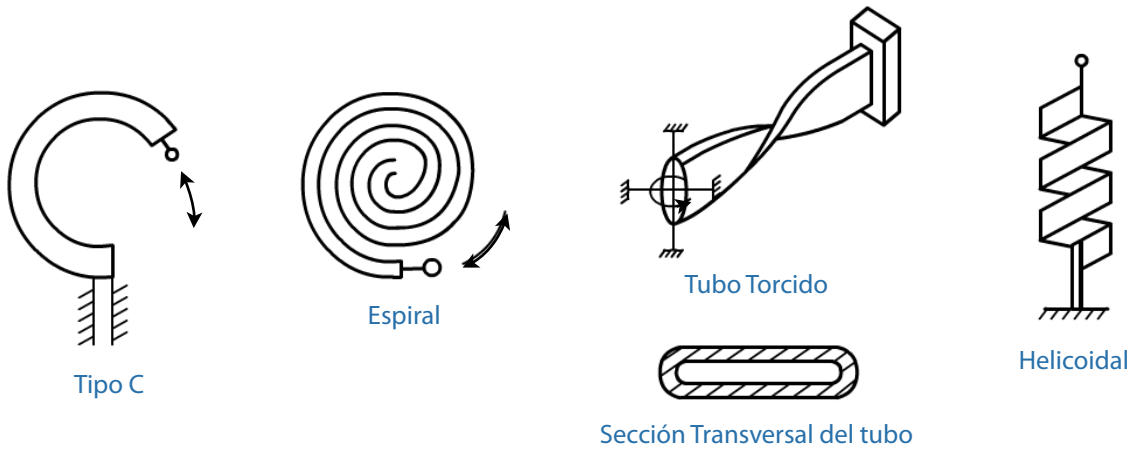
En la práctica, estos transductores presentan tres tipos diferentes: tubos de Bourdon, diafragmas y fuelles.

Tubo de Bourdon: Básicamente es un tubo de sección transversal no circular.

Cualquiera diferencia de presión entre el interior y el exterior del tubo haría que su "sección recta" se deformarse, intentando aproximarse a una "sección recta" circular.

Esto produce deformaciones en el extremo libre (que serán desplazamientos en los tipos C, espirales y helicoidales) y rotación angular en los de tipo retorcido.

Tales deformaciones son, evidentemente, las señales de salida del transductor.

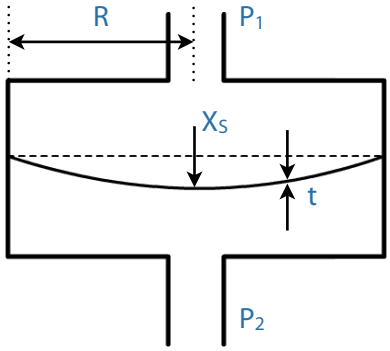


El estudio teórico de estos transductores es muy complejo, por lo que se usan relaciones entrada-salida obtenidas en forma práctica.

Los tubos tipo C se usan para presiones de hasta 100.000 1b/pulg^2 .

Los de espiral y hélice, usados para amplificar la salida, se usan para presiones bajas, inferiores a 100 1b/ pulg^2.

Diafragma: Se emplean de varios tipos, como se ve en la figura.



Para un diafragma plano sujeto perimetralmente, la flecha en el centro (señal de salida) x_o, está relacionado con la diferencia de presiones a ambos lados de la membrana, por la expresión

$$\Delta p = \frac{16 \cdot E \cdot t^4}{3 \cdot R^2 \cdot (1 - \mu^2)} \cdot \left[\frac{x_S}{t} + 0,488 \cdot \left(\frac{x_S}{t} \right)^3 \right]$$

siendo

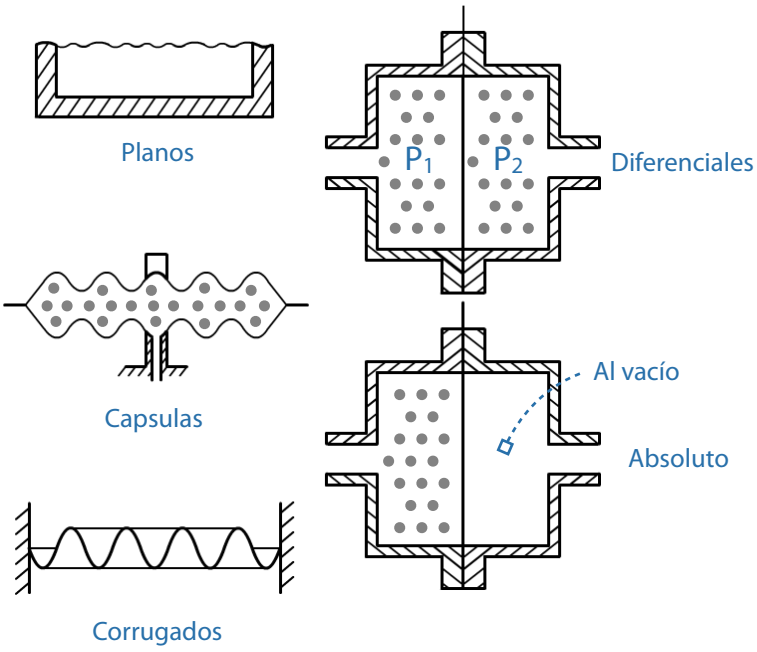
E: el modulo de elasticidad de la membrana.

μ: el módulo de Poisson.

t: el espesor del diafragma.

R: el radio del diafragma.

Para deflexiones pequeñas [$x_c < (1/3) t$], $(x_c /t)^3$ puede despreciarse, y el comportamiento del transductor puede considerarse lineal.



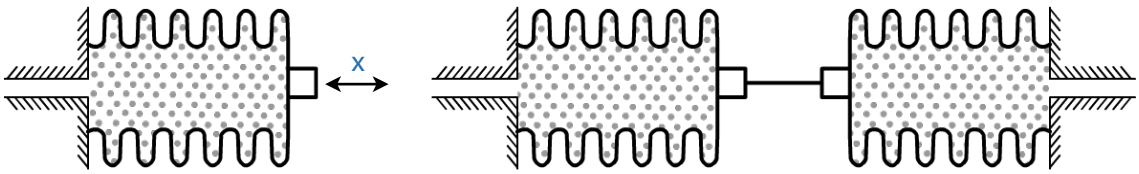
Si se desean desplazamientos mayores que x_c / t, se puede conseguir la linealidad usando diafragmas corrugados o cápsulas, como se ve en la figura.

Fuelles:

Funcionan exactamente igual que los diafragmas corrugados, siendo su expresión

$$\Delta p \cdot A = k \cdot x$$

siendo A el área del fuelle y x el desplazamiento de salida.



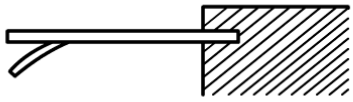
3.2.1.15. Transductores Temperatura - Desplazamiento.

Se basa en la propiedad de los materiales de modificar su volumen al cambiar la temperatura.

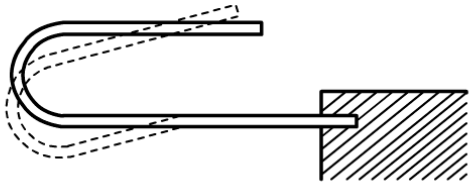
En la práctica se realizan uniendo dos tiras metálicas A y B, de diferentes coeficientes de dilatación A y B , de manera que se mantengan en una cierta configuración geométrica a una temperatura determinada.

Cuando la temperatura varíe, las diferentes temperaturas harán variar la configuración geométrica del par, produciéndose un desplazamiento medible en algún punto.

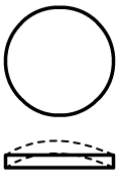
En las figuras se representan diferentes configuraciones:



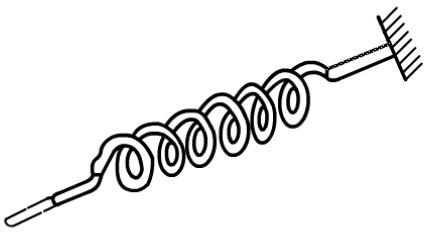
De viga volada



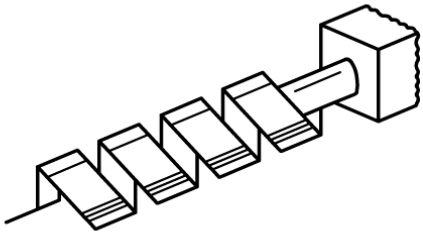
En forma de U



Rondana



Helice Doble



Helice

Para obtener los mayores desplazamientos se utiliza siempre un metal de poco coeficiente de dilatación (Invar., con $\alpha = 1.7 \cdot 10^{-6}$ pulg/pulg ^{o}C) frente a otro de gran coeficiente (Latón, aleaciones especiales).

El intervalo de medida suele oscilar entre –100 y 1.000 ^{o}F, con errores menores del 1% SFE.

Nota: Evidentemente el termómetro de mercurio es otro ejemplo típico de estos transductores.

3.2.2.1. Generalidades sobre los Elementos para el Acondicionamiento de la Señal

Las señales de salida de la mayoría de los transductores son de poca amplitud y de baja potencia. A parte de ello, también hemos visto que existen transductores que precisan ser excitados por una fuente de energía exterior.

Dado que por regla general las señales de salida del transductor han de ser transportadas y luego visualizadas y/o manipuladas de diferentes maneras por otros aparatos de la cadena de medida se hace preciso un "acondicionamiento" adecuado de las mismas.

Tales operaciones son ejecutadas por lo que se conoce como "acondicionadores de señal", dentro de los que cabe mencionar las fuentes de alimentación (quizás algo impropiamente), los amplificadores de señal (en sus diversos tipos) y los adaptadores de impedancia.

A continuación estudiaremos cada uno de estos tres tipos por separado.

3.2.2.2. Fuentes de Alimentación

Las fuentes de tensión son las que se emplean para alimentar los transductores pasivos, y pueden clasificarse en dos grandes grupos:

- Fuentes de corriente continua.
- Fuentes de corriente alterna.

Dentro de las fuentes de corriente continua se encuentra dos tipos fundamentales:

1. Fuentes de tensión constante (independientemente de la carga), cuyo ejemplo más claro es la pila seca (usada para alimentar transductores primarios de tipo resistivo).
2. Fuentes de corriente constante.

3.2.2.3. Amplificadores de Señal

Generalidades:

Los amplificadores constituyen el componente de la cadena de medida y análisis en su parte de acondicionamiento de la señal, encargados de elevar las señales de baja amplitud o

potencia, para ser posteriormente introducidas en el siguiente escalón de la cadena (generalmente, la visualización y/o registro).

Los amplificadores pueden dividirse en dos grandes grupos:

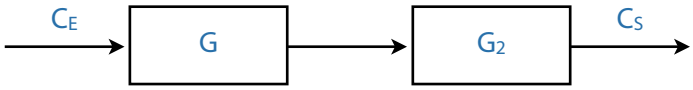
- Amplificadores mecánicos (mecánicos, neumáticos, etc.)
- Amplificadores electrónicos.

En términos generales un amplificador queda definido por su ganancia, o relación entre las cantidades de salida y entrada.

$$G = C_S / C_E \quad ; \quad C_S = G \cdot C_E$$

Como C_E y C_S son la misma unidad, G es evidentemente un número.

Nota: Si la ganancia es menor que la unidad, se tiene un atenuador. Cuando se quiere multiplicar la ganancia, los amplificadores pueden colocarse en cascada.



$$C_S = G_1 \cdot G_2 \cdot C_E$$

En todo caso, existen amplificadores de "ganancia ajustable", en la que esta puede variarse entre límites muy amplios.

La ganancia de un amplificador también se puede medir en decibelios, definidos por:

$$dB = 20 \log_{10} C_S / C_E$$

Cuando el amplificador se acopla a un transductor primario (que es lo más frecuente) hay que tener cuidado con las impedancias de entrada y salida.

En efecto, con objeto de no tomar mucha corriente del transductor (con lo que este perdería linealidad o sensibilidad) la impedancia de entrada al amplificador debe ser lo más alta posible con relación a la impedancia de salida del transductor,

Igualmente, la impedancia de salida del amplificador debe ser lo más baja posible en relación a la impedancia de entrada del elemento siguiente a la cadena a él conectado, de manera que los efectos de carga en ese punto no sean excesivos.

En los amplificadores electrónicos ocurre que cuando los terminales de entrada se ponen en cero el voltaje de salida no es cero. Este efecto se debe a dos causas: desviación del cero y ruido.

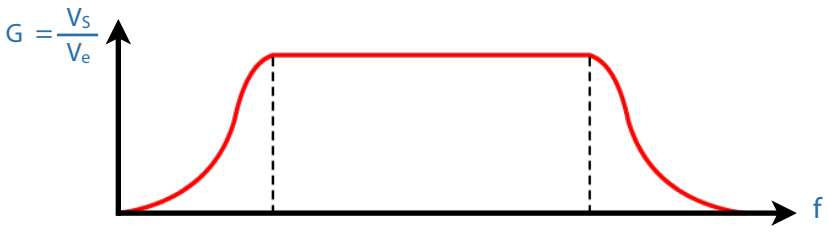
La desviación del cero es un cambio en el valor medio del voltaje de salida, a corto plazo, producido por causas térmicas. Por ello, los amplificadores disponen de unos ajustes de corrección del cero.

El ruido es una fluctuación rápida del voltaje de salida, alrededor del valor medio, y de corto plazo. Tiene su origen en varios procesos aleatorios asociados a los componentes electrónicos del amplificador, así como los efectos exteriores de las líneas de corriente eléctrica, sobre los cables de conexionado, motores eléctricos y osciladores cercanos, etc.

Cuando este ruido es alto comparado con la señal de entrada, al ser amplificado con ella pueden dar lugar a una salida bastante deficiente.

En consecuencia, un amplificador debe tener capacidad para filtrar tales señales parásitas, lo que se conoce como rechaza en modo común (RRMC). Se define éste como la relación en la que se atenúan las señales parásitas en relación con las deseadas, al pasar por el amplificador (aunque también dependen del transductor primario y de los cables de conexión).

Evidentemente, el RRMC está relacionado con el comportamiento dinámico del amplificador, y en concreto, con su curva de respuesta en frecuencia.

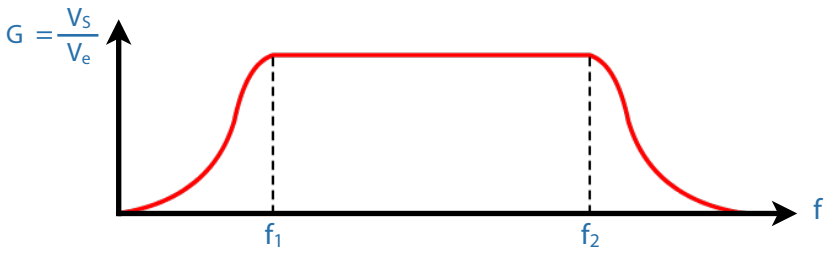


En la figura se observa una curva de este tipo, y como el amplificador “rechaza” las frecuencias muy altas y muy bajas.

Naturalmente, la capacidad de RRMC de un amplificador depende de la frecuencia de la señal de ruido.

Amplificadores a.c.:

Son amplificadores cuya respuesta dinámica en frecuencia es del tipo mostrado en la figura.



En otras palabras, son amplificadores que tienen una ganancia constante entre dos valores f_1 y f_2 de la frecuencia, pero que presentan una atenuación para frecuencias bajas o muy altas (no dejan pasar estas frecuencias extremas).

Ello significa que no son capaces de amplificar señales que varíen lentamente (y por consiguiente, mucho menos pueden amplificar una constante – corriente continua).

Un amplificador típico de efecto de campo, a base de transistores de silicio, pueden tener una ganancia ajustable de entre 10 y 1.000, una respuesta plana (de ± dB) entre 5 y 600 cps (ancho de banda), una impedancia de entrada de 108 Ω, una de salida de 103 Ω; un nivel de ruido inferior a 10 μV (respecto de la entrada); una salida a plena escala de 1.4 V; un tiempo de elevación de 3 μs; un tiempo de recuperación de 3 s para un impulso de 300 V.

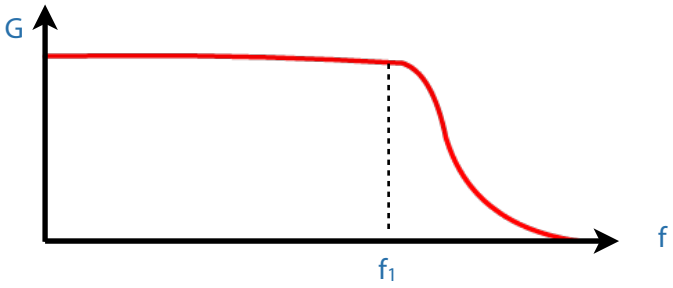
Amplificadores d.c.:

Son aquellos cuya respuesta dinámica en frecuencia es del tipo mostrado en la figura.

Son, por consiguiente, amplificadores capaces de funcionar con voltajes constantes por lo cual también se conocen como amplificadores de continua.

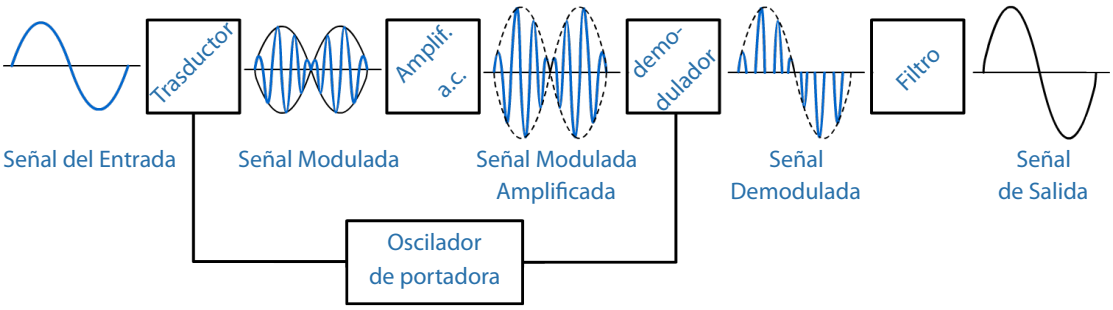
Las características típicas de un amplificador de continua a base de semiconductores de silicio pueden ser: ancho de banda de 0 a 20.000 cps, dentro de la banda ± 1 dB; impedancia de entrada de 107 Ω; impedancia de salida de 0.1 Ω; voltaje de salida de ± 10 V; corriente de salida de ± 100 mA; alinealidad ± 0.01 %; ganancia hasta 1.000; ruido de 4 μV para todo el

ancho de la banda; tiempo de recuperación para una sobrecarga de 10 V, 0.01 s; derivación del cero después de 30 min de funcionamiento de ± 0.02 %; etc., etc.



Nota: Antes de la aparición del transistor no se podían amplificar, directamente señales de frecuencias muy bajas o nulas.

Por ello se empleaban los desconocidos por "amplificadores de frecuencia portadora", cuyo funcionamiento se representa en la figura adjunta.



Amplificadores operacionales:

Son amplificadores d.c. de muy alta ganancia (entre 200.000 y 10^6), asociados con otros componentes externos, de manera que el conjunto "opera" sobre la señal de entrada, dando lugar a una señal de salida "modificada". Por ello se emplean en la construcción de derivadores, filtros, etc.)

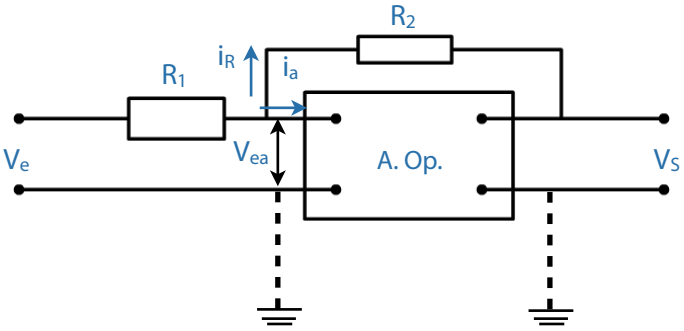
Se caracterizan, además, porque el voltaje de salida es opuesto al de entrada y por la alta impedancia de entrada.

Debido a su altísima ganancia, para obtener cualquier voltaje sensible en la salida, el voltaje de entrada puede ser prácticamente cero (despreciable).

Este voltaje prácticamente cero en la entrada se conoce como "tierra virtual", puesto que es cero pero no precisa estar conectado a tierra.

Si además de lo dicho se considera que también tienen una muy elevada impedancia de entrada, es obvio que la corriente que circula por este amplificador es también despreciable.

En la figura se representa un amplificador operacional con un circuito de dos resistencias R_1 y R_2 .



V_{Ea} = voltaje de entrada al amplificador 0

I_a = corriente entrada al amplificador 0

En este circuito se tiene:

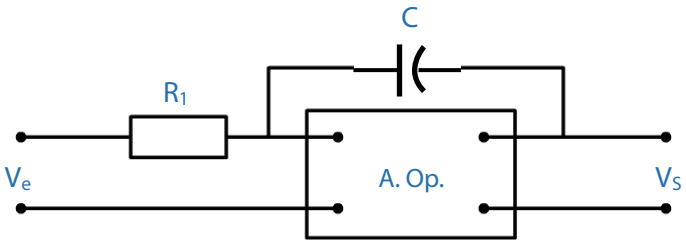
$$I_e = I_R$$

$$\frac{V_E - V_{Ea}}{V_1} = \frac{V_{Ea} - V_S}{R_2} \; ; \; \frac{V_E}{R_1} = - \frac{V_S}{R_2}$$

$$V_S = -V_E \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

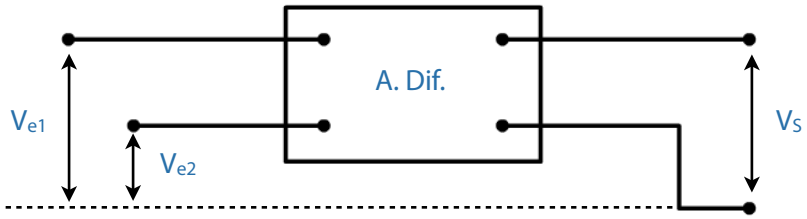
Expresión que demuestra que la tensión de salida es independiente de la ganancia del amplificador, y que sólo depende del valor de las resistencias R_1 y R_2.

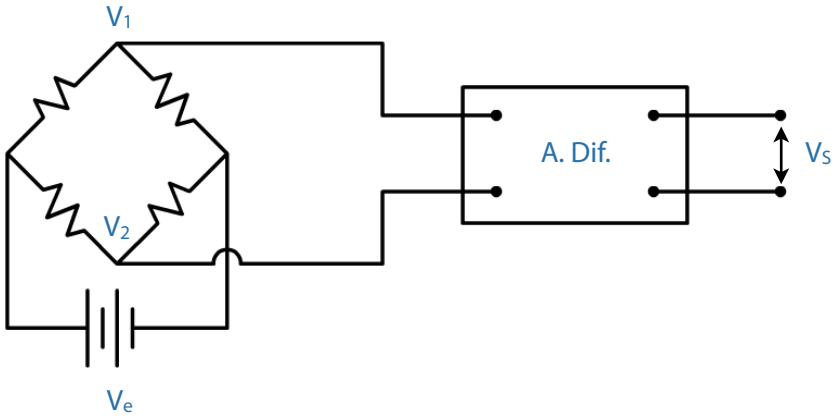
El circuito de la figura muestra el esquema de un integrador, utilizando un amplificador operacional.



Amplificadores diferenciales:

Son amplificadores capaces de amplificar la diferencia entre dos señales de entrada (respecto a una diferencia común).





Su aplicación más importante es para amplificar la diferencia de tensiones que aparece en los extremos de una diagonal de puente de Wheastone, como se ve en la figura.

$$V_S = G \cdot (V_A - V_S)$$

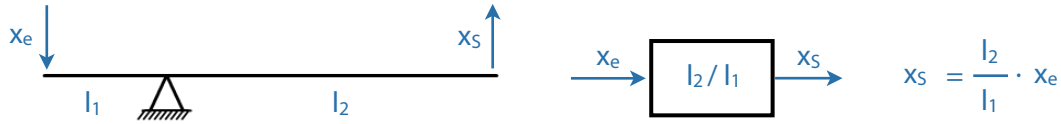
Amplificadores mecánicos:

Dentro de estos amplificadores se tiene la palanca simple, la palanca compuesta, los engranajes, trenes de engranaje, etc.

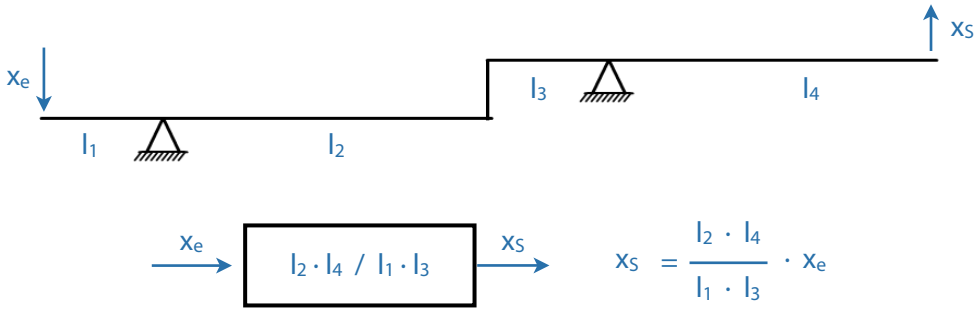
En todos ellos puede amplificarse tanto el movimiento como el esfuerzo.

Las figuras muestran claramente su funcionamiento y los valores de la ganancias.

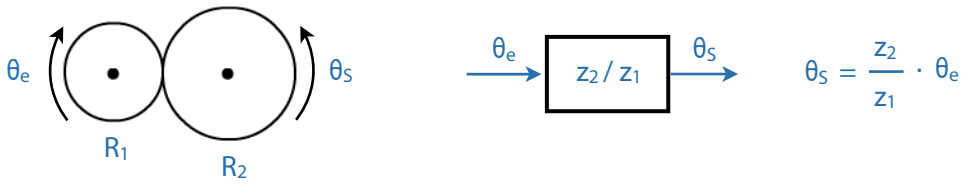
Palanca simple:



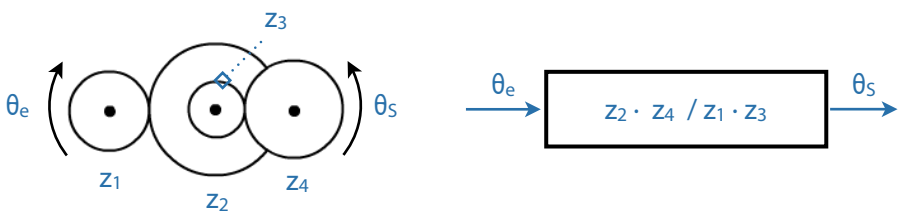
Palanca compuesta:



Engranaje:



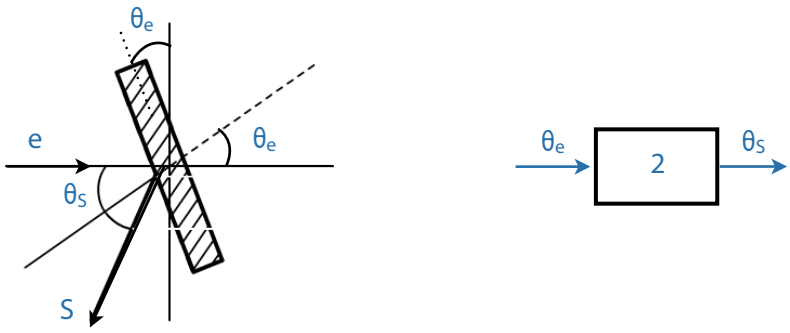
Trenes de engranaje:



Amplificadores ópticos:

Las leyes de la reflexión son las bases de estos amplificadores, usados en los oscilógrafos galvanométricos.

Tal como se ve en la figura, la ganancia de estos amplificadores es siempre 2 (a no ser que se combinen varios de ellos).



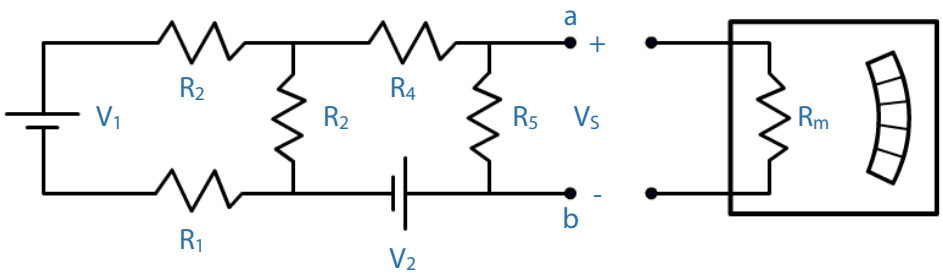
3.2.2.4. Adaptadores de Impedancia

Tal como se ha expuesto repetidas veces, la conexión entre los transductores primarios y los siguientes elementos de la cadena de medida y análisis requiere de una adecuada adaptación de impedancias, para poder medir correctamente las señales generadas por el transductor.

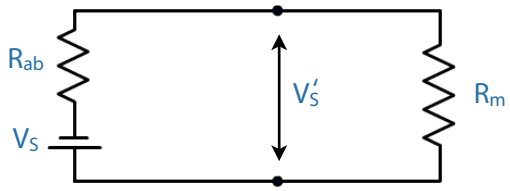
En este contexto son dos los aspectos ha considerar: la adaptación de impedancias cuando no se desee "modificar" el voltaje de salida de un transductor por efecto de su conexión al aparato siguiente de la cadena, y la adaptación de impedancias cuando se desee transmitir la máxima potencia de salida de una señal del transductor al siguiente aparato de la cadena (o producir la mínima pérdida de energía en el momento de ser acoplados).

Cuando se desee mantener el nivel (en tensión, por ejemplo) de la señal de salida de un transductor, en el momento de acoplarlo a "su carga" (el siguiente aparato de la cadena), la impedancia de entrada de ésta debe ser la más elevada posible.

Por ejemplo, el circuito de la figura a) representa el esquema eléctrico de un aparato para el que se desea conocer la tensión en bornes a-b, conectándolo al voltímetro de la figura b)



Evidentemente, desde el momento en que se conecte el voltímetro, la tensión entre a y b ya no será E, sino E_m , pudiendo calcularse ésta a partir del circuito equivalente mostrado en la figura c) y calculados por los teoremas de Thevenin.



Expresión que indica que para que el valor medio E_m se aproxime al existente E , R_m debe ser mucho mayor que R_{ab} .

$$R_{ab} = \frac{\left[\frac{(R_1 + R_2)\cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} + R_4\right]\cdot R_5}{\left[\frac{(R_1 + R_2)\cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} + R_4\right] + R_5} \qquad E_m = E \cdot \frac{R_m}{R_{ab} + R_m}$$

Al contrario que lo expuesto si lo que se desea es suministrar potencia a la carga (cuando ésta no sea un aparato de medida sino otro sistema que necesite toda la potencia que se disponía en el sistema a él acoplado), entonces las cosas ocurren en forma diferente.

En efecto, la potencia viene dada por

$$p = \frac{E_{ab}^2}{R_m}$$

Sustituyendo el valor de E_{ab}

$$p = \frac{E^2}{R_m} \cdot \left[\frac{R_m}{R_m + R_{aS}} \right]^2$$

De donde podemos deducir la condición de máxima potencia:

$$\frac{dp}{dR_m} = 0 \quad \rightarrow \quad R_m = R_{ab}$$

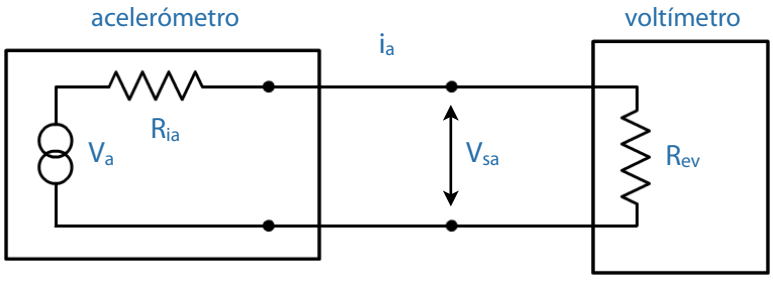
Expresión que indica que cuando se desee transmitir la máxima energía desde un transductor a su carga, la impedancia de ésta debe ser igual a la impedancia interna equivalente del transductor.

En resumen, y como principios generales en la adaptación de impedancia entre un transductor y su carga, se puede decir:

1. Cuando se desee "no modificar" el voltaje de salida de un transductor, la impedancia de la carga debe ser grande, ($Z_c >> Z_g$).
2. Cuando se desee transmitir la máxima energía de salida de una señal, hacia una carga cualquiera, la impedancia de esta debe ser baja, e igual a la impedancia interna del transductor ($Z_c = Z_g$).

A niveles prácticos, un circuito adaptador de impedancia puede consistir en un simple amplificador con una elevada impedancia de entrada y una baja impedancia de salida.

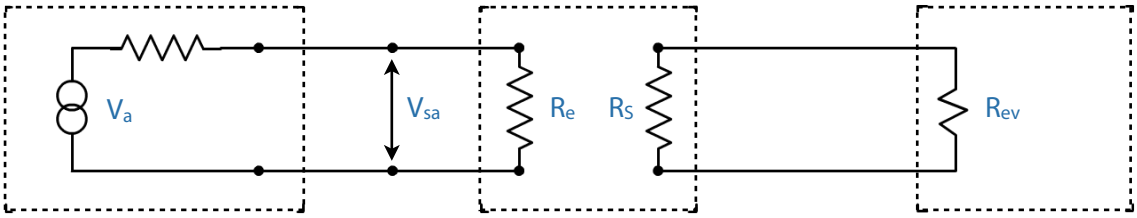
Las figuras representan la unión de un acelerómetro de impedancia de salida 5K con un visualizador, de impedancia de entrada 16 KΩ, primero sin el "adaptador" y luego con él. (Obsérvese que la ganancia de este amplificador debe ser 1).



Si $V_A = 5$ V

$$V_{BA} = i \cdot Z_{EV} = \frac{V_A \cdot Z_{EV}}{V_A + Z_{EV}} = 3,8\ V$$

es decir, se produce una caída de 1.2 V



Para $V_A = 5\ V$

$$V_{BA} = \frac{V_A \cdot Z_{EV}}{Z_A + Z_{EV}} = 4,99\ V$$

Es decir, se produce una caída de 0.01 V.

3.2.2.5. Moduladores de Señales.

Generalidades:

Cuando a la señal de salida de un transductor se le superpone una señal exterior denominada "portadora" (siempre de alta frecuencia, como mínimo un 80% o un 90% superior a la frecuencia de la señal de salida), el resultado es una "señal modulada", pero que encierra en sí misma toda la información de la señal original.

Esta operación (esencial en radio) tiene interés dentro de la cadena de medida en ingeniería mecánica para transportar señales "débiles" a gran distancia, inmersas en una onda portadora de mayor potencia.

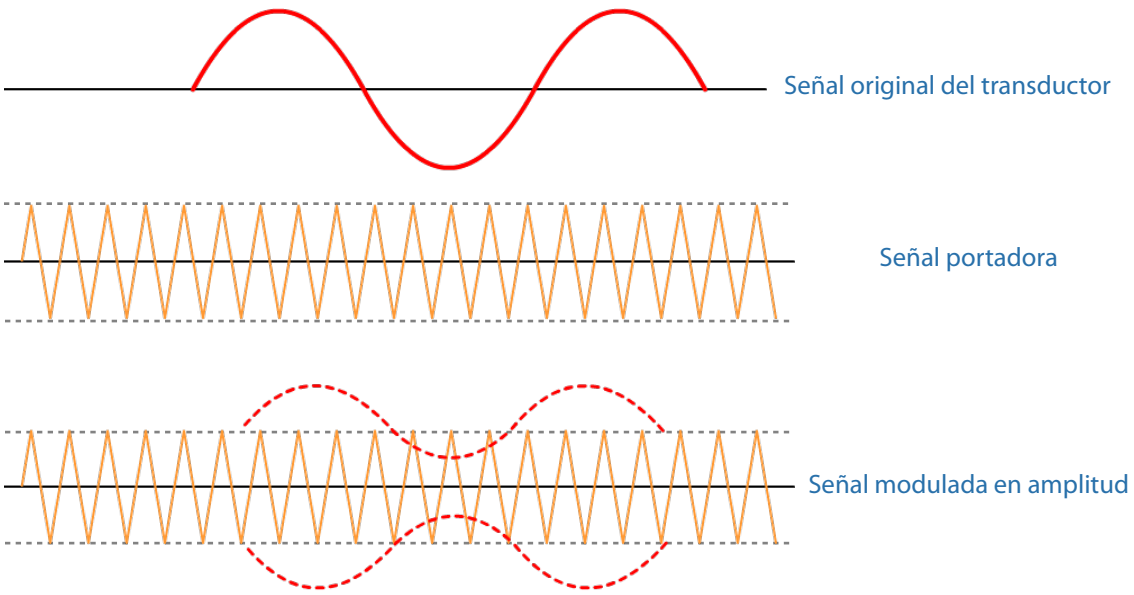
Evidentemente, la señal modulada precisa de una posterior "demodulación", para recuperar la señal original.

Básicamente son dos las técnicas de modulación empleadas en I.M: modulación de amplitud y modulación de frecuencia.

Modulación de amplitud:

Esta técnica, la más sencilla de las dos, consiste en sumar a la señal procedente del transductor una onda portadora, de frecuencia muy amplia y de amplitud constante.

El resultado es una onda de amplitud variable (modulada en amplitud). En ésta, las dos bandas laterales "contienen" la señal original, como se ve en la figura.

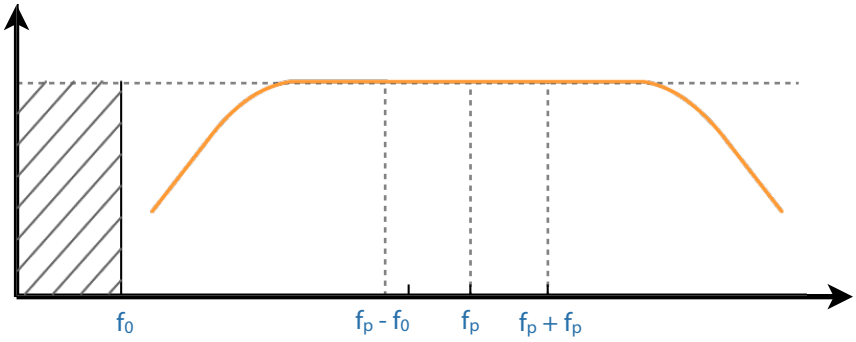


Una ventaja interesante de la modulación en amplitud es que puede ser amplificada con bastante facilidad, utilizando un amplificador a.c. por muy baja que sea la frecuencia de la señal del transductor.

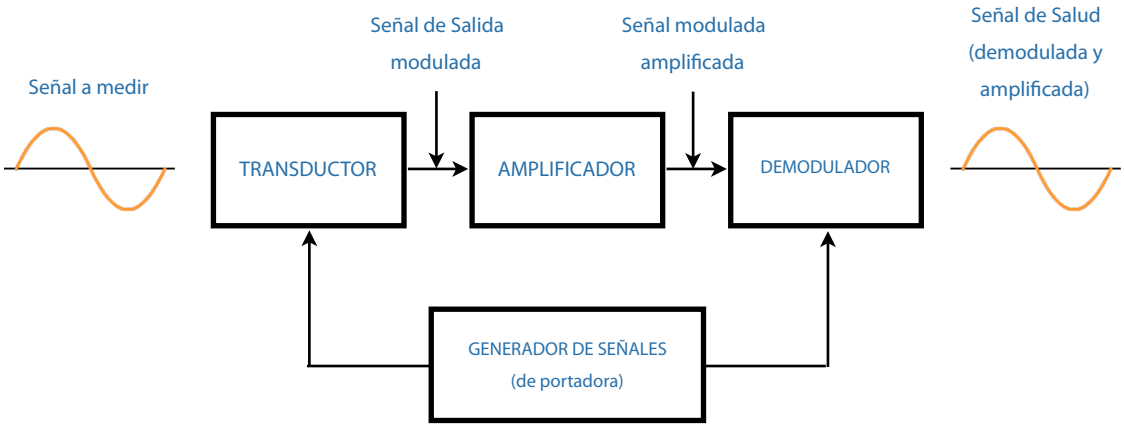
En efecto, si la señal de entrada varía entre 0 y f_1 y la de la portadora es f_2 , la señal modulada variará entre $f_2 - f_1$ y $f_2 + f_1$ Hertzios.

(Valores típicos en ingeniería mecánica pueden ser f_1 = 200 Hz y f_2 = 10 KHz, con lo cual la frecuencia de la pulsación será 9800 Hz – 10200 Hz).

En la figura se ve perfectamente que la señal de entrada no sería amplificada, mientras que la señal modulada cae totalmente dentro del rango lineal del amplificador.



El circuito completo de un sistema de modulación de amplitud constará de los elementos que se ven en la figura.



Como se ve, el demodulador tiene dos entradas: por una recibe la señal modulada, y por la otra recibe la señal idéntica a la portadora. Cuando ambas están en la fase, el demodulador de una salida poditiva; cuando las dos señales están desfasadas 180º, la salida es negativa.

De esta manera, el demodulador reproduce fielmente la señal original (amplificada o no, dependiendo de la ganancia del amplificador).

Modulación de frecuencia:

En los sistemas de este tipo, la frecuencia instantánea de la onda portadora se varía en una cantidad proporcional a la amplitud de la señal original.

Nota: Se define la frecuencia instantánea por la relación:

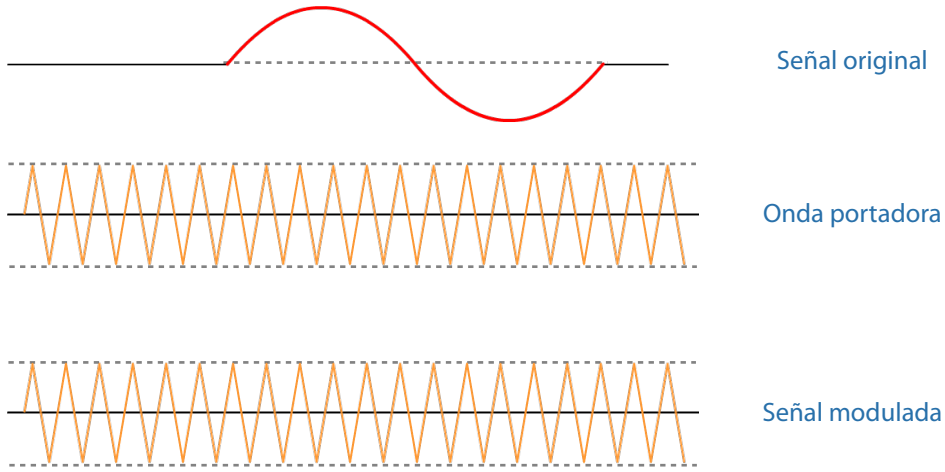
$$f_i = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

En efecto, para un movimiento armónico, la frecuencia circular w es constante, y se tenía:

$$f = 1/T = w/2\pi \, Hz$$

Cuando w no sea constante, se tendrá la expresión [1]

El resultado es una onda de amplitud constante y frecuencia variable (modulada en frecuencia), como se ve en la figura:



Obsérvese en la figura que la señal de salida del modulador será indéntica a la señal de la portara si la señal original es nula (por ejemplo, corriente continua a señal de entrada cero).

Cuando la señal de entrada es positiva, la frecuencia de la portadora aumenta (se encoje), en un tanto por ciento a la amplitud de la señal de entrada.

Cuando ésta es negativa, la frecuencia de la portadora disminuye (se estira) en un tanto por ciento también proporcional al valor de la señal.

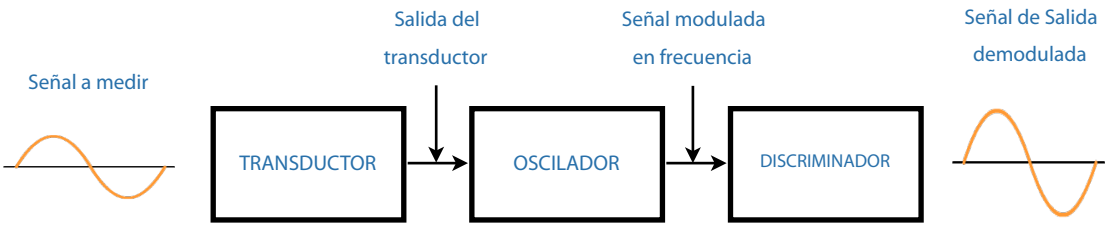
La modulación en frecuencia representa una clara ventaja respecto de la modulación en amplitud. En efecto, en aquella, cualquier ruido indeseable en el sistema modulaba a la portadora y era amplificado con ella.

Sin embargo, la modulación en frecuencia es insensible a los cambios de amplitud, por lo cual la señal de ruido no será amplificada cuando se amplifique la señal modulada.

Por otro lado, la modulación de frecuencia no necesita el requisito de una portadora un 80% - 90% mayor en frecuencia que la original (lo cual, para un modulador de amplitud dado, limita la frecuencia de la onda a modular), por lo que puede ser empleado para cualquier rango de frecuencias de la señal del transductor.

(Por el contrario, su precio es mucho más caro).

Un circuito completo para una modulación en frecuencia es el mostrado en la figura.



El modulador en este caso es un oscilador electrónico que cambia su frecuencia de resonancia con las variaciones de la capacitancia o de la inductancia del transductor (por ello, esta técnica de modulación está limitada a transductores capacitivos o inductivos).

Estos cambios de frecuencia, respecto de una frecuencia de referencia, son detectados por el discriminador, el cual produce un voltaje (señal de salida) proporcional a tales desviaciones.

3.2.3. Elementos Conversores de Señal.

Introducción:

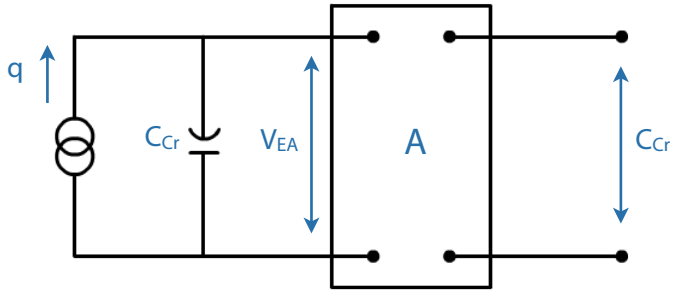
Estos elementos se emplean para convertir un tipo de señal a la salida del transductor primario en otra señal de tipo diferente.

(Por ejemplo, la señal de carga variable de un transductor piezoeléctrico en una tensión variable; o la rotación obtenida en la salida de un engranaje, en una translación; etc.)

Convertidores electrónicos: convertidor de carga:

Se emplean para convertir la señal de carga variable de un transductor piezoeléctrico en una señal de tensión.

Como sabemos, un transductor piezoeléctrico puede considerarse un generador de carga y una capacidad en paralelo, como se ve en la figura.



En el amplificador de ganancia G se verificará $V_S = G \cdot V_{EA}$

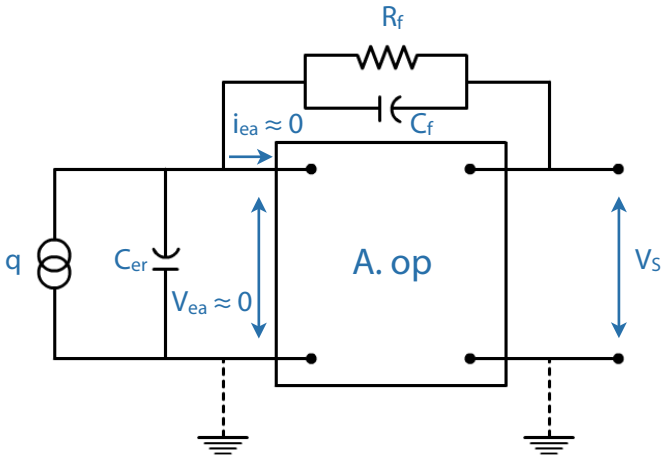
Por otra parte, $V_{EA} = Q / C_{cr}$

De donde:

$$V_S = \left(\frac{G}{C_{cr}} \right) \cdot Q \quad \rightarrow \quad V_S = K \cdot Q$$

Es decir el voltaje de salida es proporcional a la carga en el cristal.

Un circuito un poco más complejo es el mostrado en la figura.

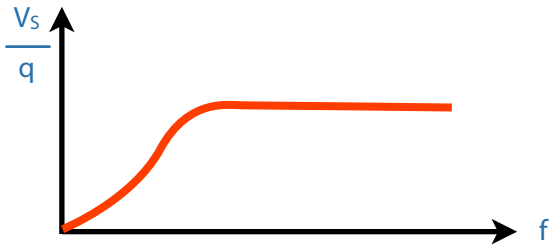


En el se ha representado el generador de carga $q = K \cdot x_E$; la capacidad de la placa del cristal y el cable por C_{cr} ; un amplificador operacional (tensión y corriente de la entrada nulas, debido a su altísima impedancia de entrada); una resistencia C_f , colocadas en paralelo entre sí, y a su vez en serie con el amplificador.

El análisis de este circuito de un función de transferencia similar a la vista en la página

$$\frac{V_S}{X_E} = \frac{K \cdot \Gamma \cdot D}{\Gamma \cdot D + 1} \rightarrow V_S = \frac{\Gamma \cdot D}{\Gamma \cdot D + 1} \cdot q$$

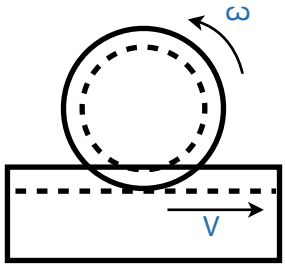
En donde $\Gamma = R_f \cdot C_f$



A pesar de la mala o nula respuesta para frecuencias bajas, la utilidad de este dispositivo es que la constante de tiempo no depende de la capacidad del cristal ni la de los cables de conexión, pudiendo por tanto utilizarse cables largos entre el transductor y el amplificador.

Convertidores mecánicos:

El ejemplo más típico es el par dentado piñón – cremallera, que convierte una rotación en translación, aunque por supuesto existen otros muchos ejemplos.



3.2.4. Elementos para la Transmisión de la Señal.

Introducción:

Cuando dos componentes de una cadena de medida que han de estar conectados se encuentran más o menos distantes se precisa transmitir la señal entre ellos por medio de un "canal de comunicación".

Tal canal puede significar una conexión directa (de tipo mecánico, neumático, eléctrico, etc.) o indirecta, a través de señales de radio.

La conexión directa puede estar limitada por la distancia y por el movimiento relativo entre los dos elementos conexionados (así, es impensable una conexión directa entre un satélite y su estación de seguimiento, pero también es difícil una conexión directa entre un transductor colocado en la punta de una hélice de avión y el equipo instalado a bordo).

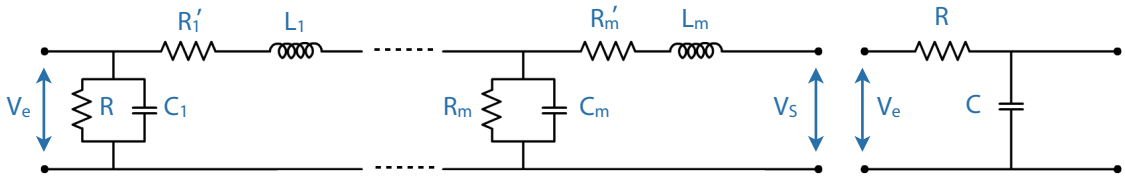
Para tales casos la imposibilidad o dificultad, tanto para cortas como para las largas distancias, se emplea el "canal de transmisión por radio", también conocido como "telemetría".

Transmisión directa:

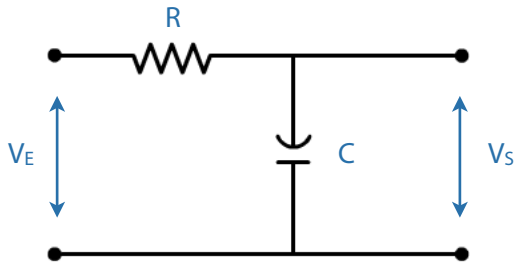
Las más usuales son la transmisión de señales eléctricas por cable y la transmisión de señales neumáticas.

En la transmisión de señales eléctricas por cable ha de tenerse presente su resistencia, su inductancia y su capacitancia, que además se encuentran distribuidas en toda su longitud.

La figura representa el esquema eléctrico que idealiza un cable.



Si la línea no es muy larga, y las frecuencias no demasiado altas, puede representarse por el esquema más simplificado de la figura, donde la inductancia se ha despreciado y R y C representan la resistencia y capacitancia totales del cable.



Normalmente, para disminuir el valor de la inductancia los cables que transmiten señales de baja potencia y alta frecuencia se construyen convenientemente apantallados.

(Valores típicos de resistencias de cables suelen ser de 0.01 Ω por pie, mientras que la capacitancia puede valer del orden de 30 pf/pie).

Transmisión por radio:

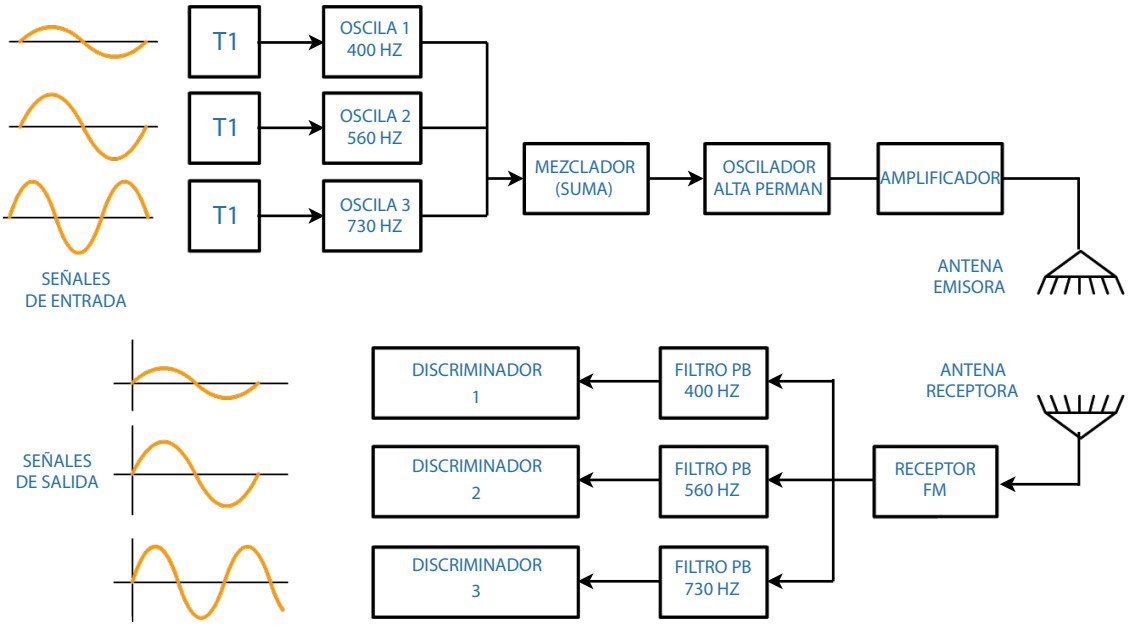
El esquema básico de transmisión de señales por radio es mostrado en la figura. En él se observa que pueden transmitirse simultáneamente datos de varios transductores, y en él se emplea una doble modulación en frecuencia.

La primera modulación modula las señales de salida de los transductores (que son de baja potencia), cada una en una frecuencia portadora diferente.

La segunda modulación modula el conjunto de las señales anteriores (se suma) con una frecuencia portadora mucho más elevada, de manera que sea susceptible de una transmisión por radio con una antena de pequeño tamaño.

Una antena receptora recibe la señal, la cual es filtrada en una primera etapa para separar la señal procedente de cada transductor.

Luego, cada una de ellas se pasa por un discriminador (compuesto por un demodulador de F.M. y un filtro de paso bajo, que sólo deja pasar la señal del transductor, de baja frecuencia), del cual se obtiene la señal de salida, similar a la producida por el transductor.



3.3.1.1. Filtros

Generalidades:

Muchas veces la señal que procede de los transductores, acondicionada o no, posee una serie de componentes parásitos (ruidos) que se hace preciso eliminar.

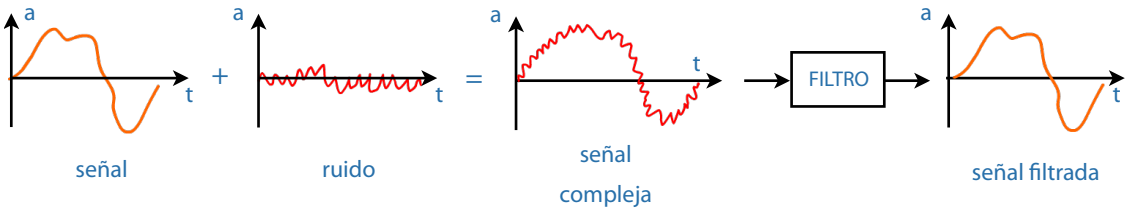
Otras veces una señal compleja, que está compuesta de una suma de señales de diferentes frecuencias, interesa descomponerla, es decir, separar las diferentes frecuencias que la compone.

Los filtros son transductores (en sentido amplio de transductor) capaces de dejar pasar a su través señales de unas ciertas frecuencias y no deja pasar las de otras.

De esta forma, los filtros son idóneos para suprimir ruidos de una señal de un transductor (por ejemplo, si la frecuencia del ruido es muy superior a la señal procedente del captador, un filtro que no deje pasar las frecuencias altas y si las bajas, produciría a su salida una señal libre de tal ruido), así como para conocer las causas originarias de una señal (por ejemplo, una señal captada por un acelerómetro, colocado sobre un rodamiento de un rotor puede proceder de un desequilibrio del mismo y de un defecto en el rodamiento. Cada una de estas

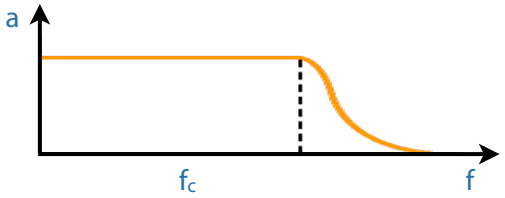
causas origina una vibración de diferente frecuencia, con lo cual un filtro podría separarlas y "reconocer" su existencia).

En la figuras se ha representado gráficamente el proceso de filtrado:

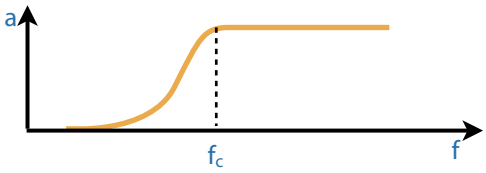


Atendiendo al tipo de frecuencias que pasan y que son rechazadas, los filtros se caracterizan en :

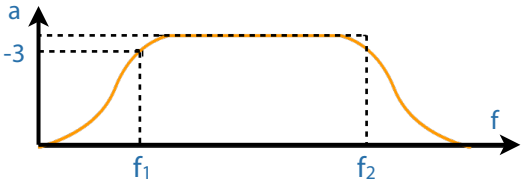
- Filtros de paso bajo: dejan de pasar las frecuencias bajas y rechazan las altas (en realidad las atenúan casi totalmente).



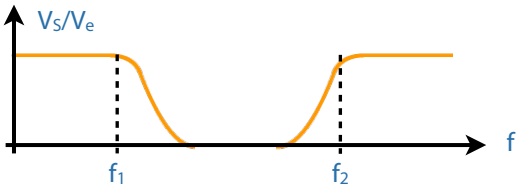
- Filtros de paso alto: dejan pasar las frecuencias altas y dejan pasar las frecuencias bajas.



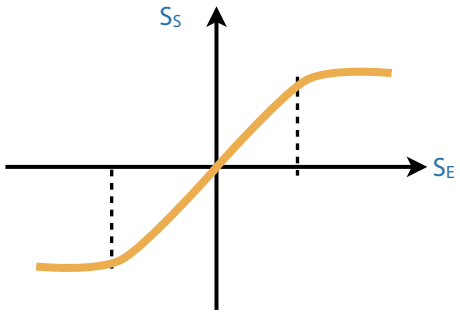
- Filtros de banda de paso: dejan pasar las frecuencias en una cierta banda de éstas, y rechazan todas las demás.



- Filtros de banda de rechazo: rechazan las frecuencias en una cierta banda y dejan pasar todas las demás.



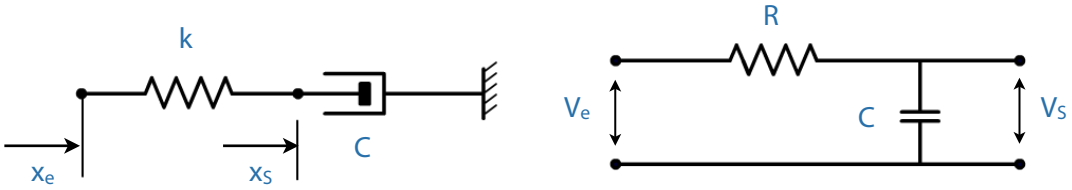
Los filtros son elementos pasivos, de primer orden, con una relación entrada-salida lineal, excepto en la zona de saturación.



Los filtros pueden conseguirse tanto con elementos eléctricos como mecánicos, neumáticos, etc,.

Filtros de paso bajo:

- Son, como ya se dijo, los que sólo dejan pasar las frecuencias bajas.
- En las figuras se representan algunas configuraciones prácticas.



(Obsérvese el comportamiento del filtro mecánico, constituido por un resorte de rigidez K en serie con un amortiguador de constante de amortiguamiento C: si C es grande, los movimientos de variación rápida de XE no pueden ser seguidos por XS por impedirlo el amortiguador unido al soporte (XS sólo responde a movimientos lentos de XE).

La función de transferencia de estos filtros es del tipo:

Eléctricos

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{\Gamma \cdot D + 1}$$

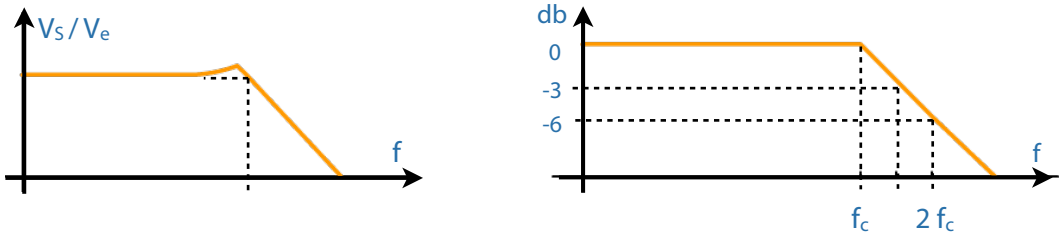
Mecánicos

$$\frac{X_S}{X_E} = \frac{1}{\Gamma \cdot D + 1}$$

La curva de respuesta en frecuencia es la mostrada en la figura a)

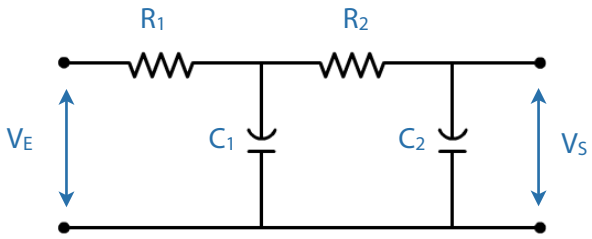
En los filtros se define la frecuencia de corte como el valor de la frecuencia para la cual la relación de amplitudes ha sido atenuada en 3 DB

(En la figura b) se ha dibujado la misma gráfica, pero en decibelios frente a w_E)

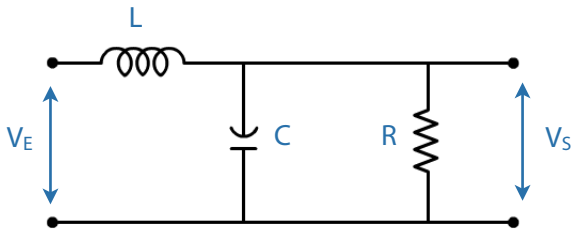


Como se observa en la figura, la atenuación de estos filtros es bastante gradual, y en general es del orden de 6 DB por octava de banda de frecuencia (cuando se duplica la frecuencia – octava $-20 \log_{10} \cdot V_S / V_E = 6$)

Precisamente, debido a esta poca verticalidad de la frecuencia, en la zona de atenuación (rechazo), estos filtros no hacen una discriminación muy rigurosas de frecuencias, por lo que se añaden más etapas para mejorar la "definición" del corte.



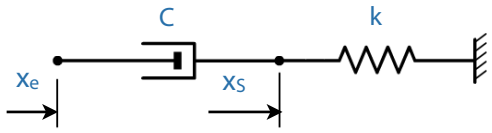
También puede mejorarse el filtrado introduciendo inductancia como se ve en la figura.



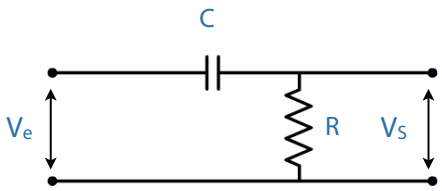
Filtros de paso alto:

Son, como ya se dijo, los que sólo dejan pasar las frecuencias altas.

En las figuras se representan algunas configuraciones prácticas.



$$\frac{x_S}{x_e} = \frac{\tau D}{\tau D + 1}$$



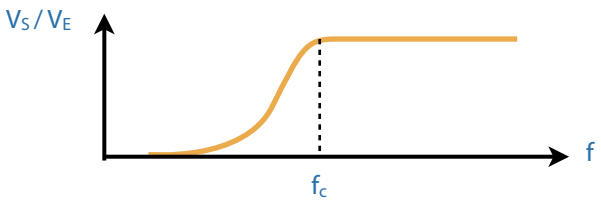
$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{\tau D}{\tau D + 1}$$

(Obsérvese el comportamiento del filtro mecánico: si C es grande y K también, los movimientos rápidos de X_E no pueden ser seguidos por el amortiguador, y se transmiten íntegramente al resorte, el cual permite que X_S sea parecido, o igual, que X_E . Sin embargo, los movimientos lentos de X_E son absorbidos por el amortiguador sin que el resorte se comprima a expanda, quedando X_S en reposo).

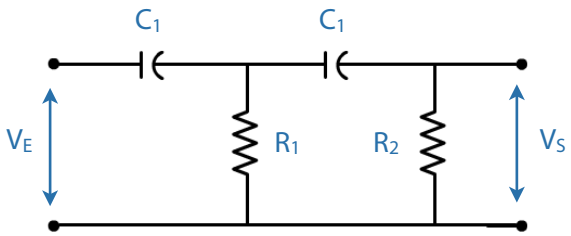
Las funciones de transferencias de los filtros son del tipo:

Eléctricos	Mecánicos
$\frac{V_S}{V_E} = \frac{\Gamma \cdot D}{\Gamma \cdot D + 1}$	$\frac{X_S}{X_E} = \frac{\Gamma \cdot D}{\Gamma \cdot D + 1}$
$\Gamma = \Gamma \cdot C$	$\Gamma = C / K$

La curva de respuesta en frecuencia es la mostrada en la figura, con las mismas definiciones para la frecuencia de corte y atenuación.

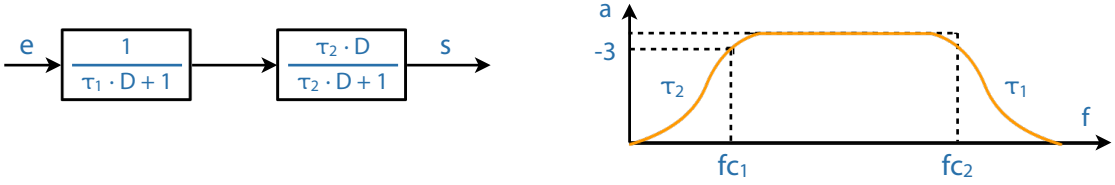


Para mejorar el rechazo (hacer más estrecha la banda de atenuación progresiva), pueden colocarse varias etapas.



Filtros de banda de paso:

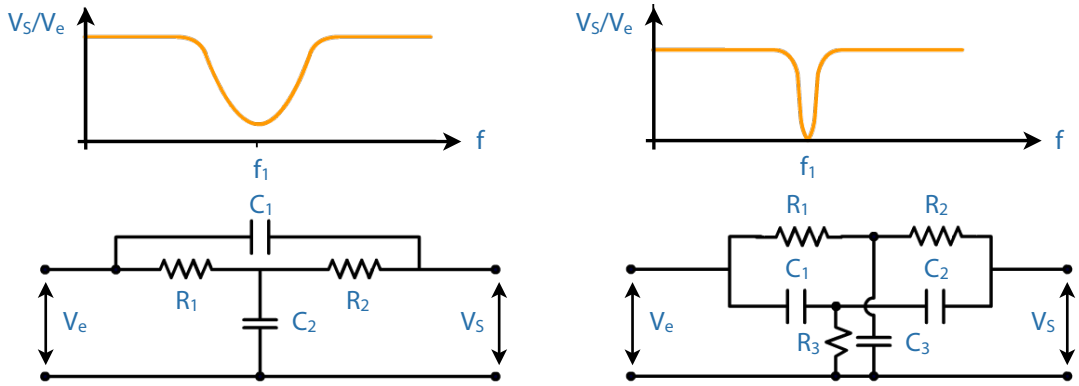
Cuando se colocan en cascada un filtro de paso bajo y otro de paso alto se obtiene un filtro con dos frecuencias de corte con las características que se observan en las figuras:



$fc_2 - fc_1 =$ ancho de banda

Filtros de banda de rechazo:

Pueden conseguirse también filtros que eliminen una cierta banda de frecuencia, con los circuitos que se ven en las figuras:



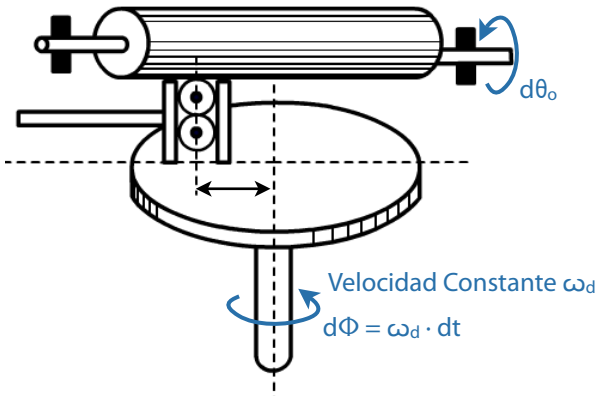
(El primero atenúa fuertemente la frecuencia f_1 , pero no la elimina. El segundo circuito sí la elimina y además con una mejor atenuación a ambos lados).

3.3.1.2. Integradores

Muchas veces se precisa en I.M. integrar una variable del tiempo obtenida de un transductor (por ejemplo, obtener una velocidad, o un desplazamiento, a partir del conocimiento de la aceleración medida con un acelerómetro).

Para ello se emplean los integradores, que son elementos pasivos, de primer orden, y por tanto presentan todas las características de estos.

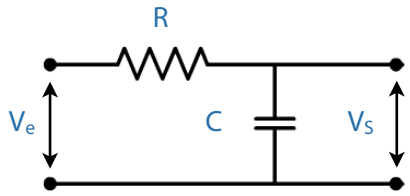
Pueden resolverse, en la práctica, en forma mecánica, o eléctrica. Un ejemplo sencillo de los primeros es el mostrado en la figura, que corresponde a un integrador de bola y disco



En él, el ángulo de rotación del cilindro (θ_S) es proporcional a la primera integral del desplazamiento x_E , según se demuestra de la ecuación:

$$\frac{\theta_S}{x_E} = \frac{w_d}{R \cdot D} \rightarrow \theta_E = \frac{w_d}{R} \cdot \int x_E \cdot dt$$

Un ejemplo sencillo de un integrador eléctrico es el filtro de paso bajo de la figura, cuando $w \cdot \tau >> 1$. En efecto:



$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{\tau \cdot D + 1} \quad ; \quad \tau = R \cdot C$$

La ecuación en frecuencia, si la señal de entrada es armónica, ($V_E = V_E \cdot \text{Cos } w_E \cdot t$) puede escribirse:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| \cdot (w) = \frac{1}{i \cdot w \cdot \tau + 1}$$

Si se cumpliera que $w \cdot r >> 1$, quedaría:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| \cdot (w) \approx \frac{1}{i \cdot w \cdot \tau}$$

O lo que es igual:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| \cdot (w) = \frac{1}{\tau \cdot D}$$

De donde:

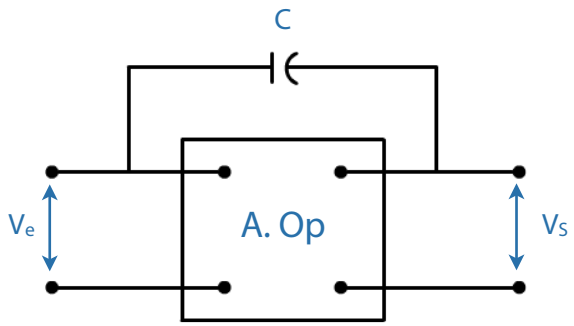
$$V_S \approx 1/\tau \cdot \int V_E \cdot dt$$

Obviamente, si la señal de entrada es la suma de muchos armónicos (movimiento periódico), la expresión anterior sólo será válida para aquellas frecuencias que cumplieran $w \cdot \tau >> 1$.

Como τ es un valor fijo para cada integrador, la aproximación será tanto mejor cuanto más alta sea la frecuencia circular w_E de la señal de entrada.

Parece entonces que este integrador daría buenos resultados para todas las frecuencias que se eligiera una τ lo suficientemente pequeña. Sin embargo, ello requiere que R y/o C sean grandes, con lo cual se pierde potencia en la señal de salida (en la práctica esto se resuelve con un amplificador de V_S).

Otro sistema eléctrico que también puede usarse es el circuito de la figura, en base a un amplificador operativo.



$$V_S = 1/(R \cdot C) \cdot \int V_E \cdot dt$$

Desde un punto de vista general, la función de transferencia de un integrador es del tipo:

$$V_S = K \cdot \int V_E \cdot dt \qquad \text{integrador simple} \quad [1]$$

$$V_S = K' \cdot \int\int V_E \cdot dt \qquad \text{integrador doble} \quad [2]$$

(K tiene las dimensiones de seg^{-1} y K' de seg^{-2})

Si la tensión de entrada es de tipo armónico

$$V_E = V_E \cdot \text{Cos } w_E \cdot t$$

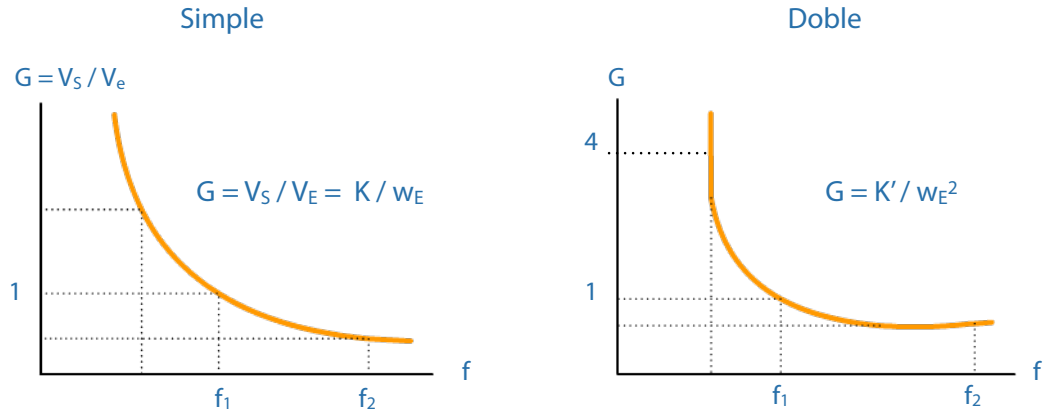
(O una suma de armónicos)

Obtendríamos de las ecuaciones [1] y [2]:

$$V_S = (K/W_E) \cdot V_E \qquad \text{integrador simple} \quad [3]$$

$$V_S = (K' / W_E^2) \cdot V_E \qquad \text{integrador doble} \qquad [4]$$

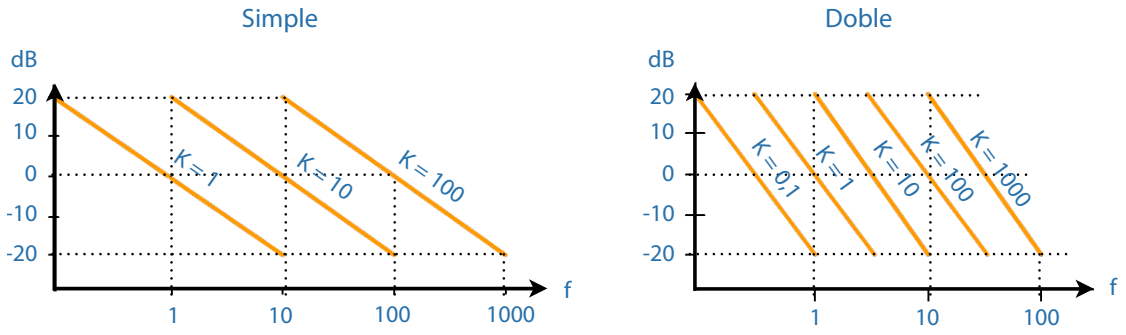
De donde se deducen las correspondientes funciones de respuesta en frecuencia.



Como se observa, para ambos integradores la ganancia tiende a cero al crecer la frecuencia, y a infinito cuando la frecuencia tiende a cero. Estas características imponen unos límites bastante estrictos a las frecuencias de excitación de estos aparatos.

La frecuencia para la cual la ganancia vale 1 se le denomina "frecuencia de transición". Por encima de la misma el integrador atenúa la señal, y por debajo, la amplifica.

Si se representa la ganancia G frente a w_E en unas coordenadas logarítmicas (mejor decibelios frente a w_E) se obtienen las gráficas de la figuras, en el cual las hipérbolas anteriores se convierten en líneas rectas.



Como es lógico, a la frecuencia de transición le corresponde una ganancia de 0 DB, cualquiera que sea el valor de la constante de integración.

La pendiente de todas las curvas es idéntica, e igual a –6 DB por octava para el integrador simple y –12 DB por octava para el integrador doblee, siendo por tanto independiente de la constante de integración.

Estas curvas confirman también que un integrador sólo puede ser utilizado en un margen estrecho de frecuencias, a menos que su constante de integración pueda ser modificada (por ejemplo, dando otros valores a R y C, si se emplea un integrador del tipo filtro por debajo).

En los integradores simple, las señales de entrada y salid están desfasadas π / 2 rad (90º), mientras que en las dobles están desfasadas π rad (180º).

Nota: Obsérvese que en los integradores, el ruido, normalmente de una frecuencia mucho mayor que la señal de entrada, es totalmente amortiguado.

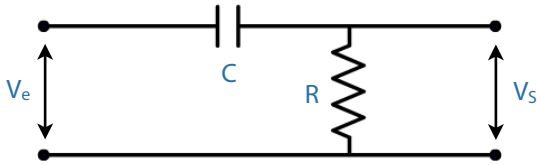
3.3.1.3. Derivadores

Cuando se precisa derivar una cantidad analógica (obtenida de un transductor), variable en el tiempo, se usa un derivador.

Este instrumento transforma una señal proporcional a un desplazamiento en otra señal proporcional a una velocidad (de translación), y ésta, a su vez, en otra proporcional a una aceleración.

Por ejemplo, con un instrumento de este tipo, puede obtenerse un registro de la aceleración y de la vibración de un elemento a partir de la señal de obtenida con un captador de velocidad de desplazamiento.

Un ejemplo sencillo de derivador es un filtro de paso alto haciéndolo funcionar de manera que $\tau \cdot w_E >> 1$.



Según vimos, la función de transferencia vale:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| = \frac{1}{\tau \cdot D + 1} \quad ; \quad \tau = R \cdot C$$

Si la señal de entrada es de tipo armónico, la función de respuesta será:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| \cdot (w) = \frac{i \cdot w_E \cdot \tau}{i \cdot w_E \cdot \tau + 1}$$

Si $w_E \cdot \tau << 1$, se verificaría:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| \cdot (w) = i \cdot w_E \cdot \tau$$

O lo que es igual:

$$\left| \frac{V_S}{V_E} \right| \cdot (w) \approx \tau \cdot D$$

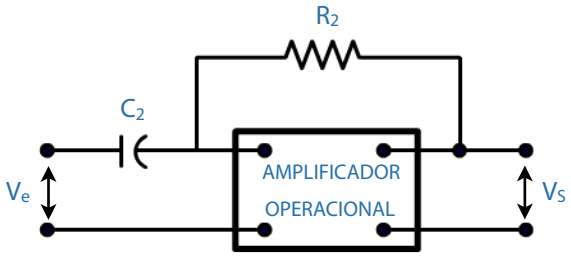
De donde:

$$V_S \approx \tau \cdot \frac{dV_E}{dt}$$

Evidentemente, para una τ dada, la aproximación será tanto mejor cuanto más pequeña sea w_E.

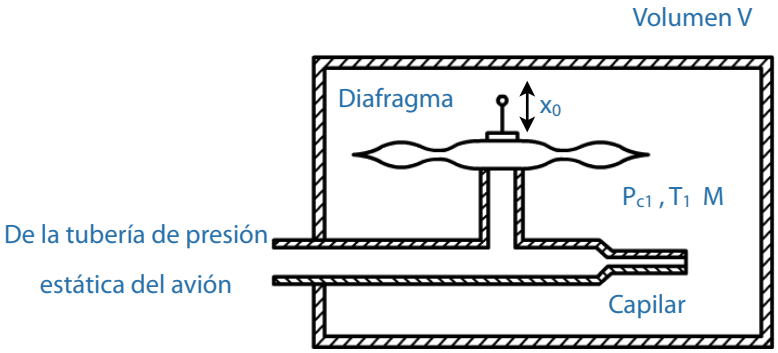
Para diferenciar frecuencias altas se precisaría disminuir R y/o C, lo cual tiene el inconveniente de que reduce la sensibilidad.

Otro sistema eléctrico para derivación de que mejores resultados es el mostrado en la figura, realizado en base a un amplificador operacional.



$$V_S = -\tau \cdot \frac{dV_E}{dt}$$

Los derivadores también pueden resolverse en forma mecánica, neumática, etc.



En la figura se representa un derivador neumático, para medir la velocidad de ascenso (o descenso) de los aviones.

En él, el desplazamiento x_s es proporcional a la velocidad de ascenso o descenso del vehículo.

Desde un punto de vista general, la función de transferencia de un derivador tiene la forma:

$$V_S = K \cdot \frac{dV_E}{dt}$$

(siendo K una constate medida en segundos)

Si la señal de entrada es de tipo armónico:

$$V_E = V_E \cdot \text{Cos}\, w_E \cdot t$$

Sustituyendo y operando se obtiene:

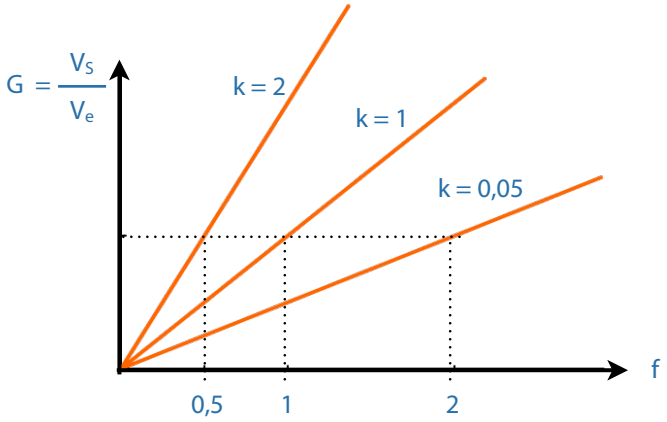
$$V_S = K \cdot w_E \cdot V_E$$

Con lo cual, la función de respuesta en frecuencia será:

$$G = \frac{V_S}{V_E} = K \cdot w_E$$

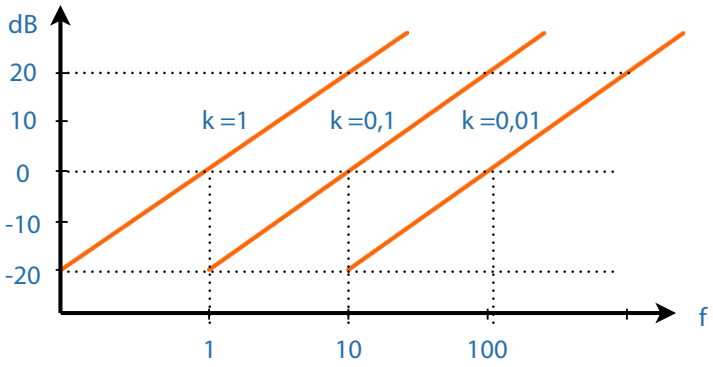
(Como se ve, la ganancia aumenta, en forma lineal, al aumentar wE)

Gráficamente tendremos:



La frecuencia para la cual la ganancia vale 1 se le denomina frecuencia de transición. Por encima de dicho valor el derivador amplifica la señal de entrada, y por debajo la atenúa.

Representando las curvas anteriores (para diferentes valores e K) en unas coordenadas logarítmicas, tendremos la figura:



Obviamente, la frecuencia de transición corresponde a una ganancia de 0 decibelios.

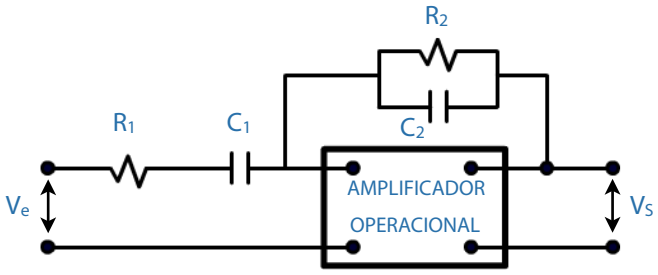
La pendiente de todas las curvas es la misma, y vale + 6 DB por octaba (o 20 DB por década). Este valor es independiente de la constante K del derivador.

Las señales de entrada y salida de un derivador están desfasadas $\pi/2$, para todas las frecuencias.

El aumento de la ganacia con la frecuencia origina uno de los mayores inconvenientes de los derivadores, cual es la gran amplificación que se origina sobre el ruido existente, normamente de elevada frecuencia (repecto de las frecuencias que se manejan en I.M.)

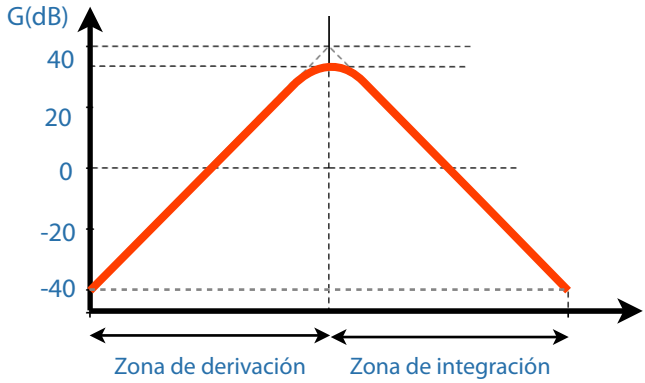
Para subsanar este inconveniente se recurre al filtrado previo de la señal, o a la utilización de otros derivadores más complejos, capaces de amortiguar el ruido de alta frecuencia.

Entre ellos, el más conocido es el de "compensación integral", constituido como se ve en la figura.



Como se observa, se han introducido dos elementos nuevos, R_1 y C_2 que constituyen en sí mismos un integrador (ver integradores) sobre el amplificador operacional.

Eligiendo convenientemente R_1, C_1 y R_2 y C_2, la respuesta en frecuencia puede ser la mostrada en la figura.



Como se ve, el circuito se comporta como un derivador para frecuencias bajas y como un integrador para frecuencias altas, eliminando así el problema señalado de amplificación de ruidos.

3.3.1.4. Sumadores

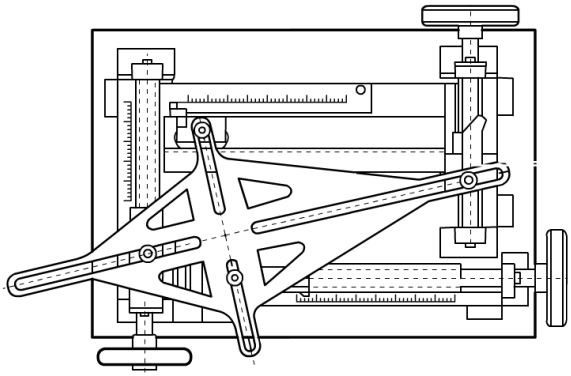
Cuando se precisa sumar dos o más señales mecánicas o eléctricas, procedentes de sendos productores, se emplean unos elementos denominados sumadores.

Estos pueden resolverse en forma mecánica o en forma eléctrica, empleándose los primeros cuando las dos cantidades a sumar son desplazamientos mecánicos (así como la que se desea obtener), y los segundos cuando las señales son eléctricas.

Los sumadores mecánicos pueden resolverse por mecanismos diversos, como se ve en las figuras:

Mecanismos de tornillo:

Permite sumar tres movimientos, simultáneamente. Los números a sumar se introducen haciendo girar los volantes 1, 3 y 6, enlazados con tornillos que desplazan las correspondientes tuercas sobre sus escalas (los números introducidos se leen en las escalas 7, 2 y 5).



La suma se lee en la escala 4.

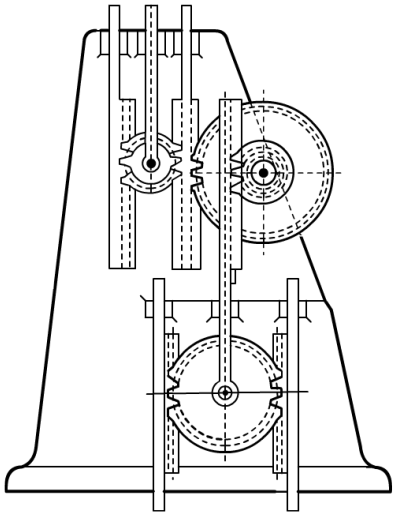
Mecanismos de engranajes:

El mecanismo de la figura puede calcular la semisuma de 3 cantidades.

La primera se introduce por la cremallera 2; la segunda por la 4 y la tercera por la 4.

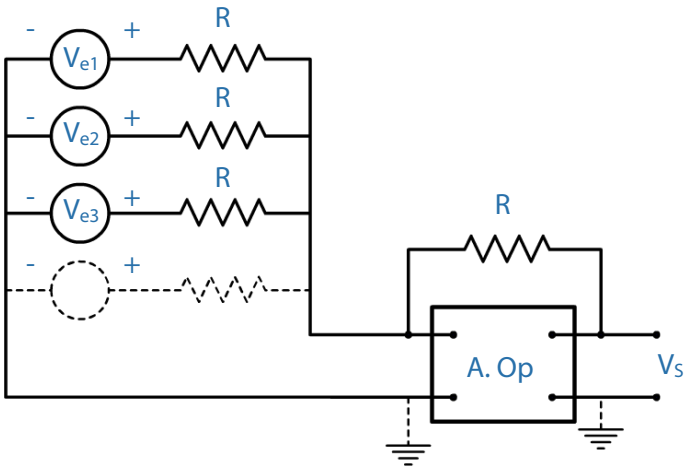
El resultado es el desplazamiento de la pieza 1

$$S_1 = \frac{S_2 + S_3 + S_4}{2}$$



La suma de señales de voltaje se efectúa por medio de sencillos circuitos en serie (sumando las tensiones de diferentes fuentes) o en base a circuitos sobre amplificadores operacionales, uno de los cuales se muestra en la figura.

$$V_S = -(V_{E1} + V_{E2} + V_{E3} + \ldots\ldots)$$



Nota: Cuando se deseen efectuar sustracciones en lugar de sumas, basta con invertir el sentido de la entrada que se va a restar.

3.3.1.5. Multiplicadores

Cuando en el tratamiento de los datos se precisan efectuar operaciones de multiplicación (o división) entre los mismos se usan los multiplicadores.

Estos pueden resolverse en forma mecánica (cuando las señales a multiplicar, y su producto, son desplazamientos mecánicos) o en forma eléctrica (cuando las señales y su producto son de tipo eléctrico).

Nota: Tres son los procedimientos que pueden emplearse para multiplicar dos cantidades: el primero es efectuar el producto directamente, por medio del procedimiento mecánico o eléctrico adecuado.

El segundo es el método logarítmico, que consiste en tomar el logaritmo de las señales de entrada, sumarlos, y calcular después el antilogaritmo.

El tercero es el método de "los cuartos de los cuadros", que consiste en calcular la suma de las dos cantidades a multiplicar y elevarla al cuadrado; luego calcular la diferencia, y elevarla al cuadrado; luego se restan ambas cantidades y se divide el resultado por cuatro.

(por ejemplo, si x_{E1} y x_{E2} son las cantidades a multiplicar, se halla

$$x_{E1} + x_{E2} \text{ ---------> } (x_{E1} + x_{E2})^2 = x_{E1}^2 + 2\,x_{E1} \cdot x_{E2} + x_{E2}^2$$

$$x_{E1} - x_{E2} \text{ ---------> } (x_{E1} - x_{E2})^2 = x_{E1}^2 - 2\,x_{E1} \cdot x_{E2} + x_{E2}^2$$

$$resta = -4\,x_{E1} \cdot x_{E2}$$

$$de\ donde\ x_S = \tfrac{1}{4}\,(-4x_{E1} \cdot x_{E2})$$

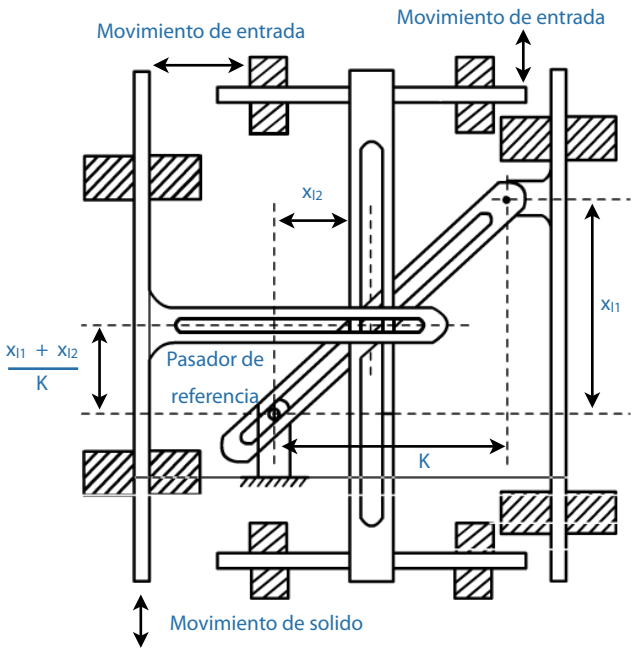
Dentro de los procedimientos mecánicos directos, en las figuras se muestran algunos de ellos:

Mecanismos de barras para multiplicar dos cantidades:

El factor x_{E1} se introduce moviendo el miembro 1 (por su guía vertical).

El factor x_{E2} se introduce moviendo horizontalmente el miembro 2.

La distancia desde el punto fijo 0 hasta el eje del miembro 3 (corredera que se desplaza en la guía vertical) es proporcional al producto $x_{E1} \cdot x_{E2}$.

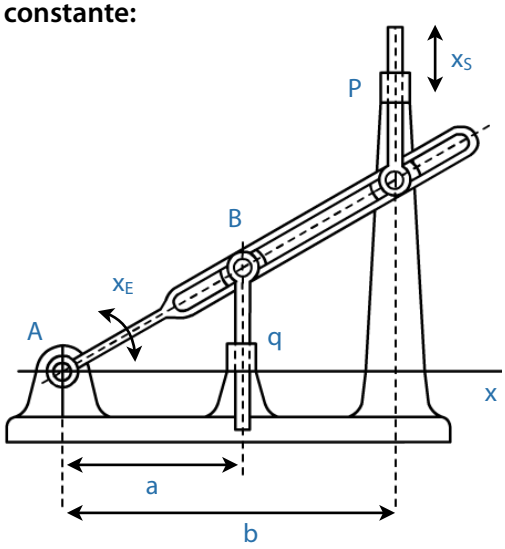


Mecanismos para multiplicar un número por una constante:

En el mecanismo de la figura se cumple:

$$x_S = K \cdot x_E$$

siendo $K = b / a$



Mecanismos para elevar al cuadrado:

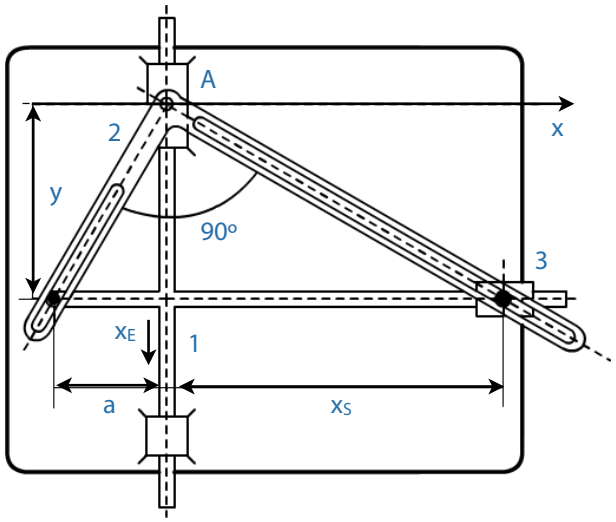
Al desplazar el miembro 1 por sus guías verticales una distancia x_E , la corredera 3 se desplaza una distancia x_S , tal que:

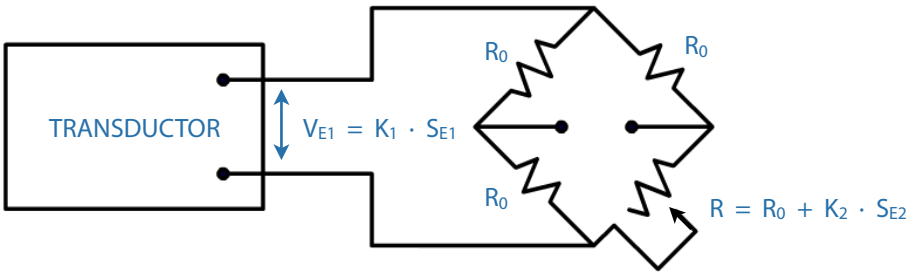
$$x_S = (1 / a) \cdot x_E^2$$

Dentro de los procedimientos eléctricos directos puede usarse el puente de Wheatstone, siempre que una de las señales sea un voltaje (excitación del puente) y la otra sea un cambio en la resistencia (movimiento mecánico).

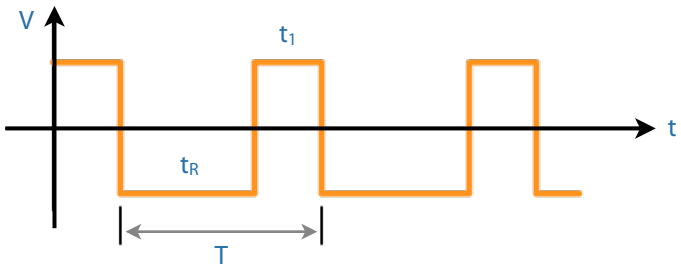
La salida es proporcional a producto de ambas, para pequeños cambios en la resistencia.

$$V_S = K_1 \cdot S_{E1} \cdot \frac{K_2 \cdot S_{E2}}{4R_0}$$





Cuando se precisen multiplicar dos voltajes que varíen rápidamente en el tiempo se emplea la técnica de los cuartos de las cuadrados, del logaritmo, o el método de "división del tiempo" consiste en generar una onda rectangular de frecuencia f (constante), cuya amplitud es proporcional a una de las tensiones de entrada. La diferencia entre el tiempo de conducción (ON) y el de bloqueo (OFF), $t_1 - t_2$, se hace proporcional a la segunda tensión de entrada.



$$K_1 \cdot V_1 = V_{E1}$$

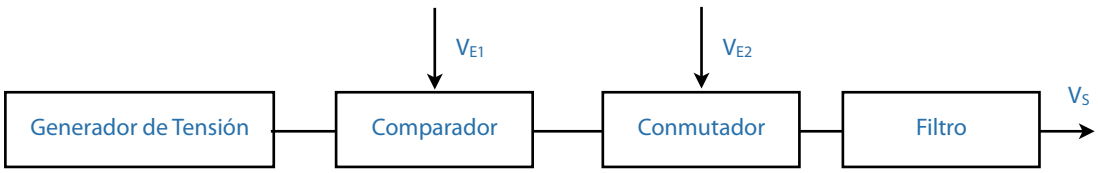
$$K_2 \cdot (t_1 - t_2) = V_{E2}$$

$$t_1 + t_2 = 1 / f$$

La media aritmética de la onda resultante es la tensión de salida, proporcional al producto de las dos entradas.

$$V_S = K_3 \cdot V_{E1} \cdot V_{E2}$$

En la práctica, un multiplicador de este tipo se compone de un generador de tensión (onda triangular), un comparador (para comparar la amplitud), un conmutador (para controlar ON-OFF) y un filtro de paso bajo (para hallar la media aritmética).



(Características típicas de un multiplicador de división de tiempo son: entradas de toda la escala, desde –100V; imprecisión estática 0.01 % SFE; respuesta en frecuencia plana (menor de 1 dB) entre 0 y 700 Hz; desviación del cero de 40 mV para entrada nula; etc.).

3.3.1.6. Generador de Funciones

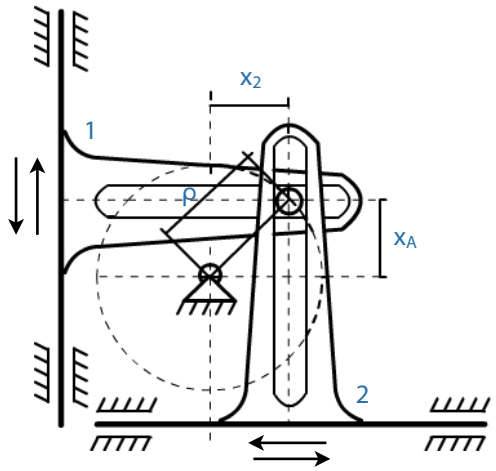
Muchas veces, el tratamiento de datos en I.M. requiere el uso de señales de (movimiento, voltaje, etc.) fuertemente alineales, o de formas muy variadas. Para generar tales señales se usa lo que se conoce como "generador de funciones".

Las funciones generadas, (a partir de una señal de entrada conocida) pueden ir desde una simple senoide, a una curva logarítmica, o a la más complicada curva plana que puede imaginarse. La generación de funciones puede resolverse en forma mecánica, eléctrica, electrónica o mixta.

Los generadores de función mecánicos se basan en mecanismos de barras, mecanismos de engranaje (circulares o no) y mecanismos de levas (siendo estos últimos los más versátiles y usados, sobre todo cuando la potencia involucrada en la transformación en baja).

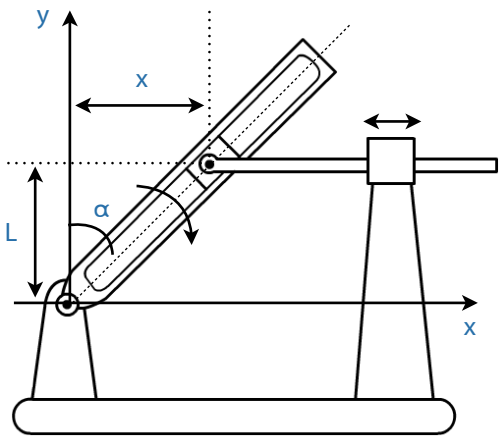
(Evidentemente, los generadores de función mecánicos transforman una señal de entrada en movimiento en otra señal de salida, también de movimiento).

Las figuras representan dos sencillos mecanismos, empleados para dirección de tiro en artillería capaces de generar varias funciones trigonométricas.



$x_1 = \rho \cdot \text{Sen}\,\Phi$

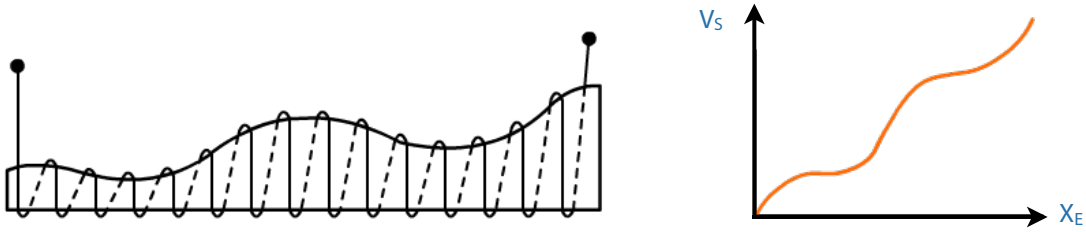
$x_2 = \rho \cdot \text{Cos}\,\Phi$



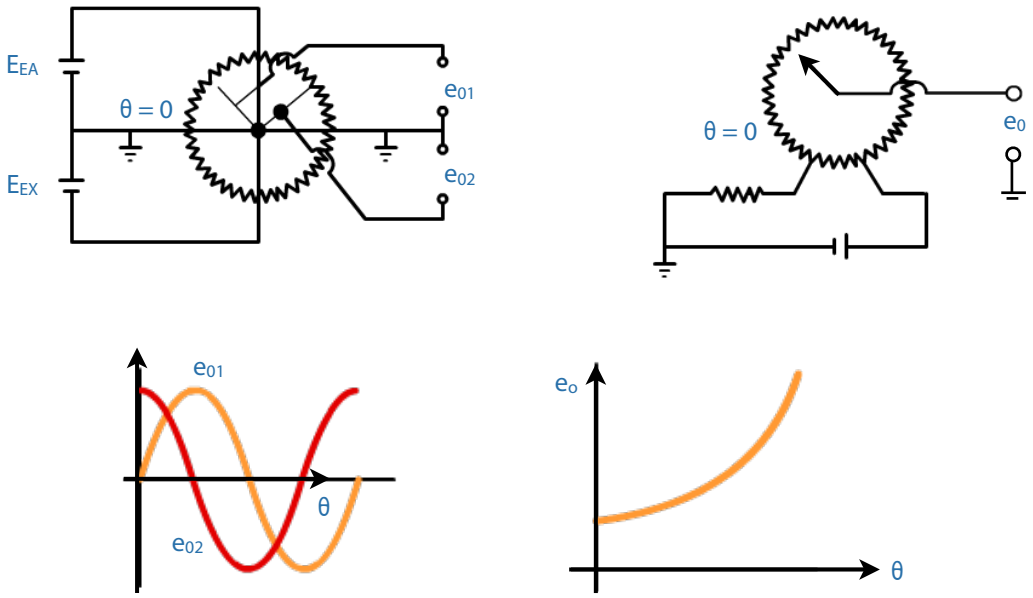
$x = L \cdot \text{tang}\,\alpha$

Nota: Para el uso de mecanismos planos y levas para la generación de funciones remitimos al lector a las publicaciones de este autor "Análisis topológico de mecanismos", "Análisis y síntesis cinemática de mecanismos" y "Análisis y síntesis de levas".

Si se desea una señal de salida de tipo eléctrico, partiendo de una señal de entrada mecánica, pueden utilizarse los potenciómetros alineales, basados en una especial y adecuada distribución de los arrollamientos en espiral.



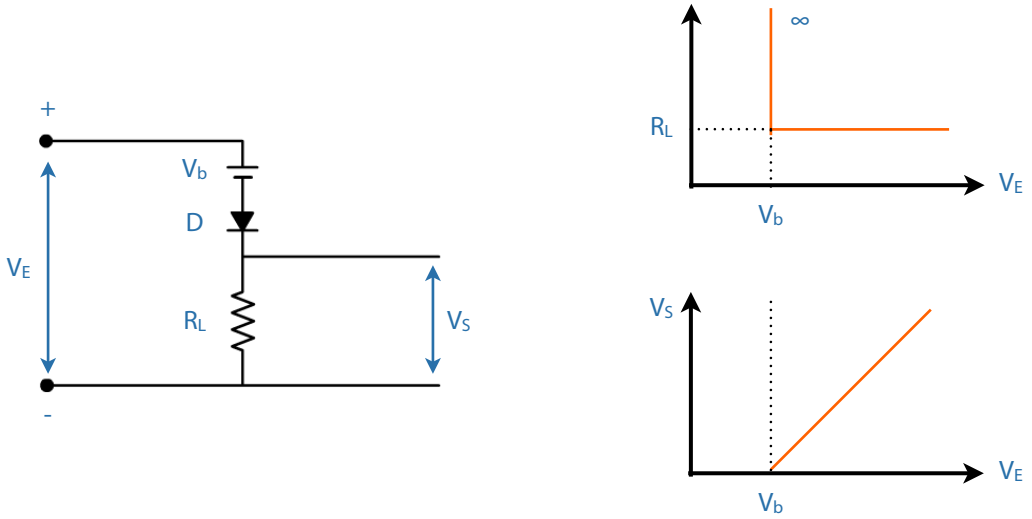
En las figuras se han representado potenciómetros alineales, de tipo standard, que generan las funciones seno, coseno y logarítmica.



Cuando las señales de entrada y salida son de tipo eléctrico, y cuando la velocidad de variación sea elevada (y los sistemas mecánicos no puedan seguirla) se usan los generadores de función electrónicos.

La mayoría basan su funcionamiento en la propiedad del diodo ideal de tener una resistencia cero en sentido directo y una resistencia infinita en el inverso (puede considerarse como un interruptor que está abierto o cerrado según la polaridad de la corriente que lo atraviesa).

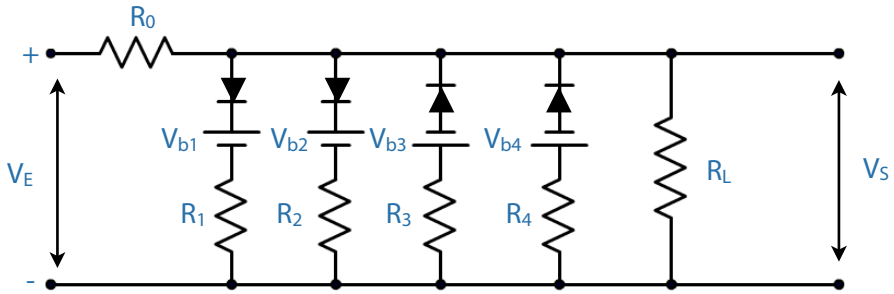
En la figura se muestra el esquema más simple:

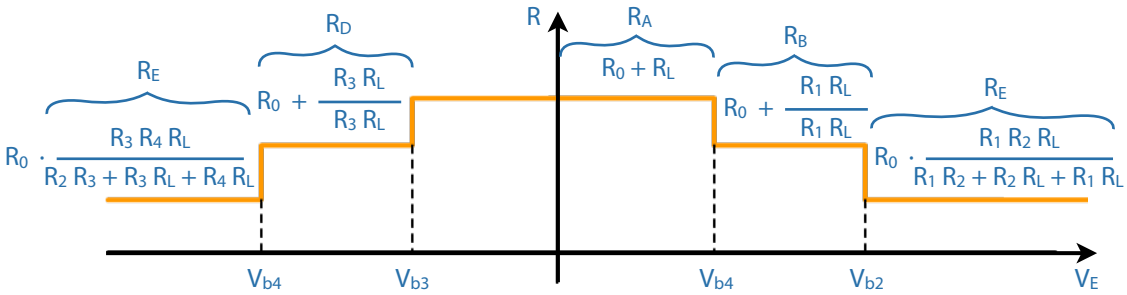


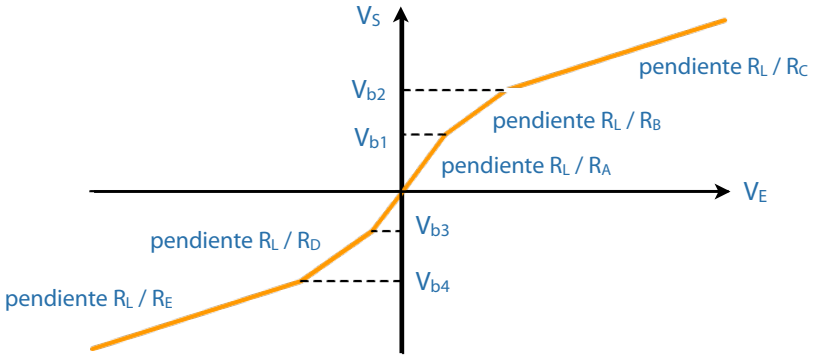
Como se ve, consta de un generador V_b , (tensión de polarización) un diodo y una resistencia.

Cuando $V_E < V_b$, la corriente no puede atravesar el diodo (que presenta una resistencia infinita). Cuando $V_E > V_b$, la corriente atraviesa el diodo con facilidad, obteniéndose una señal $V_E < V_S$, proporcional a la resistencia R_L del circuito.

La figura siguiente muestra una red más compleja, capaz de generar una función quebrada como se muestra.







Como se ve, la colocación de los diodos permite obtener voltajes de salida negativos.

La adecuada elección de las resistencias permite controlar las pendientes de cada tramo.

Finalmente, la adecuada elección de los voltajes de polarización permite elegir los puntos de quiebra (cambios de pendiente).

(Ha de tenerse presente que los diodos no empiezan a conducir instantáneamente, sino en forma exponencial, por lo cual estas quebradas se ven suavizadas).

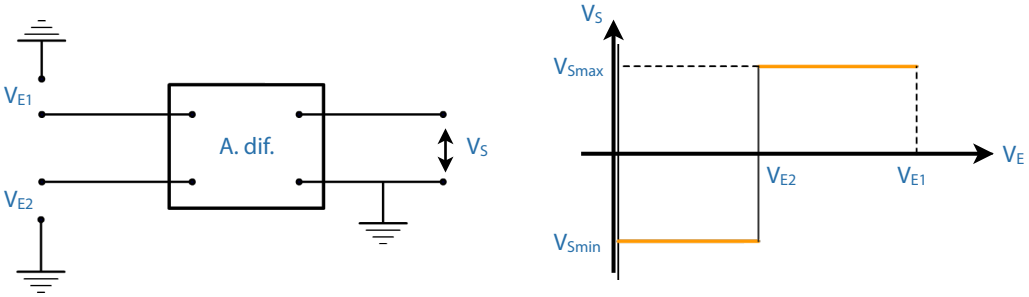
En la práctica, con este tipo de redes, mejoradas con amplificadores operacionales y transistores, se generan funciones logarítmicas, exponenciales, trigonométricas y cualquier otra función variable.

3.3.1.7. Comparadores

Muchas veces se requiere comparar la señal de salida de un transductor (un voltaje) con una señal de referencia, para según sea el valor de la primera, accionar un relé, disparar otra señal, etc.

(Este es el caso práctico del comparador empleado para encender el estroboscopio en un ensayo de equilibrio de rotores). La señal de referencia puede ser un valor máximo, uno mínimo, o un intervalo (comparador de ventana).

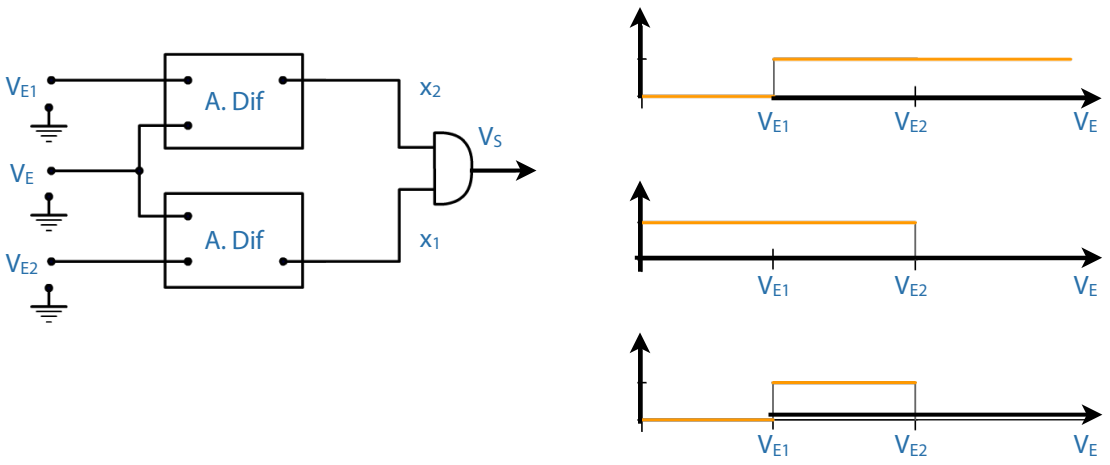
La base de todos los comparadores es el amplificador diferencial, el cual genera una señal de salida proporcional a la diferencia entre una señal de entrada y otro de referencia.



En el ejemplo de la figura, cuando $V_{E1} < V_{E2}$, V_S tiene un valor mínimo. Cuando $V_{E1} > V_{E2}$, tiene un valor máximo la V_S .

El comparador de la ventana produce una señal de salida cuando el valor de la tensión de entrada está comprendido entre dos valores de referencia.

Ello requiere la presencia de dos amplificadores diferenciales y un circuito lógico (NAND), como se ve en la figura.



3.3.2.1. Introducción al Estudio de los Elementos para la Visualización de la Señal

La visualización de la señal es una operación imprescindible en el análisis de las señales mecánicas procedentes de los transductores primarios (previamente tratada o no), ya que en definitiva es la que suministra la información sobre el fenómeno que se estudia.

En principio, los elementos para la visualización de la señal pueden dividirse en dos grupos:

- Visualizadores mecánicos.
- Visualizadores eléctricos.

A su vez, los visualizadores eléctricos pueden dividirse en dos grandes grupos:

- Visualizadores de aguja, o de bobina móvil.
- Visualizadores electrónicos u osciloscopios.

A continuación vamos a realizar un estudio de todos ellos, profundizando sólo en su compresión y en aquellos aspectos útiles para ser aplicados a la cadena de medida en I.M.

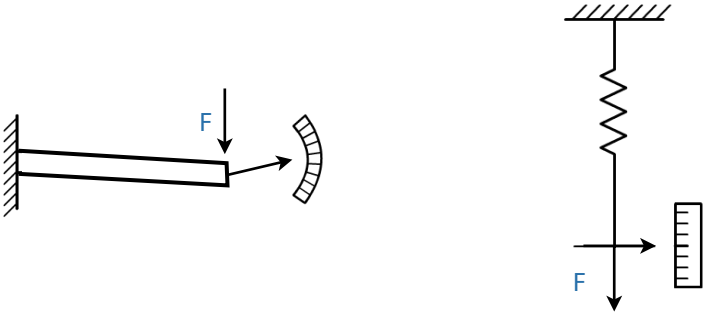
Nota: Aunque desde el punto de vista expositivo se hayan separado, los visualizadores y los registradores tienen esencialmente la misma función. El registrador "informa" del fenómeno, y produce un registro permanente del mismo. El visualizador también informa del fenómeno, pero no produce tal registro permanente (el observador en este caso debe "seguir" permanentemente la indicación del visualizador).

3.3.2.2. Visualizadores Mecánicos

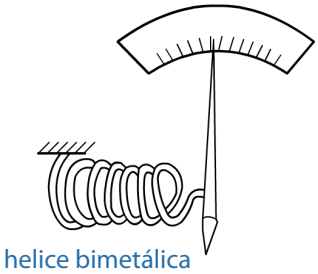
Es posible colocar una aguja, y la correspondiente escala graduada, en un cierto número de transductores, con lo cual tendríamos una lectura directa del fenómeno en estudio.

El tubo Bourdon es sus diferentes versiones, los diafragmas también en sus diferentes formas, los bimetales, etc., son transductores que permiten efectuar tales lecturas directas.

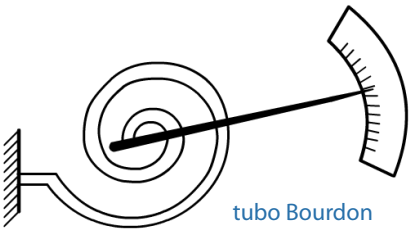
Medida de fuerzas:



Medida de temperatura:



Medida de presiones:



En general, los visualizadores mecánicos dada su elevada inercia, están restringidos en el caso de las bajas frecuencias.

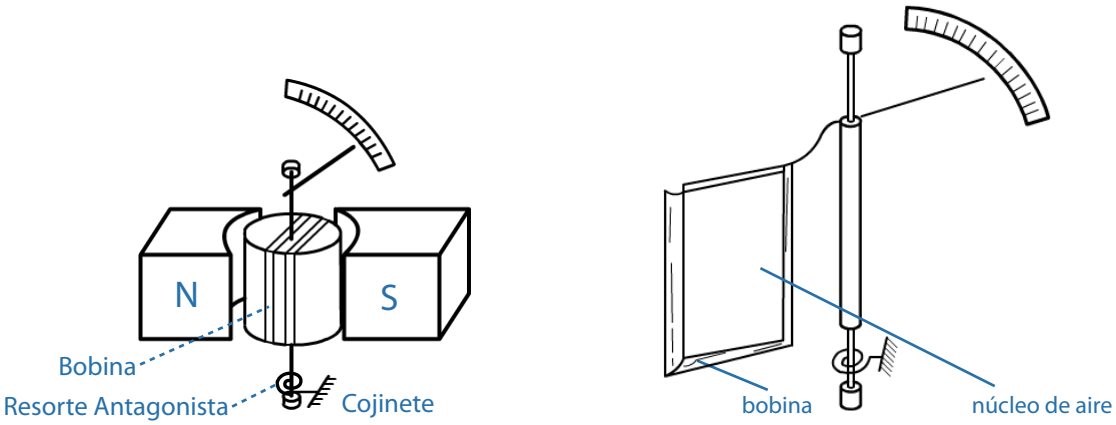
3.3.2.3. Visualizadores Eléctricos de Aguja

Son los instrumentos capaces de visualizar una señal eléctrica mediante el desplazamiento relativo entre una aguja (o índice) y una escala (o limbo) graduada.

(La escala puede estar graduada tanto en magnitudes eléctricas como físicas, para leer directamente la magnitud en estudio).

Todos estos instrumentos constan esencialmente de una bobina susceptible de moverse en el seno de un campo magnético. Cuando por la bobina se hace circular una corriente, el campo magnético inducido interacciona con el existente, produciéndose una rotación de la bobina. Esta rotación es contrarrestada por un resorte antagonista, de manera que el giro de la bobina es proporcional a la corriente que circula por ella.

En las figuras se representa el esquema básico de estos aparatos, uno con bobina de núcleo de hierro y otro con bobina de núcleo de aire (la primera admite normalmente giros hasta 60º, con gran inercia. La segunda posee poca inercia, y admite desplazamientos angulares de hasta 300º).



Nota: *Existen instrumentos en los que el imán permanente es sustituido por un par de bobinas con núcleo de aire, fijas. En este caso se denominan instrumentos electrodinámicos.*

El momento antagonista se resuelve normalmente con un resorte en espiral (con la característica más lineal posible, y de poca histéresis).

Sin embargo, también se usan los resortes de torsión (hilos de suspensión), en aparatos de alta sensibilidad y elevada frecuencia (galvanómetros).

Finalmente, también puede emplearse el efecto electrodinámico, calando una segunda bobina en el mismo eje que la principal de manera que se produzca el par antagonista.

Al ir variando la señal de entrada a la bobina móvil se va ajustando el valor del par antagonista, pero es inevitable, dada la inercia del conjunto, que se produzcan oscilaciones (En instrumentos de precisión pueden ser de 2 a 4, antes de quedar fija la aguja).

Para evitar y aminorar este problema se dispone de unos amortiguadores, que pueden ser de tipo electromagnético, de aire (en este caso, amortiguamiento viscoso) o por corrientes de Foucault.

La amortiguación electromagnética se resuelve a base de un circuito con resistencias. Este amortiguamiento alcanza gran importancia en los galvanómetros, pero no en los instrumentos de aguja de baja frecuencia. Por ello será analizado con más detenimiento al estudiar los galvanómetros como base de los instrumentos de registro en papel violeta.

La amortiguación de aire consta de una sencilla paleta, muy ligera, solidaria con la parte móvil, que se mueve en el interior de una cámara cerrada.

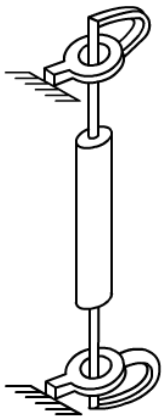
La amortiguación por corriente Foucault consta de un disco metálico, solidario al eje giratorio, y situado sobre los polos de un imán permanente. Al girar el disco se inducen corrientes parásitas que producen un par en dirección opuesta al giro, frenando el movimiento.

En estos aparatos son muy importantes las resistencias pasivas, originadas en los cojinetes de apoyo.

Los sistemas más empleados son las quicioneras de piedra (ágata, rubí, zafiro, etc., montadas sobre un tornillo regulable para compensar los desgastes), las cintas con muelles tensores (empleadas cuando el órgano móvil es muy ligero. El par antagonista se produce por la torsión de las cintas. Las suspensión del órgano móvil se produce por otra cinta doblada y soldada, como se ve en la figura.

Es el sistema más resistente a golpes y sacudidas por lo que también es el más empleado), y la suspensión por cinta o hilo (igual que la anterior, pero sin muelles tensores. Se emplean en galvanómetros de gran precisión, y requieren un manejo cuidadoso del aparato, nivelación precisa, bloque del órgano móvil para el translado, etc.).

El dispositivo de lectura consta de una aguja (o índice luminoso) que se translada sobre una escala graduada. Normalmente la escala es lineal (si el aparato es lineal) y curva (dados los movimientos de rotación de la aguja), aunque en algunos casos se transforma el movimiento



circular en rectilíneo para conseguir un movimiento de translación de la aguja.

Un inconveniente importante de los aparatos de aguja se encuentra en el momento de observar la aguja sobre la escala, ya que no se lee el mismo valor observando la aguja en el plano perpendicular a la escala que en otro oblicuo. Este es el denominado "error de paralaje" y depende no sólo de la posición del observador, sino también de la distancia a que se encuentre la aguja de la escala.

Para evitar este error se utilizan agujas en forma de cuchillas y escalas provistas de un espejo situado debajo de una estrecha abertura, de manera que cuando la posición del observador sea la correcta la aguja se superpone con su imagen.

Otro error que evidentemente también se introduce en este tipo de aparatos es el debido al número discreto de trazos sobre la escala graduada, que precisa de una interpolación de la posición de la aguja entre dos marcas de la escala.

Otro aspecto importante de estos aparatos se refiere a la posibilidad de ampliar su campo de medida dada la limitación de la corriente que puede atravesar la bobina móvil.

Para que un mismo aparato pueda ser usado para visualizar rangos de medida diferentes se colocan en el circuito al que está acoplado resistencias en serie o en paralelo (debiendo ser insensibles a las variaciones de temperatura, y tener poca capacitancia e inductiva).

Por ejemplo, si se desea visualizar una tensión V_E, n veces mayor que la que admite el aparato V_{max}, puede colocarse una resistencia en serie, de valor:

$$R = (n - 1) \cdot R_{max}$$

Siendo R_{max} la resistencia del aparato.

A

Igualmente, también puede colocarse una resistencia en paralelo si lo que se desea es limitar la corriente.

Amperímetros:

Los amperímetros, utilizados para visualizar la intensidad de una corriente, utilizan del sistema de bobina móvil (galvanómetro de D'Arvonsal) para medidas de corriente continua.

En estos aparatos, suspendidos por cintas y lecturas de señal luminosa, pueden conseguirse sensibilidades desde 0.005 µA/grado.

El amortiguamiento es a base de resistencias.

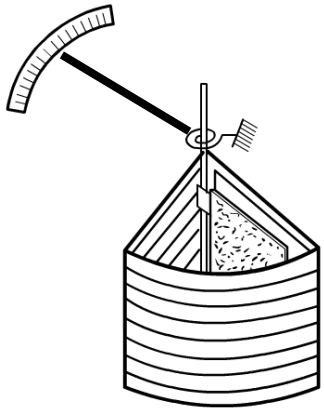
La medida de corrientes alternas puede hacerse en forma directa, mediante instrumentos electrodinámicos, veletas metálicas y termoconvertidores, o en forma indirecta, rectificando la corriente y midiéndola como continua.

En los instrumentos electrodinámicos, el par producido sobre la bobina móvil es igual al producto de las intensidades que circulan por ambas bobinas y por cos Φ (Φ es el desfase entre las dos corrientes).

Si por la bobina fija y la móvil se hace pasar la misma corriente, Φ = 0, y la desviación de la aguja será proporcional al cuadrado del valor eficaz.

El par antagonista se efectúa con un resorte y la amortiguación es por el aire. No son muy precicisos.

Los instrumentos de veletas mecánicas constan de una bobina fija, en cuyo interior se encuentran dos placas rectangulares, una fija y la otra móvil, dispuestas como se ve en la figura.



Al pasar la corriente por la bobina se magnetizan dichas placas con la misma polaridad, repeliéndose.

Tal fuerza de repulsión es proporcional al cuadrado del valor eficaz de la corriente.

Este procedimiento es aún más preciso, consiguiéndose sensibilidades de 1mA/grado.

Los instrumentos termoconvertidores están basados en el principio termoeléctrico. La corriente que se desea medir se hace pasar a través de una resistencia que calienta la soldadura del par termoeléctrico. La tensión generada es proporcional al cuadrado de intensidad de la corriente que se visualiza, y además, es una tensión continua, por lo que puede llevarse a un galvanómetro de D'Arvonsal.

Para medir corrientes muy débiles, la resistencia de caldeo y el termopar se introducen en un tubo en el que se ha hecho el vacío.

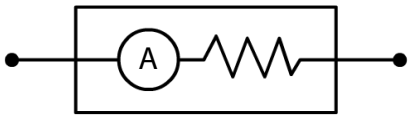
Este proceso permite visulizar corrientes de altas frecuencias hasta 100 MHz. La intensidad mínima es de 0.1 mA.

Voltímetros:

La visualización de las tensiones continuas y alternas se efectúa en base a la medición de la corriente, es decir, el voltímetro no es más que un amperímetro colocado en serie con una resistencia, como se ve en la figura.

La resistencia R debe ser grande, con objeto de que la intensidad que atraviesa el voltímetro sea pequeña (gran impedancia de entrada, según se ha visto, para evitar grandes caídas de tensión en el punto a medir).

Los diferentes rangos de medida pueden obtenerse por simple variación de la resistencia R (ya vienen incorporadas en el voltímetro, sólo se precisa conmutarlas).



Para la medida de voltajes muy débiles los voltímetros disponen de un amplificador previo, seguido de un rectificador.

3.3.2.4. Osciloscopios

El osciloscopio de rayos catódicos es esencialmente un instrumento para visualización de voltajes en el cual un haz de electrones procedente de un "cañón electrónico" es desviado vertical y horizontalmente al pasar en medio de unas placas cargadas o de un campo magnético, para ir a chocar contra una pantalla de fósforo u otro material, donde señalan un punto luminoso. La sucesión de tales puntos luminosos, al ir cambiando la trayectoria del haz, señalan una curva que es, en todo momento, similar al comportamiento temporal de la tensión de entrada.

Antes de pasar a describir el comportamiento de un osciloscopio, pueden destacarse como características principales de los mismos las siguientes:

- Poseen una excelente respuesta en frecuencia, incluso por encima de los 50 MHz.

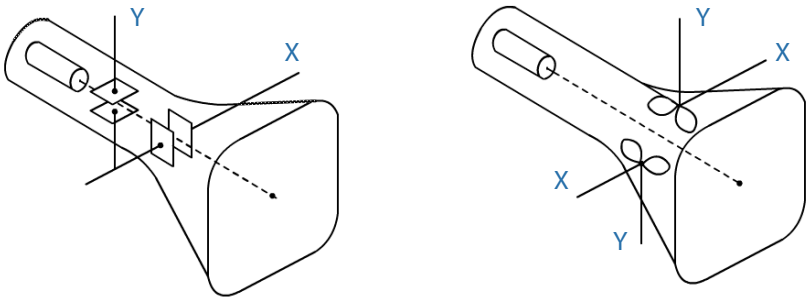
Esto es debido a la ausencia de masa de los electrones, que originan un amortiguamiento nulo.

- Poseen una alta impedancia de entrada, aproximadamente 1 MΩ, por lo que la señal de entrada no se ve muy modificada.
- Se obtiene una imagen visual de la señal de entrada muy buena, con posibilidades de ampliación, etc, permitiendo la determinación de su frecuencia y amplitud.

Las figuras representan un esquema muy simplificado del tubo de rayos catódicos y el sistema de control del haz.

El haz de electrones que sale del cañón es desviado en sentido vertical, Y, por medio de un campo electroestático (o uno electromagnético), el cual varía de acuerdo con el voltaje de entrada.

Al mismo tiempo, el haz es desviado en sentido horizontal, X, por medio de otro campo electroestático (o electromagnético) que varía en forma constante, de manera que la velocidad de desplazamiento del punto luminoso en el sentido X es constante, determinando lo que se conoce por "base de tiempo". (Normalmente, esta velocidad puede hacerse variable, ajustándose a distintas frecuencias, es decir, se puede elegir entre diferentes bases de tiempo, o "velocidades de barrido").

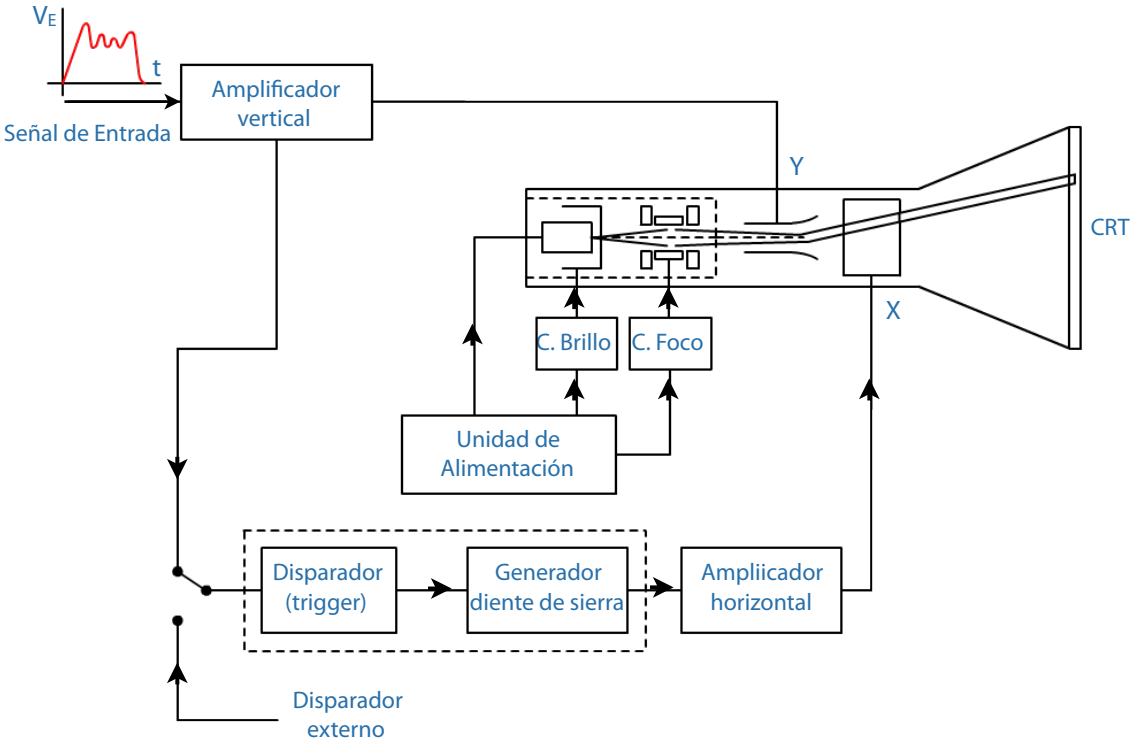


Nota: Obsérvese en la figura que en caso de usar el sistema electroestático, las placas horizontales son las que desvían el haz en sentido vertical (los electrones serán atraídos en la placa cargada positivamente y repelidos por la negativa), mientras que en el sistema electromagnético, las bobinas horizontales son las que desvían el haz en sentido horizontal.

El sistema más empleado es el electroestático, y es al que nos referimos en todo lo que sigue. Las diferencias más importantes entre ambos son el tamaño de la pantalla y la respuesta en frecuencias.
El sistema electromagnético permite pantallas mayores de 25 x 30 cm^2 (frente a las de 8 x 10 cm^2 del otro sistema). Por contra, el sistema electroestático tiene una respuesta de frecuencia muy buenas entre 0 y 10 MHz, mientras el electromagnético sólo funciona correctamente entre 0 y 10 KHz.

Aunque lo normal en I.M. sea utilizar el osciloscopio para visualizar una señal de voltaje procedente de un transductor, variable en el tiempo, también puede ser utilizado para relacionar dos voltajes de entrada diferentes.
En el primer caso se tendrá una visualización Y con t. En el segundo una visualización de la variación de Y con X, o viceversa.

En la figura se representa un esquema un poco más completo de un osciloscopio de rayos catódicos, con sistema electroestático.



Como se ve, el osciloscopio consta del tubo de rayos catódicos (CRT),con sus correspondientes controles para “brillo” y “foco”; la unidad de alimentación; los

amplificadores para la señal vertical y para la horizontal; la unidad de base de tiempos, compuesta por el generador de señal de diente de sierra y el disparador (Trigger).

A continuación vamos a analizar cada una de estas partes por separado:

Tubo de rayos catódicos:

Está compuesto por el cañón electrónico, las placas de deflexión, los electrodos de postaceleración, la pantalla luminiscente, la óptica de enfoque y la rejilla de control del brillo.

El cañón electrónico está compuesto por un cilindro de Níquel, revestido en su punta por una capa de óxido, el cual se caldea fuertemente. En frente de esta punta de óxido hay un disco de metal con una abertura (diafragma), que constituye el ánodo.

Este ánodo se mantiene a una alta tensión (positiva) respecto del cátodo (o "punta").

Algunos de los electrones arrancando el cátodo atraviesan el orificio y continúan en línea recta hacia las placas deflectoras.

Para controlar la intensidad del haz se coloca un cilindro de metal, colocado alrededor del cátodo, herméticamente cerrado excepto un pequeño orificio. Se encuentra sometido a una pequeña tensión negativa respecto al cátodo de modo que variando dicha tensión se puede controlar la intensidad de los electrones atraídos por el ánodo y que pasan el diafragma.

Incluso, si se aplica un impulso de tensión negativa a la rejilla, es posible suprimir la visualización mientras dure el pulso. Este es el terminal "modo Z", que montan algunos osciloscopios. (En I.M. se emplea en el análisis orbital para equilibrado de rotores).

Por otro lado, una vez que los electrones han abandonado el ánodo tenderán a dispersarse no dando un pequeño punto en la pantalla como sería deseable. Por ello se introducen otros electrodos entre el ánodo y la rejilla que crean unos campos eléctricos que concentran el haz. Estos electrodos se denominan "óptica de enfoque". Variando la tensión de estos elementos se puede "afinar" el haz.

Las placas deflectoras tienen por misión desviar el haz, tanto en sentido vertical como horizontal.

Tal efecto es producido sobre los electrones debido al campo electroestático generado entre las placas.

La sensibilidad de la desviación es una función de la distancia entre las placas y la diferencia de potencial. Un valor típico es de 0.002 a 0.005 cm de deflexión por voltio.

La pantalla, elemento donde tiene lugar la visualización, está impregnada de una sustancia luminiscente al ser bombardeada por los electrones. El brillo y la luz depende de la sustancia empleada (fósforo P. 31, que da una traza de color verde; P. 11, que da una traza de color azul, poco persistente; P. 4, que da una traza de color blanco, empleadas en pantalla de T.V.; P. 2, que da una traza de color verde azulado, con gran persistencia, apropiada para señales de baja frecuencia; etc.)

(Si el haz luminoso incide en forma continuada sobre un mismo punto se puede producir un deterioro de la pantalla, denominado "mancha quemada").

A veces no es posible conseguir, en fenómenos de alta frecuencia, un punto luminoso, debido a la baja sensibilidad de deflexión con tensiones anódicas altas. En este caso se recurre a la postaceleración, acelerando el haz después de la deflexión, utilizando un electrodo posterior.

Nota: Existen tubos de rayos catódicos con varios sistemas generadores y deflectores de haces incorporados. Son los tubos multihaz, que pueden admitir hasta 8 y 12 señales simultáneas, ubicando cada una en una zona de la pantalla.

Unidad de alimentación:

Es la encargada de suministrar las tensiones y corrientes a cada una de las partes del osciloscopio.

El caldeo del cátodo se realiza por corriente alterna.

Las tensiones continuas, incluyendo la alta tensión anódica, se obtienen por rectificación de la corriente alterna de la red.

Unidad de base de tiempo:

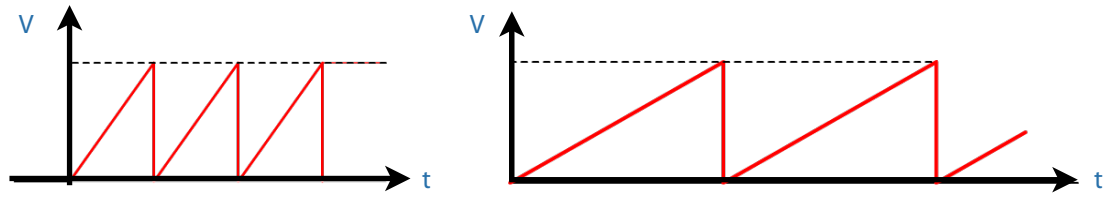
Es la encargada de lograr que el haz de electrones incidentes en la pantalla representen con la máxima fidelidad la señal de entrada que se pretende visualizar.

Dado que la señal de entrada, por lo común, es una función de tiempo, y teniendo en cuenta que las placas horizontales son controladas por la tensión de entrada (desviando el haz de electrones verticalmente), es evidente que las placas verticales, que desvían el haz en sentido horizontal, tiene que "controlar" la variable tiempo.

En otras palabras, las placas verticales tienen que desplazar el haz, a lo largo de la pantalla, y de izquierda a derecha, a velocidad constante, para dar intervalos de tiempo regularmente espaciados (el retorno, de derecha a izquierda, debe ser lo más rápido posible, para que la traza sobre la pantalla "no se vea").

Evidentemente, cuando estos intervalos de tiempo sobre la pantalla coinciden con los de la señal de entrada, ambas, la base de tiempos y la señal de entrada, están "sincronizadas", y la imagen en la pantalla es una reproducción exacta de la señal de entrada.

Para que el punto luminoso se desplace sobre la pantalla, de izquierda a derecha, con velocidad constante, y luego retorne casi instantáneamente (flay – back), se precisa aplicar sobre las placas verticales una tensión constantemente creciente, que se haga instantáneamente nula al llegar el punto luminoso al extremo de la pantalla. La configuración de tal onda de tensión es, evidentemente, la de diente de sierra.



(Como se observa, puede tener varias inclinaciones, o velocidades diferentes).

La señal en diente de sierra, que es la que se aplica sobre las placas verticales, se conoce como "señal de barrido", y se genera normalmente por un circuito oscilador R-C, de parámetros regulables (para variar la pendiente a voluntad).

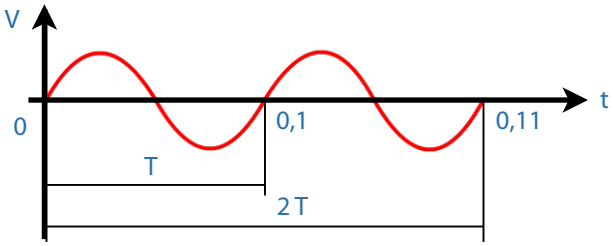
El tiempo en que transcurre cada oscilación (cada diente) se denomina "tiempo de barrido" (se suele dar en términos de velocidad dividido por división de pantalla, por ejemplo, 0.5 seg/div.; 1 µ seg/div., etc.).

La frecuencia de la señal en diente de sierra se la denomina "frecuencia de barrido".

Evidentemente cuando mayor sea la frecuencia de la señal de entrada, mayor ha de ser también la frecuencia de barrido, si se desea visualizar el fenómeno por medio de una "imagen estática".

Para aclarar mejor este concepto de "inmovilización de la imagen" o imagen "estática", que es fundamental para poder analizar la señal de entrada, es necesario profundizar en otros dos conceptos: la sincronización y el disparo de la base de tiempos.

Imaginemos una señal de entrada como la de la figura, de tipo armónico, con una frecuencia circular w_E .



Supongamos que sea T = 0.01 seg

La frecuencia de la señal de entrada será $f_E = 1/T = 100Hz$

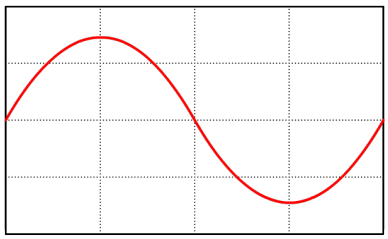
Si en el instante en que la onda de entrada está en la posición 0 se inicia la señal de barrido, y si además la frecuencia de esta señal de barrido fb es exactamente igual que la fE , en la pantalla aparecerá un ciclo completo de la señal de entrada, reproducción exacta del mismo.

Naturalmente, al llegar la señal de entrada a la posición 0' se inicia un nuevo diente de la sierra, y en la pantalla volverá a verse de nuevo la misma señal de entrada.

Como esta operación se repita 100 veces por segundo el ojo humano percibirá una imagen "inmovilizada" de la señal de entrada.

Nota: Obsérvese que según lo expuesto, cuando la frecuencia f_E sea muy baja, la imagen en la pantalla "va y viene", lo cual sólo puede evitarse con pantallas de más persistencia luminizante.

Si en lugar de tomar $f_b = f_E$, tomásemos $f_b = ½ \cdot f_E$, o sea, un tiempo de barrido de 0.02 seg. en la pantalla veríamos dos ciclos completos, siempre que el barrido lo iniciáramos en el punto 0.



Como el tamaño de la pantalla es el mismo, lo único que ocurriría es que veríamos la señal de entrada "más comprimida" respecto a la imagen anterior.

Así, para ver figuras estacionarias sólo tenemos que elegir la base de tiempos de frecuencia igual o fracción entera de la frecuencia de la señal de entrada.

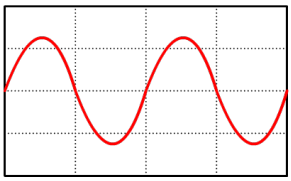
$$f_b \equiv f_E \ ; \ ½ f_E ; 1/3 f_E ; \ldots\ldots 1/n f_E$$

Como se ve, este "sincronismo" entre la señal de barrido y la de entrada sólo se consigue si la primera se inicia siempre en el mismo punto de la señal de entrada (en el ejemplo que hemos expuesto, se inicia siempre en el punto 0). Si no fuera así, veríamos una imagen "casi estática", que se iría desplazando por la pantalla con más o menos rapidez.

En los osciloscopios, la sincronización entre la señal de entrada y la de barrido se puede conseguir por la propia señal exterior (por medio, como luego veremos de una tensión de comparación, que dispara la señal de barrido) (esto se conoce como sincronismo interno), por medio de una señal de disparo externa (sincronismo externo) o con la frecuencia de la red de alimentación (sincronismo de red).

Para el caso más usual, cual es el de sincronismo interno, éste se consigue disparando la señal de barrido en el instante que la tensión de entrada se iguala a una tensión de referencia, arbitrariamente elegida.

$f_t = 1/2\ f_e$



(Normalmente se toma muy pequeña, para no perder los primeros instantes de la señal de entrada, como puede apreciarse en la figura. En general, tampoco tiene mucha importancia ya que por otro lado, con sólo 1 mm de amplitud de la señal de comparación ya puede producirse el disparo).

Obviamente, una vez disparada la señal de barrido, ésta transcurre durante todo el tiempo previsto por la frecuencia a la que se ajustó, (a la constante de tiempo del oscilador) sin que deba ser interferida por eventuales "disparos intermedios".

Una vez que transcurre el ciclo de la señal de barrido (un diente de sierra), ésta "espera" hasta que sea disparada de nuevo.

En la figura se ha representado una señal de entrada, de frecuencia fE .

También se ha representado la señal de referencia así como los sucesivos disparos.

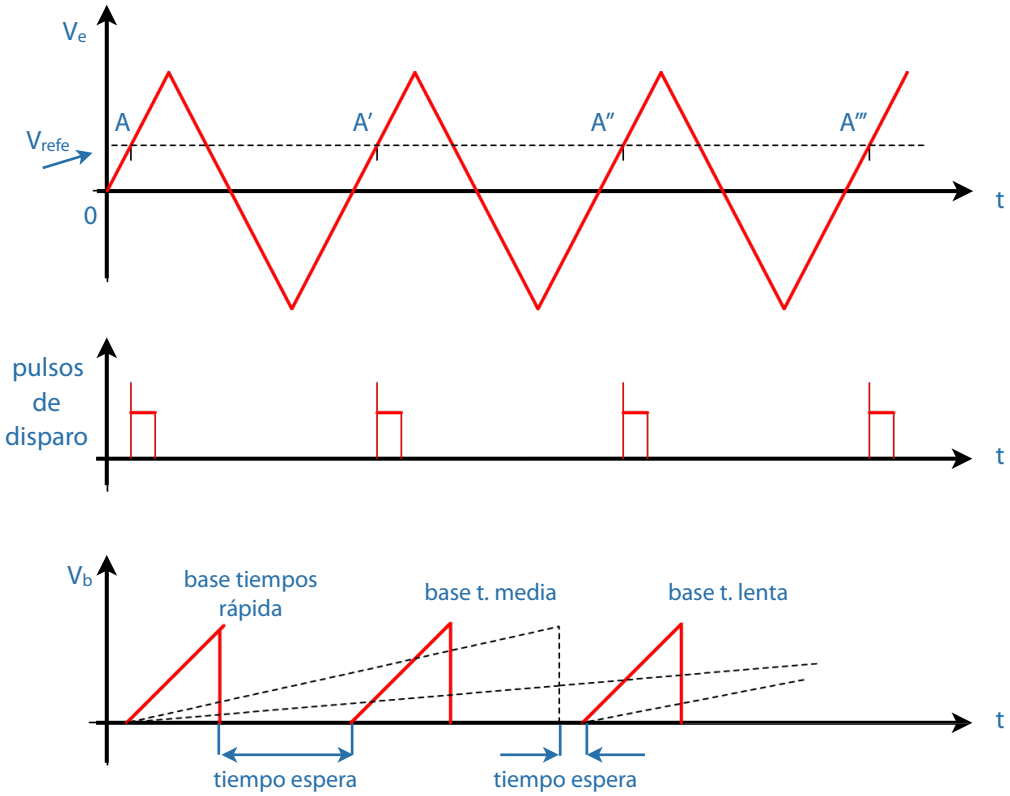
Debajo se ha representado la señal de barrido con tres frecuencias distintas: la primera, más rápida, de valor f_E ; la segunda, más lenta, de valor mayor que ½ f_E ; la tercera, mucho más lenta, mayor que 1/6 f_E .

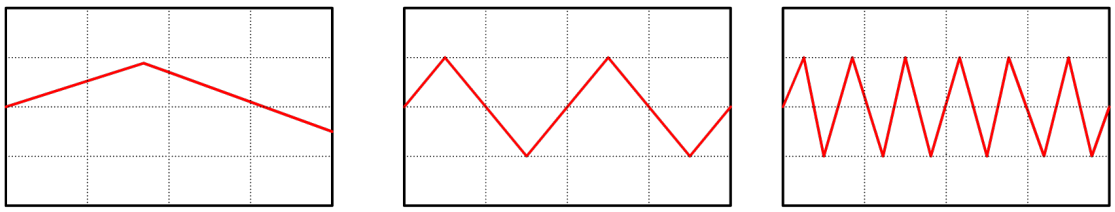
(Obsérvese que la amplitud de todas ellas es la misma pues en definitiva todas precisan trasladar el haz de electrones de izquierda a derecha de la pantalla).

Obsérvese que para la frecuencia de barrido rápida se puede producir un "disparo" para cada onda de entrada; sin embargo, para la f_b media sólo se produce un disparo cada dos ondas de entrada; en la frecuencia de barrido lenta se produce un disparo cada 6 ondas de entrada.

Obsérvese también que en primer caso de frecuencia de barrido rápida, ésta "espera" hasta recibir el siguiente disparo.

En las tres figuras de la página siguiente se ha representado la imagen de pantalla correspondiente a cada caso.

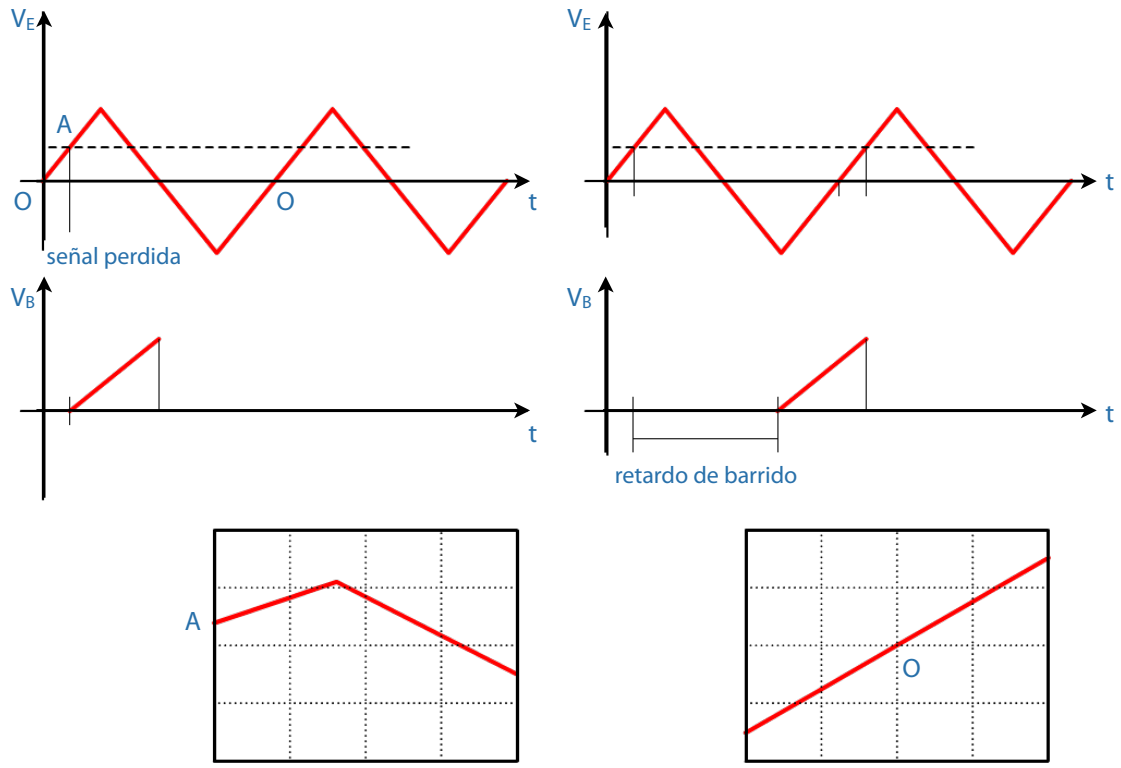




Obsérvese que en todos los casos la señal se verá "estacionaria", puesto que la frecuencia de barrido, accionada por el disparador, es igual a la frecuencia de la señal, en el primer caso (aunque parte del tiempo lo pasa en "espera"), igual a la mitad de la frecuencia de la señal en el segundo caso (con un pequeño tiempo de "espera") e igual a 1/6 veces, la frecuencia de la señal en el tercer caso.

Nota: *Es evidente que la inmovilización de la imagen sólo puede ocurrir con señales armónicas o periódicas. En este último caso, si la señal de entrada presenta un amplio expectro de frecuencias, es*

posible, mediante un filtrado adecuado, hacer funcionar el disparador en la gama de frecuencias que interesa analizar.



De todo lo expuesto se deduce también que la pendiente de la señal de barrido puede ajustarse con independencia de la frecuencia de la señal de entrada.

Lo que se consigue es "ver" más o menos longitud de la onda de entrada.

Sin embargo, el primer punto que se ve siempre de la onda de entrada es el señalado con una A en la figura (instante en que la tensión de entrada iguala a la de referencia).

De esta forma, podemos "ver" un tramo corto y amplificado de la señal de entrada, pero no lo que ocurre a la izquierda del punto A.

Para salvar este inconveniente, y poder ver cualquier zona de la onda que nos interese, en forma amplificada (frecuencia de barrido alta) se procede a un retardo en el tiempo de la señal de barrido (ajustable a voluntad).

Unidad de amplificación:

Muchas veces, la tensión de entrada tiene unos valores muy pequeños o muy grandes, con los que el osciloscopio no puede trabajar. En este caso se dispone de un atenuador amplificado para la señal Y.

(También se dispone de otro para la señal X, cuando ésta es alimentada por una segunda señal exterior).

La escala de sensibilidades varían según el osciloscopio, siendo frecuentes valores de 5 mV/div. hasta 20 V/div. (una división son 8 mm de pantalla).

Nota: *La tensión de entrada se establece normalmente respecto a tierra o masa. Sin embargo, cuando se desea visualizar una diferencia de tensiones entre dos puntos (ninguna de los cuales es tierra o masa), los amplificadores de señal de entrada de algunos osciloscopios se fabrican con dos entradas, de modo que cada una puede ser visualizada respecto a tierra, y también su diferencia.*

Aún cuando la misión principal del osciloscopio es visualizar la señal de entrada, también permite efectuar algunas medidas sobre la misma. Así pueden medirse valores pico, (o pico-pico), ángulos de fase, frecuencias, etc.

Medidas de amplitud:

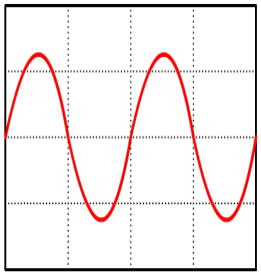
La onda de la figura, si el osciloscopio está colocado en una sensibilidad de 20mV/div, la amplitud pico-pico valdrá 20x6 = 120 mV.

Si se desea el valor eficaz, habrá que dividir este valor por $2 \cdot \sqrt{2}$.

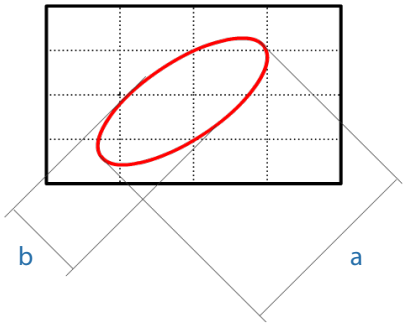
Medida de ángulo de fase:

Se introduce una de ellas por la entrada X y la otra por la Y, con lo cual se forma una elipse.

Si el ángulo de desfase es Φ, se tendrá:



$$\text{Tang } \Phi/2 = b/a$$



Medida de frecuencias:

El método más simple es medir (utilizando el retículo) la distancia entre dos puntos homólogos de una onda, y luego multiplicar dicha distancia por la posición de la base de tiempos para obtener el periodo. De este puede obtenerse la frecuencia.

Otro método es comparar la señal para la cual se desea conocer la frecuencia con otra señal de frecuencia conocida (introducida por Y). Así se obtendrá una elipse (u otra curva de Lissanjous), cuya forma irá variando con el tiempo, a una velocidad que depende de la diferencia de frecuencias entre ambas señales (cuando las frecuencias sean iguales, la elipse se estabiliza). En consecuencia la frecuencia de la señal de entrada se puede medir contando las "rotaciones" de la elipse durante un tiempo determinado (cuando las frecuencias están muy próximas).

Por ejemplo, si una de las entradas se conecta a un oscilador de 1Hz, y la elipse se deforma en un ciclo completo que dura 10seg., la diferencia de frecuencias entre la señal de entrada y la del oscilador es 1/10 Hz; es decir, un 0.01 %.

Nota: Existen osciloscopios que permiten una visualización permanente de la imagen en pantalla (hasta de varios días).

Se conocen como osciloscopios de memoria, y su poder estriba en poder analizar la señal con más detenimiento. Aún cuando su funcionamiento carece de interés para la comprensión y manejo de la cadena de medida y análisis en I.M., cabe señalar que existen de dos tipos: con memoria de fósforo (utiliza un fósforo "dopado", de modo que puede permanecer en "dos estados", denominados "escrito" y "no escrito") y los de memoria electroestática o de malla.

Tanto en unos como en otros, la memorización y borrados de la imagen puede realizarse a voluntad. Por lo demás, se comportan en todo exactamente igual que los osciloscopios que hemos descrito.

3.3.3.1. Introducción al Registro de la Señal.

Registradores de señal son los aparatos capaces de retener, en forma permanente, los datos referentes a su señal de entrada, o en definitiva, la información sobre el fenómeno en estudio.

En principio, los elementos para el registro de la señal pueden clasificarse en tres grandes grupos:

- Registradores mecánicos.
- Registradores eléctricos.
- Registradores magnéticos.

A su vez, los registradores eléctricos pueden clasificarse en:

- Registradores directos, como pueden ser los galvanómetros de registro mecánico y los galvanómetros de registro por haz luminoso.
- Servoregistradores o registradores potenciométricos, en sus versiones X – Y y X – t.

A su vez, los registradores magnéticos (registro sobre soporte magnético), pueden clasificarse en:

- Registro directo.
- Modulación de frecuencia.
- Multiplex.

En general, cada uno de estos registradores abarcan un ancho de banda (campo de frecuencia) diferente.

Así, según el ancho de banda, pueden clasificarse en:

c.c.: 50 Hz …… Registradores potenciómetros.

c.c.: 200 Hz …… Registradores galvanométricos mecánicos.

c.c.: 50 KHz …… Registradores galvanométricos de haz luminoso.

c.c.: 1 MHz …… Registradores fibra óptica.

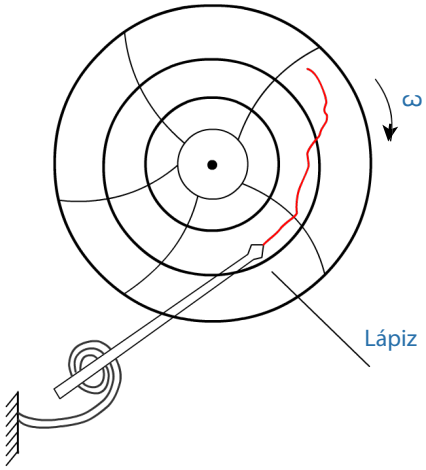
c.c.: 1.6 MHz …… Registradores magnéticos.

(El directo, desde 300 Hz en adelante)

3.3.3.2. Registradores Mecánicos

Son esencialmente los mismos visualizadores mecánicos a los cuales se ha dotado de un papel que se desplaza bajo la plumilla, con velocidad de rotación o de translación conocida, y sobre la cual queda impresa una huella que de alguna forma representa la evolución temporal del fenómeno de observación.

Un ejemplo típico es el registrador de presiones de la figura, en el cual un sistema auxiliar no representado hace girar el papel a razón de 1r.p.m. día.



En general, los registradores mecánicos son sencillos y robustos, pero dada su gran inercia, quedan limitados al registro de variables de baja frecuencia.

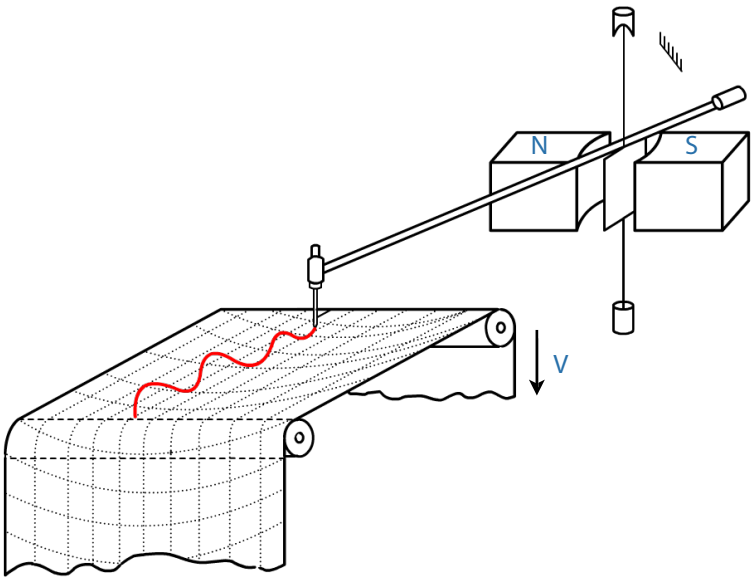
3.3.3.3. Registradores Eléctricos de Acción Directa

Los registradores eléctricos de acción directa son básicamente instrumentos de bobina móvil, en los cuales el movimiento de la bobina, y con ella la aguja, marcan directamente una huella (por medio de una plumilla, haz luminosos, etc.)sobre un papel de registro que se desplaza a una velocidad fija y conocida.

Precisamente, el "tipo plumilla" de registro y de rango de frecuencias de trabajo, definen su clasificación en dos grupos: los galvanómetros de registro mecánico y los galvanómetros de registro luminoso (también conocidos por registradores ultravioletas).

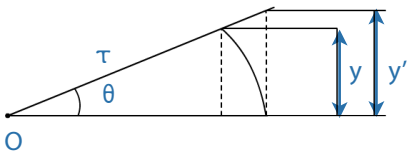
Registradores galvanométricos de accionamiento mecánico:

La figura muestra con toda claridad el funcionamiento de estos registradores.



El principal problema de estos registradores es la distorsión que se produce en la señal registrada debido al movimiento circular del lápiz de registro.

Tal problema se palia con el trazado de una escala curva sobre el papel, y con una longitud suficiente larga de la aguja, acompañada de desplazamientos cortos (en el sentido del arco) de la plumilla.



Un sistema lineal tendría una desviación Y' proporcional a la tensión de entrada. Pero en este sistema, la misma tensión de entrada produce una desviación Y, cometiéndose por tanto una distorsión / \ Y = Y' – Y.

A título de ejemplo, se obtendrá una desviación de un 1 %, sobre 50 mm de desplazamiento, con una aguja de 200 mm, correspondiente a un ángulo de girado de 14.5º. Esto significa que en este supuesto la magnitud de entrada no debe producir en el galvo un giro mayor de 15º, si se quiere que la distorsión no alcance valores elevados.

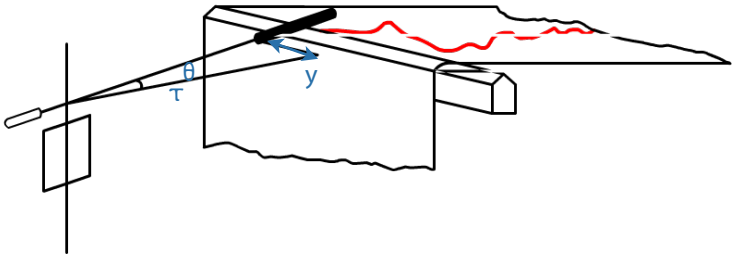
Estos instrumentos poseen un ancho de banda desde 0 a 5 Hz, y una sensibilidad máxima alrededor de 4 mV/cm.

Se construyen a veces de múltiples plumillas, con un máximo de 8, pudiendo alcanzar el papel un ancho de 380 mm.

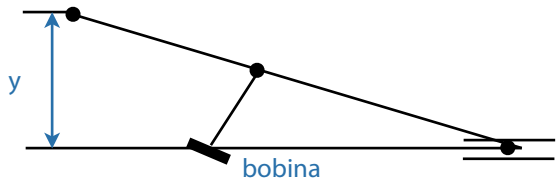
A veces incorporan amplificadores de entrada para mejorar su sensibilidad, pudiendo llegar a ser de 1 mV/mm e incluso 1 pV/mm, con una impedancia de entrada alta, del orden de 10kΩ, extendiéndose el ancho de banda hasta los 50 Hz para un desplazamiento de 40 mm pico-pico y de 100 Hz para 10 mm pico-pico.

El sistema de escritura puede ser una plumilla (con el depósito de tinta y el capilar de conexión, lo cual limita la velocidad de escritura, y en consecuencia el rango de frecuencia que es en este caso muy bajo), la punta de fibra (que permite una velocidad de escritura mayor, pero tiene el problema del desgaste), aguja de presión sobre papel sensible, punta térmica (aguja calentada sobre papel termosensible), punta eléctrica (punta calentada por una corriente eléctrica que "quema" el papel), etc.

Precisamente, el uso de una "traza térmica" permite soslayar la distorsión producida por la aguja, como se indica en la figura:



Nota: El mismo efecto de eliminación de la distorsión se consigue por procedimientos mecánicos, a base de mecanismos como el de la figura, aunque a costa de aumentar la inercia del conjunto.

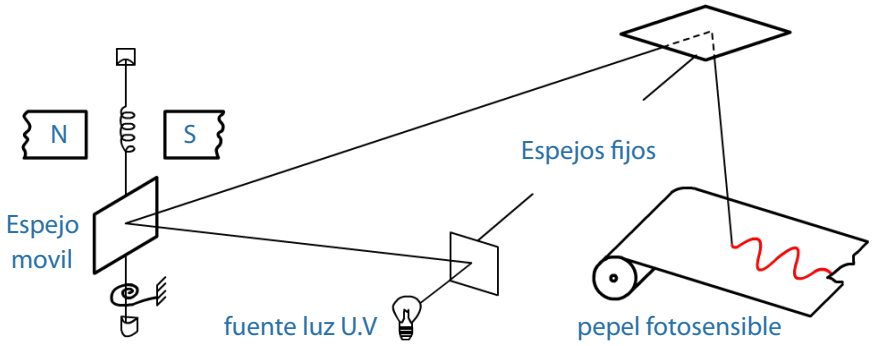


Registradores galvanométricos de punto de luz:

También conocidos como registradores ultravioleta, basan su funcionamiento en el mismo principio del galvanómetro, así como en la existencia de papel sensible a la luz ultravioleta (pero no a la luz visible).

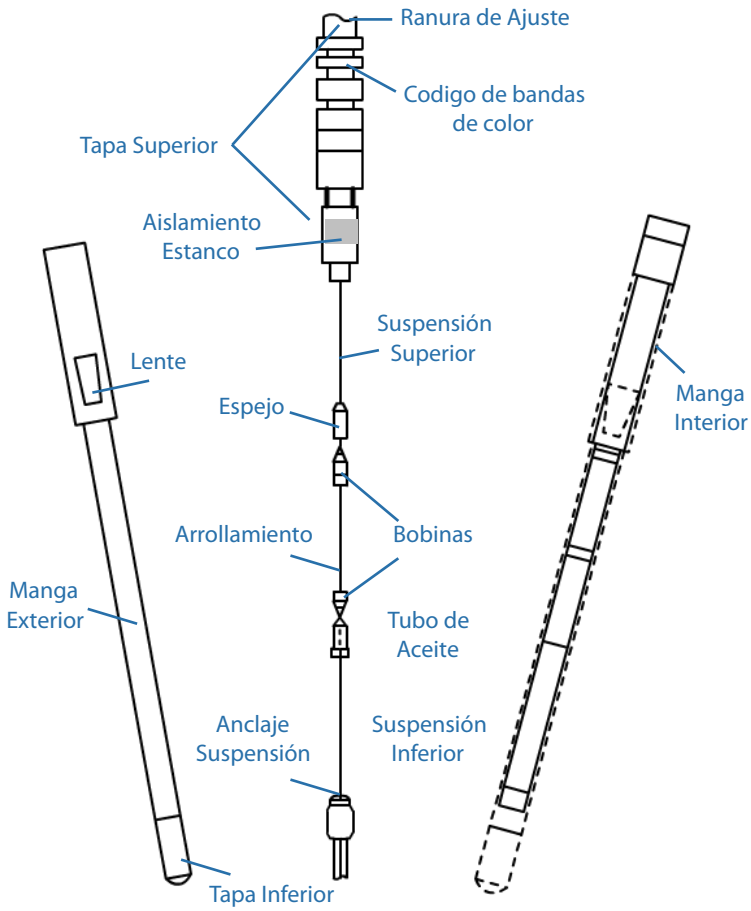
(Su uso se ha extendido, entre otras razones, por la posibilidad de fabricar aparatos de múltiples canales, entre 6 y 25, y en la reducción de peso y tamaño de los galvanómetros utilizados).

La figura muestra claramente el funcionamiento de estos registradores. Como se ve, el galvanómetro no acciona ahora la plumilla de registro, sino un espejo. Por este motivo, la inercia del galvanómetro es muy baja, lo cual permite una respuesta en frecuencia alta.



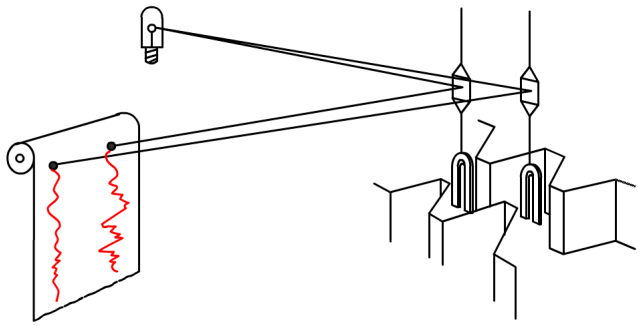
(Como se comprende, la presencia de espejos fijos incrementa el "brazo óptico", a pesar de que el galvanómetro pueda situarse muy cerca del papel de registro).

Los galvanómetros empleados en estos registradores son los conocidos como "de lápiz" (suelen ser de unos 75 mm de largo y 3 a 6 mm de diámetro), con la configuración que se muestra en la figura.



Este galvanómetro posee una masa de inercia muy pequeña, un par antagonista producido por la torsión de la cinta y un sistema de amortiguación que puede ser electromagnético o fluido (en el ejemplo mostrado, el recipiente de silicona de la figura es el amortiguador).

Como se ve, el espejo coincide con una lente que enfoca la luz que se proyecta en él.



Cuando se colocan varios galvanómetros, el imán suele formar un bloque común para todos ellos.

La sensibilidad de estos galvanómetros definida como la deflexión del punto luminoso por unidad de corriente, suele ser:

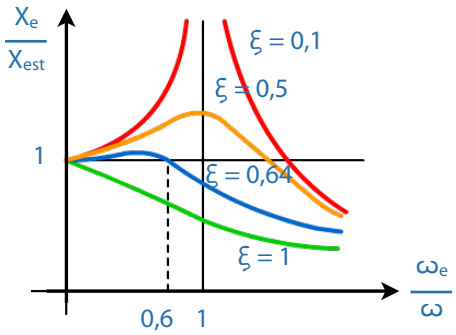
Galvanómetros de 20 Hz: 2 cm/mA (0.5 mA/cm)

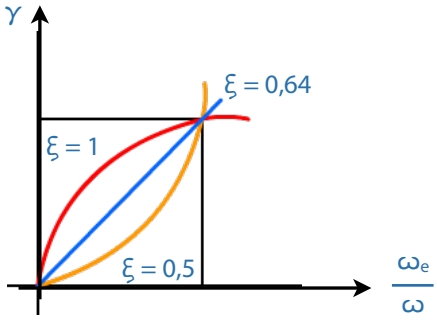
Galvanómetros de 10 Hz: 0.043 cm/mA (23 mA/cm)

Desde el punto de vista dinámico estos galvanómetros, al poseer masa, rigidez y amortiguamiento, se comportan como un sistema de segundo orden, encontrándose su respuesta óptima para una relación de amortiguamiento de 0.64.

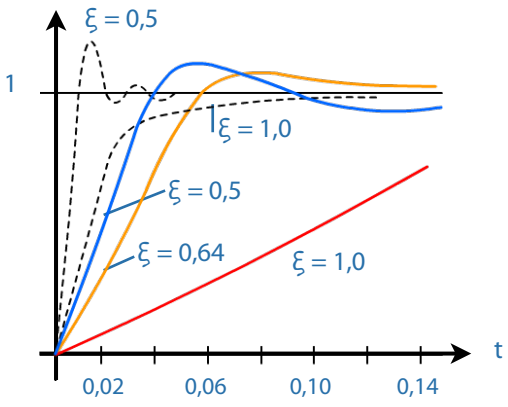
Como esta relación, la desviación de la amplitud está comprendida entre ± 5%, para frecuencias hasta el 60% de la resonancia (para señales de entrada senoidales).

Para esta misma relación de amortiguamiento el ángulo de desfase varía linealmente, para cualquier valor de la frecuencia (por lo cual las ondas complejas no sufren distorsión de fase).





En el caso de serle aplicada una función escalón, la respuesta transitoria es la mostrada en la figura, dibujadas para galvanómetros de 10 Hz y de 100 Hz de frecuencia crítica o de resonancia.



Se observa que cuando la frecuencia de resonancia es mayor, el tiempo empleado en llegar al régimen permanente es menor (lo que indica que para estudiar regímenes transitorios son preferibles los galvanómetros de elevada frecuencia de resonancia).

De nuevo se observa también que la mejor relación de amortiguamiento es ξ = 0,64.

Como fuente luminosa se usan lámparas de tungsteno halógeno y de vapor de mercurio. Con las primeras se consigue una buena impresión del papel en frecuencias de hasta 2.000 Hz; con las segundas, hasta 25.000 Hz. La fuente luminosa es siempre única, aunque el galvanómetro posea varios canales.

El sistema óptico dispone de una óptica de entrada que recibe la luz y la divide en bandas uniformes que inciden sobre cada espejo. El rayo reflectado por el espejo del galvanómetro es el recibido por la óptica de salida, la cual lo concentra sobre el papel de registro.

Dada la elevada frecuencia de trabajo de los galvanómetros, la mecánica de arrastre del papel se construye con bastante precisión, ya que el desplazamiento del papel constituye la base de tiempo.

Para ello, los registradores ultravioletas disponen de velocidades de arrastre de 1 cm/min. hasta 200 cm/seg.

El papel es arrastrado por un servomotor, unido a una caja de engranajes, la cual transmite el movimiento al sistema de arrastre del papel (que puede ser mediante rueda dentada o por rodillos de fricción). La gama de velocidades se consigue eléctricamente o mecánicamente (variando la relación de transmisión).

La mayoría de los registradores ultravioleta imprimen sobre el papel sensible una serie de marcas, tales como la "rejilla" o trazos longitudinales, igualmente espaciados, obtenidos al hacer pasar la luz ultravioleta por un "peine"; las "marcas de tiempo", o líneas transversales que ocupan todo el ancho del papel y que son trazadas a intervalos de tiempo regulares (graduados a voluntad); identificadores de traza, que permite reconocer la señal de cada galvanómetro o canal (de gran utilidad cuando son muchos los canales actuando simultáneamente, y sus señales se entrecruzan).

Para positivar el papel pueden emplearse varios procedimientos, siendo el más usual el de exposición a una luz blanca no demasiado intensa (la luz solar lo quema).

(Cuando se requiera manejar la señal impresa bajo la luz intensa es preferible hacer una fotocopia previa).

Nota: En los galvanómetros con amortiguamiento electromagnético, éste depende de la resistencia del circuito al que se conecta.

Por esta razón se hace precisa una adaptación de impedancias para este caso, de manera que se mantenga una $\xi = 0.64$

Tal cosa no ocurre, evidentemente, en los galvanómetros con amortiguamiento viscoso.

Si la señal que se desea registrar no tiene la amplitud suficiente para dar la desviación requerida en la traza, es necesario amplificarla previamente, antes de introducirla en el registrador (normalmente, se fabrican amplificadores preparados para conectarlos a estos registradores, que incluyen, además de la amplificación, otros sistemas para adaptación de impedancias, protección frente a sobrecargas, etc.).

Cuando se vaya a elegir un galvanómetro, es importante considerar:

1. Que su respuesta sea lo más plana posible, lo que significa considerar su frecuencia de resonancia en comparación con la frecuencia más alta que se vaya a medir.

2. Si se van a trazar señales transitorias, la frecuencia de resonancia debe ser por lo menos 20 veces mayor que la frecuencia fundamental del transitorio.

3. Tener presente que el límite superior de respuesta plana en galvanómetros comerciales es 8 kHz. Esto significa que a una velocidad de papel de 10 m/seg., la traza que aparece tiene una distancia entre dos picos consecutivos de 1.25 mm, que ya es muy pobre para un estudio de la señal.

En realidad, estos registradores van muy bien para señales entre 0 y 500 Hz, aún cuando ello depende de las velocidades del papel.

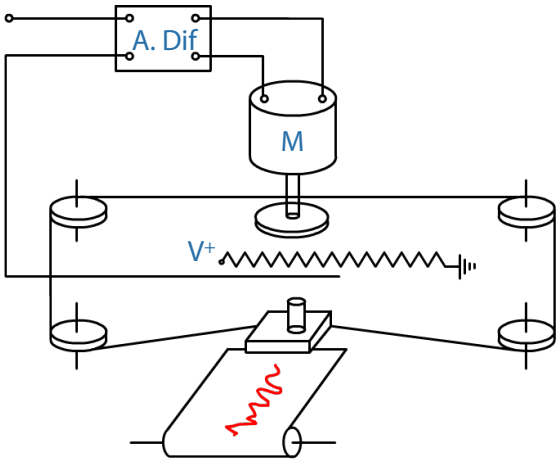
Que tenga una suficiente sensibilidad, de modo que se obtenga una desviación del punto luminoso que puede ser "leída". Caso contrario hay que recurrir a uso de amplificadores.

3.3.3.4. Registradores Eléctricos Servocontroladores

Los servoregistradores son aquellos registradores en los cuales la energía necesaria para el movimiento de la pluma se obtiene de una fuente externa.

La débil señal de entrada es comparada con una tensión de referencia. La diferencia (señal de error) es amplificada y enviada hacia un motor de c.c., que gira siempre en el sentido anular tal diferencia (por ello se llaman también aparato de desviación nula).

En la figura se representa el esquema de un registrador basado en este principio.



Como se ve, al amplificador diferencial llega por un lado la tensión de entrada VE, (que puede ser muy baja) y por otro, la tensión procedente de una fuente de referencia V+ y un potenciómetro.

La diferencia entre estas tensiones es amplificada y enviada a accionar el motor de c.c. (M), (que gira a derechas o a izquierdas, según sea la polaridad de la tensión).

Este motor está acoplado mecánicamente (por medio de unas poleas y correas) al carro que transporta la plumilla de escritura y el contacto eléctrico deslizante sobre el potenciómetro.

Tan pronto el desplazamiento del contacto sobre el potenciómetro anule la diferencia de tensiones de entrada del amplificador diferencial, el motor se para.

(Debido a la existencia del potenciómetro, que es el elemento más crítico de estos registradores, también se le conoce con el nombre de "registradores potenciométricos").

Como características más destacadas de estos registradores pueden mencionarse su baja banda de frecuencia (no pueden emplearse más que desde c.c. hasta 4 Hz), así como la existencia de una "banda muerta" debido a los rozamientos en el potenciómetro, (los cuales no pueden ser vencidos por señales muy débiles).

Para poder ser usados con señales muy débiles, a veces se dispone de un amplificador de entrada.

La impedancia de entrada es muy grande (en el equilibrio, evidentemente infinita).

Dispone normalmente de un sistema por elevación de la plumilla, de tipo mecánico o eléctrico.

El sistema de escritura normal es el de plumilla con depósito de tinta, punta de fibra, etc.

- Existen dos tipos de registradores potenciométricos: los X – t y los X – Y.

- Los registradores X – t registran la señal de entrada X en función del tiempo, a base de un sistema similar al mostrado en la figura anterior.

El carro de la plumilla, montado sobre unas guías fijas, se desplaza a izquierda y derecha, mientras el papel se va deslizando a una velocidad constante que constituye la base de tiempos.

El uso más extendido de estos registradores es para el registro de temperaturas, sobre señales procedentes de termopares.

En este tipo de potenciómetros el papel puede moverse en forma lineal o circular y pueden tener desde 1 a 6 o más plumillas.

El papel es arrastrado por medio de cilindros de fricción, accionados por engranajes unidos al motor de accionamiento.

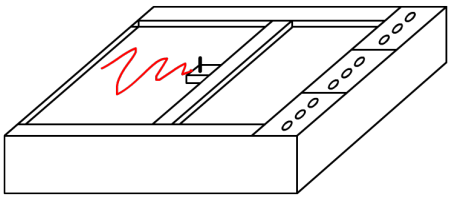
Normalmente se dispone de una gama de velocidades de papel, bien variando la velocidad del motor, bien modificando la relación de transmisión.

En estos registradores, el rango de la señal de entrada puede variar desde 0.5 mV a 200 V, con unas sensibilidades de 0.5 mV/cm a 5 V/cm. La banda muerta suele ser del 0.3 % del desplazamiento máximo de la plumilla.

Los registradores X – Y se basan en el mismo principio expuesto, pero ahora usan dos sistemas potenciométricos: uno para mover la plumilla a lo largo del "carro" y el segundo, para mover el carro a lo largo del registrador.

De esta manera, la pluma puede posicionarse según dos coordenadas X e Y, sin necesidad de mover el papel.

(Naturalmente, cada movimiento dispone de su potenciómetro, motor de accionamiento y amplificador diferencial).



Como se ve, este registrador permite representar una función de dos variables de entrada, (eliminando la variable tiempo).

Su empleo más usual es para representar deformaciones frente a tensiones, presiones frente a volúmenes, presiones frente a flujos, respuestas en frecuencia, etc., etc.

Sin embargo, si en una de las entradas se introduce una señal constantemente creciente (en concreto, si el movimiento del carro, X, se hace a velocidad constante) puede ser generada una función lineal del tiempo, con lo que este registrador queda convertido en un Y – t.

En estos registradores la velocidad máxima es diferente en el sentido X que en el sentido Y, debido a la mayor inercia del carro y la menor del portaplumilla. En consecuencia, el tiempo de respuesta será mayor en el eje X.

V_e

La velocidad combinada máxima (velocidad de escritura) vendrá dada por: Zona de integración

$$V_{max} = \sqrt{V^2_{x(max)} + V^2_{y(max)}}$$

A título de referencia los valores más corrientes son:

$$V_{x(max)} = 150 \text{ cm/seg}$$

$$V_{y(max)} = 200 \text{ cm/seg}$$

$$V_{max} = 250 \text{ cm/seg}$$

Cuando los registradores X – Y se usan como Y – t, ha de tenerse presente la relación entre la frecuencia de la señal de entrada y la amplitud registrada.

En efecto, si la señal de entrada es del tipo $Y = A \cdot \text{Sen } 2\pi \cdot f \cdot t$

Su velocidad será:

$$DY/dt = 2\pi \cdot f \cdot A \cdot \text{Cos } (2\pi\, f\, t)$$

Si la velocidad de translación a lo largo del eje y del registrador fuera de 150 cm/seg, habría de cumplirse:

$$2\pi \cdot f \cdot A = 150$$

lo cual significa que si se desea aumentar la amplitud, ha de diminuirse la frecuencia, o viceversa.

En otras palabras, en estos registradores el producto f·A es constante.

La fijación del papel en estos registradores se efectúa por medio de "tiras magnéticas", por medio del vacío o por procedimientos electroestáticos.

3.3.3.5. Registradores Magnéticos

Introducción:

En todos los registradores que hasta ahora hemos visto, la señal de entrada queda efectivamente registrada, pero con una grave limitación: el registro es "estático", de manera que podemos "verlo", pero no "reproducirlo".

Muchas veces sería deseable poder "almacenar" la señal procedente de un transductor para posteriormente estudiarla más detenidamente, tantas veces cuantas fueran necesarias, o incluso poder cambiar la escala de tiempo de la grabación para analizar un fenómeno "rápido" con más "lentitud" y poder incluso registrarla en un ploter X – Y de baja frecuencia, por ejemplo estudiar un proceso muy lento a una velocidad mayor, etc., etc.

Pues bien, todos estos aspectos de registro de señales son los que posibilitan los registradores magnéticos. Sin embargo, ha de llamarse la atención de que estos, por sí solos, no sirven de nada, pues la información en ellos almacenada no es directamente "visible" ni utilizable. En último extremo, siempre se necesitará de un registrador de papel, un osciloscopio, un ordenador (previa conversión A/D), o cualquier otro medio que nos permita estudiar la señal en ellos "almacenados".

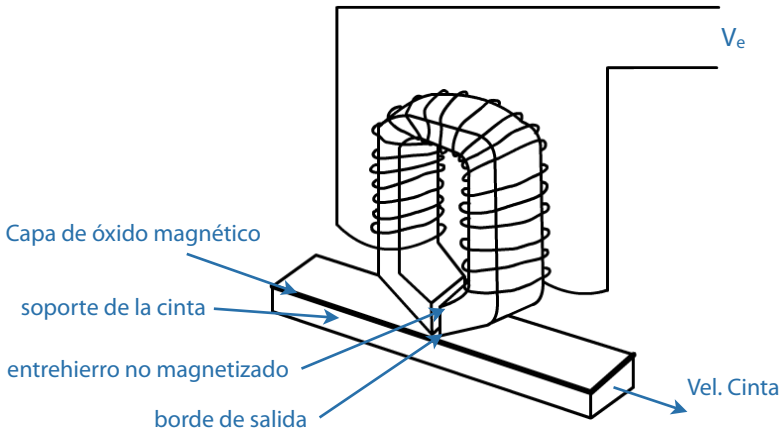
En definitiva un registrador magnético nunca es un sustituto de los anteriormente vistos, sino un complemento.

Aunque eso sí, un complemento fundamental en la cadena de medida y análisis en I.M.

Fundamentos del registro magnético:

El fundamento del registro magnético lo constituyen los fenómenos que ocurren cuando frente a una bobina con su núcleo se traslada una cinta con material magnético en su interior.

En la figura se ha representado una bobina de inducción de núcleo anular partido, cuyo arrollamiento está conectado a una tensión variable V_E .



Como sabemos, al circular una corriente por el arrollamiento (producida por la tensión V_E) se produce un flujo magnético en el núcleo, e incluso entre su entrehierro.

Parte de ese flujo magnético pasa a través de las partículas magnéticas de la cinta, magnetizándolas.

Evidentemente, la magnetización de una concreta partícula magnética de la cinta es variable mientras está cruzando el entrehierro, admitiéndose que su estado definitivo es el que posee en el instante en que lo deja, es decir, después de haber pasado el borde de la salida, y que ese estado "es proporcional" al valor de la tensión V_E en ese instante.

(En general, la "calidad" de la magnetización de una partícula dependerá no sólo de la tensión en el instante en que abandona el entrehierro, sino también del número de espiras, estado de la cinta, separación borde-cinta, etc., etc).

Si la señal de entrada V_E es de variación senoidal

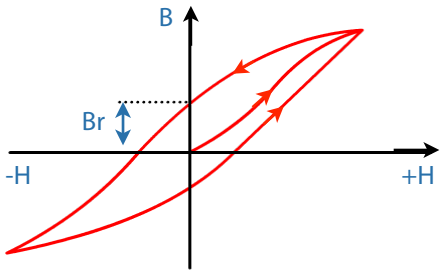
$$V_E = A \cdot \text{Sen}\,(2\pi \cdot f \cdot t)$$

Se producirá, sobre cada partícula magnética de la cinta, un campo magnético variable H, con una inducción B también variable, lo cual producirá su magnetización, siguiendo el conocido ciclo de histéresis, tal como se ve en la figura.

En este proceso, Br será la magnetización residual sobre la partícula cuando cesa el campo magnético (H = 0).

(Puede observarse que la relación H/B es constante sólo en el tramo intermedio del lazo de histéresis).

La magnetización residual sobre la partícula magnética generará a su alrededor un campo magnético cuyo flujo puede suponerse proporcional a V_E .



$$Ø_1 = K \cdot V_E$$

Por el contrario de lo expuesto, si una cinta con partículas magnetizadas se hace pasar por delante de un núcleo magnético con espiras arrolladas, se inducirá sobre éstas una corriente, aunque ahora no proporcional a $Ø_1$, sino a su variación respecto al tiempo.

De esta forma se tendrá una tensión de salida:

$$V_S = K' \cdot (dØ_1 / dt)$$

Estos dos fenómenos, la imantación de partículas magnéticas contenidas en una cinta por medio del campo magnético creado por la tensión variable V_E , y la creación de una tensión V_S al pasar por las partículas imantadas por las proximidades de una bobina, constituyen el fundamento de la grabación y la reproducción en los registradores magnéticos.

Componentes de un registrador magnético:

Básicamente, un registrador magnético se compone:

1. Cabezas de grabación y reproducción.
2. Medio magnetizable (cinta magnética).
3. Sistema de transporte de la cinta.
4. Sistemas electrónicos de acondicionamiento.

A continuación vamos a describir, someramente, cada uno de ellos.

Cabezas de grabación y reproducción:

Generalmente son diferentes, y se ubican en puntos distintos del aparato.

Sin embargo, presentan una serie de rasgos comunes, y básicamente obedecen al esquema anteriormente descrito.

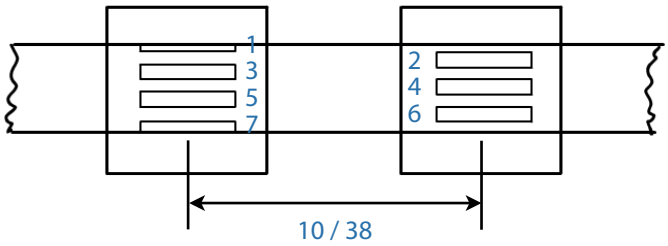
Constan de dos mitades de núcleo idénticas, construido a base de láminas delgadas superpuestas de material altamente permeable, (para disminuir las corrientes de Foncault) y con una gran resistencia al desgaste. Sobre las dos mitades se arrolla el mismo número de espiras.

En los entrehierros se inserta un material no magnético. (El superior se pone sólo por razones de "simetría").

El entrehierro es lo suficientemente grande para conseguir una penetración profunda del flujo magnético en la cinta, pero lo bastante pequeño para conseguir gradientes bruscos de flujo en el borde posterior de salida.

(Una anchura típica es de 5 a 10 µm para una cabeza grabadora, y de 0.5 a 5 µm para la reproductora).

También se utilizan cabezas de dos pistas múltiples como se ve en la figura (2 cabezas, de 4 y 3 pistas) para grabar sobre una misma cinta.



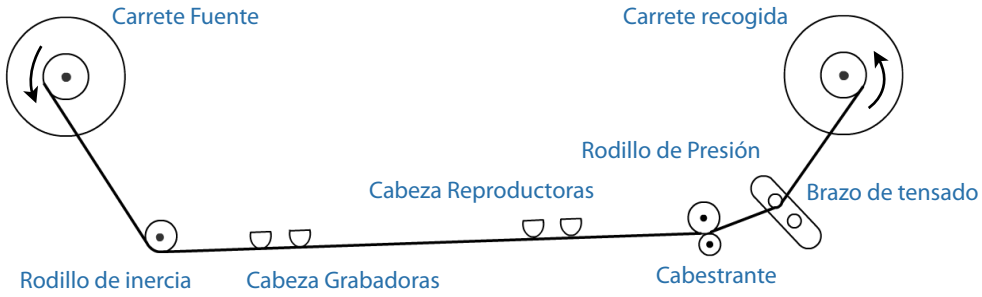
El ancho de la cinta y el tamaño de las pistas es el resultado de procurar pistas anchas (que producen una buena relación señal-ruido), espacio entre pistas grande (lo que evita la diafonía) y ancho total de la pista lo menor posible (por problemas de guiado). (A veces, para disminuir la distancia entre pistas, sin aumentar el ruido en la grabación, se emplean cabezas dobles).

La cinta magnética almacenada en el carrete debe pasar por delante del entrehierro de forma que su magnetización (o activación magnética, en el caso de reproducción) sea lo más perfecta posible. Para ello se exigen dos permisas fundamentales: que su tensión sea la precisa, y que no varíe, y que la velocidad de paso sea la prevista y constante.

La primera condición evitará las roturas y los desgastes excesivos. La segunda condición garantiza una adecuada base de tiempos, de manera que las tensiones registradas se correspondan exactamente en el tiempo con las producidas.

Aparte de ello, el mecanismo debe guiar la cinta para que cada pista pase exactamente por el entrehierro correspondiente.

La figura muestra una disposición típica de mecanismos de arrastre.



Las variaciones en el desplazamiento de la cinta dan lugar a varios fenómenos: el "flutter", causado por variaciones de la velocidad con una frecuencia mayor de 10 Hz; la "deriva", que son variaciones de la velocidad por debajo de los 0.1 Hz; el "sesgo fijo" (skew), que recoge las diferencias fijas relativas a una cabeza determinada (en general es causado por el incorrecto alineamiento de una cabeza, que "retrasa" la lectura de algunas pistas, o también por el guiado inadecuado de la cinta); el "sesgo dinámico", o diferencias de lecturas, en el tiempo, relativas a una cabeza determinada (causadas por una tensión variable, que oscila en el tiempo, a lo largo de la cinta, debida a roce, vibraciones, etc.).

Todos estos errores aparecen tanto en la grabación como en la reproducción, aunque si las cintas se reproducen con el mismo instrumento con que fueron grabadas, su magnitud es menor.

El sistema electrónico de acondicionamiento está formado por la electrónica de entrada y la de reproducción.

En general, la electrónica de entrada comprende acondicionadores de señal, y amplificadores, y su misión es introducir la señal de entrada en el sistema de grabación en forma adecuada al sistema de registro utilizado (los cuales veremos a continuación).

La electrónica de reproducción comprende las fases de amplificación y recuperación de la señal captada por la cabeza, de manera que se regenere la señal primitiva. En este sentido destaca la etapa de "ecualización" de la señal, que también veremos a continuación.

Sistemas de registro:

En los registradores magnéticos de señales empleados en I.M., son dos los sistemas de registro analógicos empleados: la grabación directa y la grabación modulada en frecuencia.

Nota: Se emplean otros sistemas, tales como el Multiplex (multiplexado por división en frecuencia y por división en tiempo), modulación por duración de impulsos (P.D.M. = pulse duration modulation), modulación por impulsos codificados (P.C.M.), ETC. Ninguno de estos abordaremos en este trabajo.

El sistema de registro directo (D.R.) consiste en introducir la señal directamente en la cabeza de grabación, aunque después de ser sometida a un proceso de polarización con el único objeto de salvar los problemas existentes en la polarización de la cinta. De esta manera, la información queda registrada en su estado original (amplitud y frecuencia).

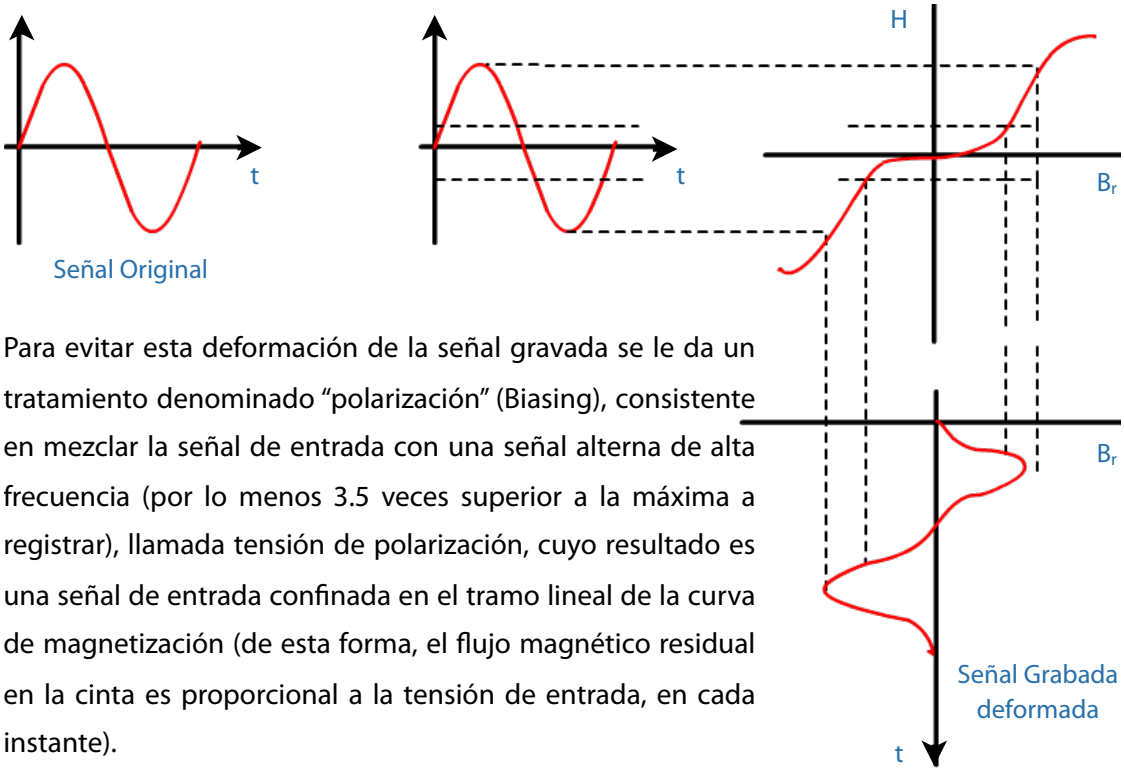
Es el sistema más antiguo y más simple, estando su uso restringido prácticamente a señales de audio.

La necesidad de tratamiento previo de la señal, antes de su envío a la cabeza de grabación se pone de manifiesto observando las figuras.

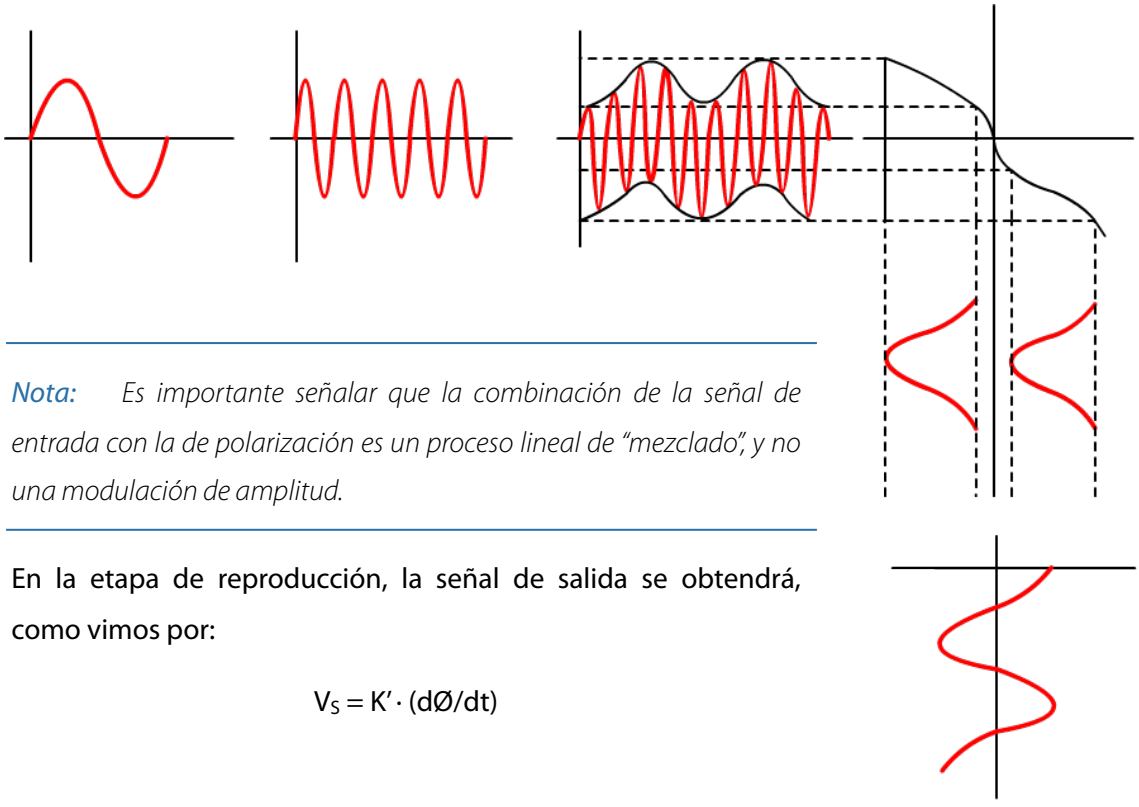
En efecto, si suponemos una señal de entrada (procedente del transductor) de tipo senoidal $V_E = A \cdot Sen\ 2\pi \cdot f \cdot t$, el campo magnético resultante H también tendrá tal variación.

Sin embargo, la magnetización de una partícula de óxido seguirá la típica curva de histéresis, que no presenta una característica lineal.

En consecuencia, la señal grabada quedará deformada, como se ve en la figura.



Para evitar esta deformación de la señal gravada se le da un tratamiento denominado "polarización" (Biasing), consistente en mezclar la señal de entrada con una señal alterna de alta frecuencia (por lo menos 3.5 veces superior a la máxima a registrar), llamada tensión de polarización, cuyo resultado es una señal de entrada confinada en el tramo lineal de la curva de magnetización (de esta forma, el flujo magnético residual en la cinta es proporcional a la tensión de entrada, en cada instante).



Nota: *Es importante señalar que la combinación de la señal de entrada con la de polarización es un proceso lineal de "mezclado", y no una modulación de amplitud.*

En la etapa de reproducción, la señal de salida se obtendrá, como vimos por:

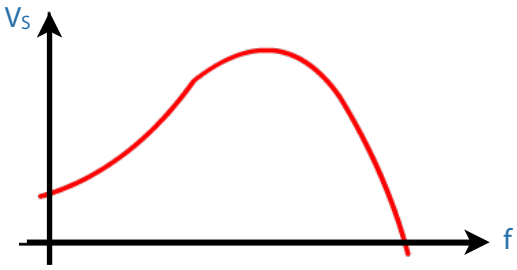
$$V_S = K' \cdot (d\Phi/dt)$$

Con lo que para la señal senoidal de entrada será:

$$V_S = K \cdot K' \cdot 2\pi \cdot f \cdot A \cdot \text{Cos } (2\pi \cdot f \cdot t)$$

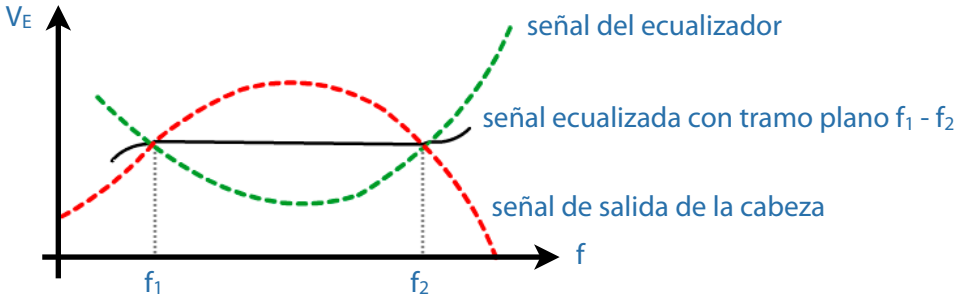
Lo cual significa que la cabeza reproductora actúa como un diferenciador de la señal de entrada, con una amplitud que es función de la frecuencia de la señal de entrada, de valor $K \cdot K' \cdot 2\pi \cdot f \cdot A$

Representando la tensión de salida frente a la frecuencia se obtiene la curva de la figura.



En ella se observa que no hay respuesta en continua, y que hay una caída brusca de tensión para frecuencias altas, (llegando a cero para longitudes de onda iguales a la longitud del entrehierro).

Para obtener una respuesta plana se "ecualiza" la señal de salida de la cabeza. Tal operación consiste en sumar a esta señal de salida otra procedente de un circuito integrado que presente un pico de resonancia para las frecuencias altas. Así se eleva el valor de la señal en los extremos de la banda de frecuencias, obteniéndose una respuesta plana de ancho espectro.



El sistema de registro directo presenta como principales ventajas su sencillez, su fácil puesta a punto y su amplio rango de respuesta plana en frecuencia (gran ancho de banda).

Sin embargo, no permite el registro de señales en continua (por debajo de 50 Hz), teniendo un límite superior a 2 MHz.

Es muy sensible al efecto "drop-out" (pérdidas de amplitud en la señal de salida), que si bien es de pequeña cuantía en bajas frecuencias, puede llegar a valores considerables en frecuencias altas (pérdidas de más del 50% de la señal), produciéndose los conocidos "desvanecimientos". (Este efecto se produce por pérdidas transitorias de contacto cinta-cabeza, variaciones de tensión en el sistema de transporte, suciedad, etc).

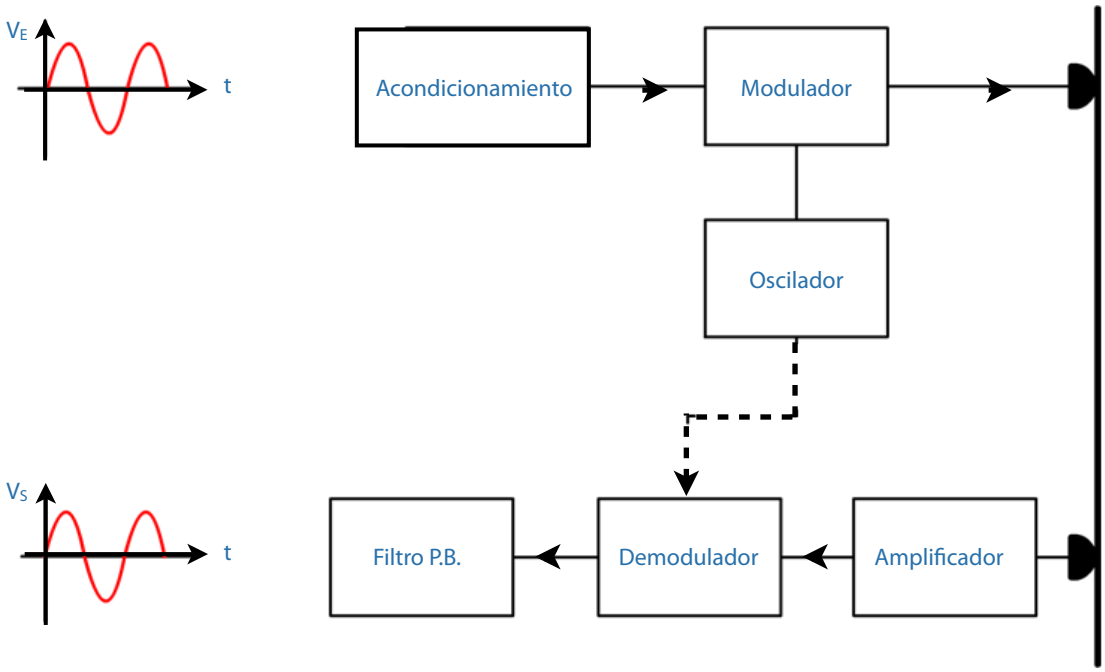
En el sistema de modulación en frecuencia, la señal de entrada "modula" otra señal de amplitud y frecuencia constantes generada por un oscilador.

La entrada a la cabeza grabadora es una onda de amplitud constante y frecuencia proporcional a la señal de entrada.

El sistema mejora la calidad del registro directo, pero es mucho más complejo.

En concreto, este sistema de grabación extiende el ancho de banda hasta continua, y no sufre los fenómenos de "drop-out". Por contra, presenta una frecuencia limitada a un máximo de 20 a 50 KHz y la calidad de la reproducción depende mucho del mecanismo de arrastre de la cinta (la velocidad instantánea de la cinta es fundamental: cualquier variación de la misma produce una modulación adicional que falsea la señal de salida).

Un esquema del sistema es el mostrado en la figura:



El acondicionamiento previo no precisa de la señal de polarización, sino sólo una amplificación, filtrado de ruido, etc.

El filtro de paso bajo final tiene por misión extraer la portadora y eliminar posibles ruidos en el proceso de grabación y reproducción.

3.4.1. Introducción al Estudio de los Elementos para el Análisis de la Señal

La última fase del proceso de medida y análisis en I.M. la constituye el propio anális de las señales visualizadas o registradas, la interpretación de las mismas. Esta fase es, en definitiva, la que justifica las anteriores, y e consecuencia, la que justifica principalmente el empleo de una instrumentación en la I.M.

El análisis de las señales en I.M. puede hacerse por tres procedimientos:

- Manualmente, a la vista de los resultados visualizados o registrados, aplicándoles las técnicas y conocimientos matemáticos y físicos adecuados (podremos saber así si una señal es periódica o no, conocer su frecuencia o amplitud, determinar en algunos casos cual es la causa que la origina, etc).

- Analógicamente, utilizando analizadores de espectro, filtros analógicos, correlacionadores, etc.

  (la instrumentación analógica ha quedado desfasada por la digital, por lo que no le dedicaremos mayor atención).

- Digitalmente, convirtiendo las señales analógicas en digitales y tratándolas luego en ordenadores.

  Este es el método más potente para el análisis de señales, y por lo tanto lo que vamos a estudiar detenidamente.

El análisis digital de señales analógicas, como son todas las procedentes de transductores, requiere una previa digitalización de las mismas, antes de proceder a su análisis por ordenador, o en aparatos de propósito específico, como son los analizadores de señales dinámicas (también conocidos como analizadores de Fourier o analizadores F.F.T. – "Fast Fourier Transform").

En consecuencia, en el estudio que sigue veremos primero los convertidores analógicos-digitales (ADC) y los digitales –analógicos (DAC), y luego estudiaremos los analizadores de señales dinámicas.

Nota: *Hemos de resaltar que el estudio en profundidad de los analizadores de señales es bastante complejo, y que no puede ser abordado en este trabajo.*

Además, su complejidad es doble: por una parte, la propia complejidad de los instrumentos electrónicos en sí mismos. Por otro lado, la complejidad teórica sobre la que se sustenta el análisis de la señal.

Aún cuando aquí supondremos que el lector está familiarizado con la dinámica de sistemas (estudio de vibraciones en el dominio del tiempo y de la frecuencia, análisis modal, etc), haremos un recordatorio sobre los conceptos básicos empleados de modo que las explicaciones puedan ser seguidas con facilidad incluso por los que no deminan tales temas.

3.4.2. Convertidores A/D y D/A

El uso cada vez más extenso de los ordenadores (computadoras digitales) para el análisis y control en I.M. han convertido en necesidad creciente el paso de datos (señales) analógicas a digitales y viceversa.

Los instrumentos capaces de realizar tales conversiones se denominan "convertidores A/D o convertidores D/A".

Los convertidores A/D pueden clasificarse en dos grandes grupos: los que convierten señales de movimiento (desplazamiento o rotaciones) en señales digitales (datos digitales de posición) y los que convierten voltajes en señales también digitales (números que representan el voltaje en un momento dado).

Conversores de movimiento en señales digitales:

Llamamos también codificadores (lineales o angulares), transforman un desplazamiento en un código binario susceptible de ser introducido en un ordenador.

Nota: *Los datos en ordenador son introducidos en el sistema binario. Como sabemos cualquier número puede pasarse a binario representándolo en potencias de 2. Así, el número 10 será:*

$$10 = 1\cdot(2^3) + 0\cdot(2^2) + 1\cdot(2^1) + 0\cdot(2^0)$$

de manera que los coeficientes de las potencias de 2 definen unívocamente el número 10 en binario:

$$1\ 0\ 1\ 0$$

(En consecuencia, son necesarios cuatro bits para definir el número 10).

Para comunicar el número 10 al ordenador se precisan 4 "interruptores" o bits. El primero y el tercero estarán cerrados y el segundo y el cuarto abiertos.

La operación contraria también es fácil de realizar. En efecto, el número en binario 1 0 0 1 se traduce a decimal en la forma siguiente:

$$1\cdot(2^3) + 0\cdot(2^2) + 1\cdot(2^1) + 0\cdot(2^0) = 8 + 1 = 9$$

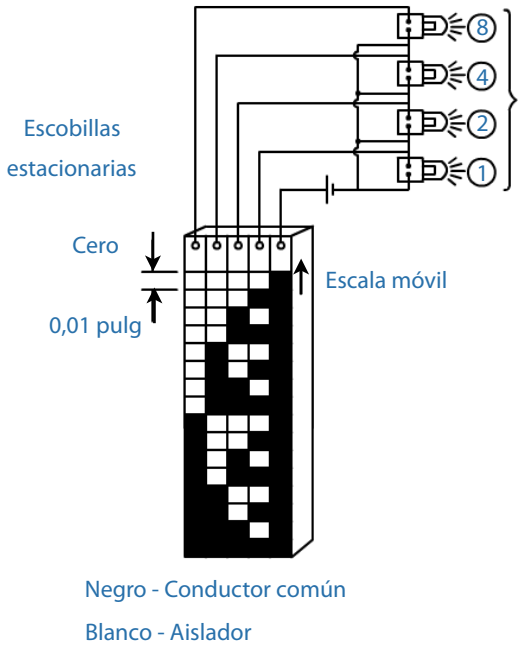
Es fácil de comprobar que con 4 bits sólo pueden representarse números decimales entre el 0 y el 15. números mayores que el 15 requieren más bits, lo cual alarga extraordinariamente la representación binaria de grandes números decimales.

En la comunicación con los ordenadores aparte del código binario puro anterior también se usa el llamado "código decimal cifrado en binario" (BCD). En este sistema un voltaje de, por ejemplo, 564 voltios, no se comunica al ordenador por su código binario completo, sino en tres partes separadas: primero el dígito de las unidades, 4 (0 1 0 0); luego el dígito de las decenas 6 (0 1 1 0); y finalmente el dígito de las centenas, 5 (0 1 0 1). Así el decimal cifrado en binario será:

$$564 \equiv 0\ 1\ 0\ 1\ \ 0\ 1\ 1\ 0\ \ 0\ 1\ 0\ 0$$

Puede comprobarse que este sistema requiere más bits que el binario puro, pero es más fácil de leer por el operador.

En la figura se ha representado un codificador lineal que ilustra perfectamente el funcionamiento de estos conversores A/D.



Binario	Distancia en unidades de 0,01 pulg.
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	10
1011	11
1100	12
1101	13
1110	14
1111	15

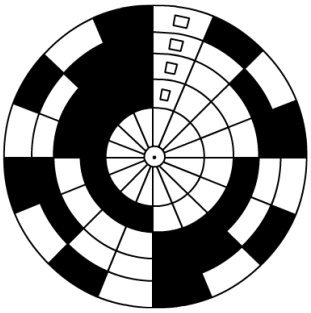
Como se ve tiene 4 pistas (4 bits), y estas están divididas en porciones conductoras y aisladoras, siendo el tamaño de cada paso 0.01 pulg. y la longitud total de recorrido (rango de la señal de entrada) 0.15 pulg. (Evidentemente, la resolución es de 0.01 pulg.).

Como se observa, al desplazarse la escala bajo las escobillas, los circuitos respectivos ascienden o apagan las lámparas de manera que el estado de éstas, en cada paso, determinan la posición del desplazable o escala. Por ejemplo, cuando el desplazable se haya movido 9 centésimas de pulgada, las lámparas 1 y 8 estarán encendidas y las 2 y 4 apagadas.

Si se requieren recorridos mayores de 0.15 pulg. se precisan más bits, o sea, más pistas. Si se desea una resolución más fina de 0.01 pulg. pueden producirse unos pasos más estrechos, o emplearse algún mecanismo amplificador del movimiento.

Si la señal de entrada es un movimiento de rotación (que es lo más usual, pues incluso los movimientos de translación se prefiere convertirlos, mecánicamente, en rotaciones) el

desplazable o escala se hace circular, como se ve en la figura, colocando las escobillas en la dirección de un radio.



Tal como puede comprobarse con n bits puede disponerse de 20 – 1 pasos, ya que el primer paso es (000……).

Si quisiéramos determinar el número de bits necesarios para codificar un desplazamiento angular de 360º, con una resolución menor que un segundo de grado, tendríamos:

$$nº \text{ de seg. en } 360º = 60 \times 60 \times 360 = 1.296.000$$

Necesitaríamos 21 bits, pues:

$$221 - 1 = 2.970.151$$

ya que 20 bits producen 220 – 1 = 1.048.595 pasos.

Evidentemente, si se usa un ordenador la información no será visualizada, sino enviada a este por las correspondientes "puertas" de entrada.

Nota: *Es interesante observar que si las escobillas (que conforman una línea de lectura) y las cuadrículas no están perfectamente alineadas, al moverse de un paso al siguiente puede haber un error de lectura superior a una unidad.*

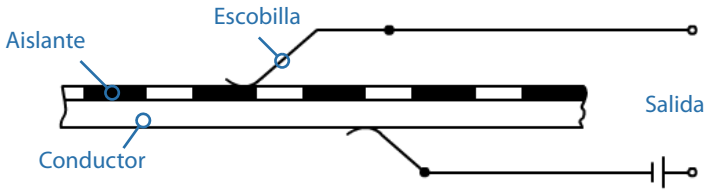
Por ejemplo, si estando en el binario 1 0 0 1 (9), debido a un mal alineamiento, el dígito 21 cambia antes de que los haga el 20. se producirá el binario 1 0 1 1 (que es ahora el decimal 11, y no el 10 como debería ser).

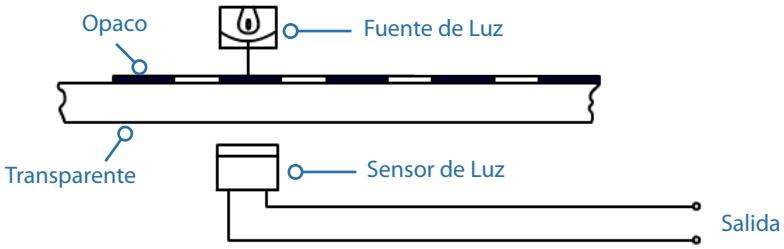
Este problema se resuelve cambiando la calve a otra que cambie un solo dígito al pasar de un número al siguiente (que cambie sólo una cuadrícula entre cada dos pasos). Tal clave se conoce como "cíclica binaria" o de Gray.

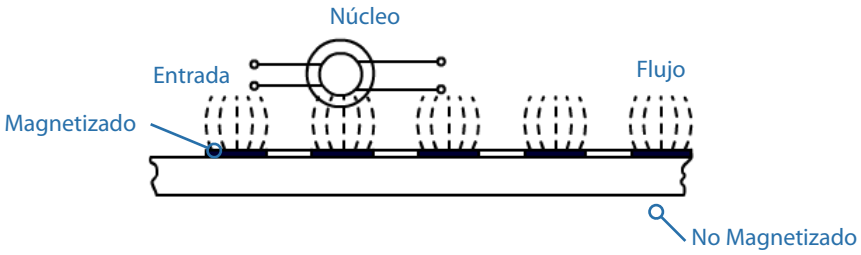
En ella, los números quedan escritos por el siguiente orden:

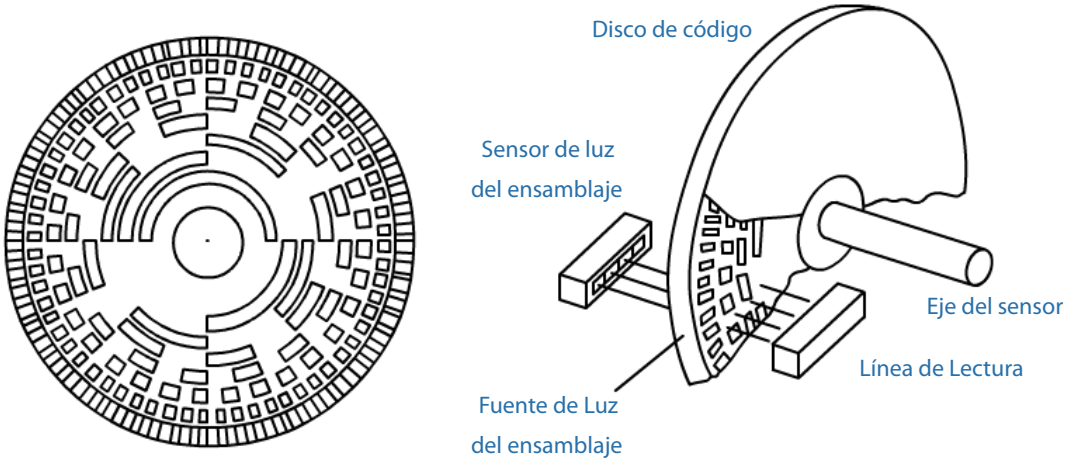
1,2,3,4,5,6,7,8,9,19,18,17,16,15,14,13,12,11,10,20,21,22,23,24,25.

Dado que las escobillas, deslizándose sobre el desplazable presentan problemas mecánicos, (desgastes, pérdidas de contacto, etc.), se emplean también sistemas ópticos, o magnéticos, como se ve en las figuras.





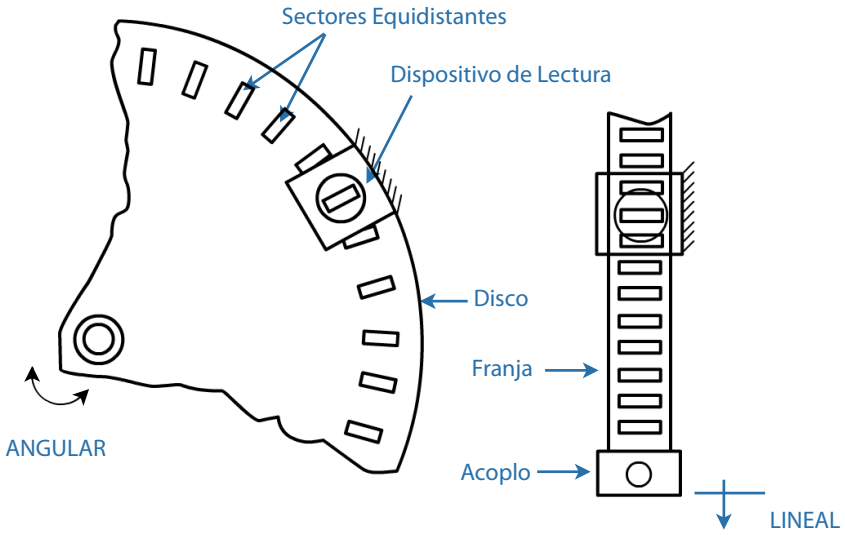




Nota: *Todos los codificadores descritos hasta ahora son llamados "absolutos", pues determinan unívocamante la posición del desplazable.*

Otro tipo de codificadores son los "incrementables", en los cuales la posición se determina por el número de "pulsos", que se han sucedido, a partir de una posición de referencia tomada como origen.

Los "pulsos" van entrando en un contador, que los suma cuando son en un sentido, y los resta cuando el movimiento es de sentido contrario, de manera que el contenido del contador, en cada instante, determina la posición del desplazable. (Evidentemente, la salida de este tipo de codificadores no es binaria, y no puede ser leída directamente por el ordenador, ya que contiene una sola pista de lectura, como se ve en la figura.



Convertidores de voltaje en señales digitales:

Son los llamados propiamente convertidores analógico digitales, convertidores A/D, o simplemente ADC.

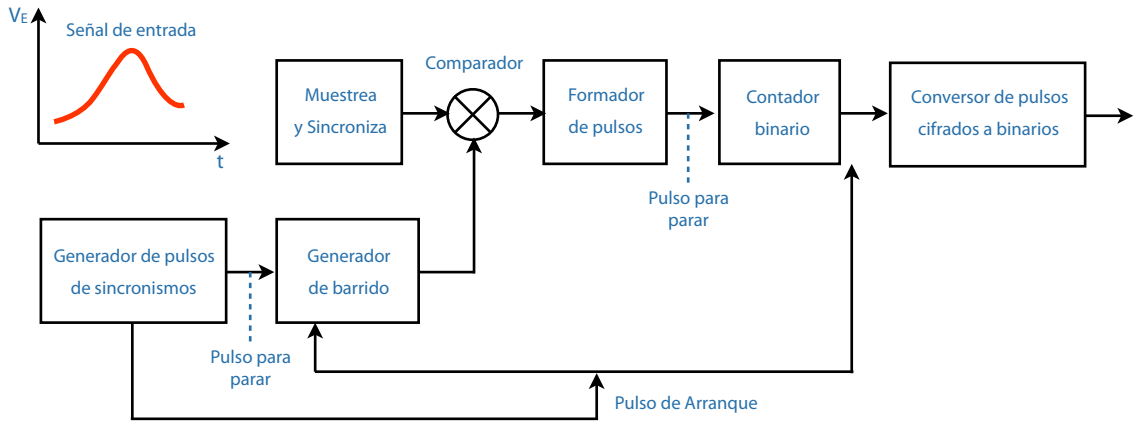
Su misión es transformar una señal analógica de tensión en un número digital proporcional.

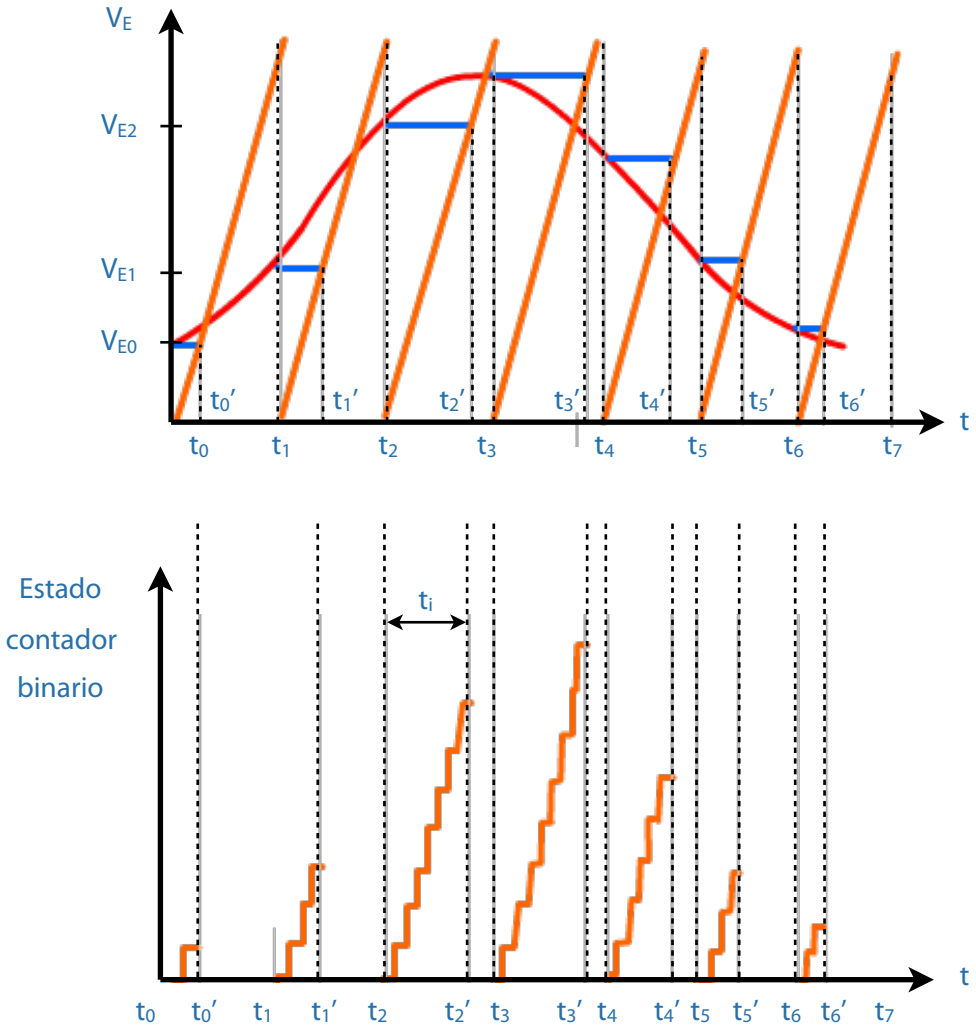
Existen tres métodos diferentes para conseguir esta conversión: el método paralelo, el método ponderado y el método de contador.

- En el método paralelo se compara la tensión de entrada con n tensiones de referencia, simultáneamente, determinándose entre que dos niveles de referencia se encuentra la tensión de entrada. El número resultante se obtiene en una sóla operación, pero si la escala es, por ejemplo, de 0 a 100 comparadores en el instrumento de conversión.
- En el método ponderado se determina en cada operación un bits del número binario correspondiente.
- El método de contador es el más sencillo y el más empleado.

Este requiere contar el número de veces que es preciso tomar una tensión de referencia para igualar la tensión de entrada.

La figura ilustra el funcionamiento de este tipo de convertidores.





En principio, las señales analógicas de entrada V_E se compara con un voltaje de barrido, en forma de diente de sierra, cuyo valor máximo ha de ser mayor que cualquier voltaje de la señal analógica esperada, y cuya frecuencia sea lo suficientemente alta respecto de la frecuencia analógica como para que pueda reproducirla con la máxima fidelidad.

Esta señal de comparación es generada por el generador de barrido.

Para que coincida un número entero de dientes de sierra, y siempre en la misma cantidad, se trocea (muestrea) la señal analógica de entrada, y tal muestra se sincroniza con el tren de ondas de barrido. La onda analógica muestreada y sincronizada es la que se compara con el tren de barrido.

Al principio de una muestra, la onda de barrido va aumentando su tensión, en forma lineal, a partir del tiempo t_0 .

En este mismo instante t_0 se pone en marcha un contador binario, que va generando pulsos, en intervalos de tiempo constantes, los cuales representan un número binario que va aumentando de manera uniforme.

Al llegar al instante t'_0, el comparador detecta la igualación de los voltajes de la señal analógica y la de barrido, dándose una señal para parar el contador (y ponerlo de nuevo a cero).

Evidentemente, el número de pulsos efectuados será proporcional al tiempo transcurrido entre t_0 y t'_0 por lo cual el número binario que representa tal número de pulsos será proporcional a la tensión analógica V_E . (En el caso de la figura, un solo pulso).

En el instante t_1 sube de nuevo la tensión de barrido, y el contador empieza a contar, y con él, a generarse números binarios crecientes.

Al llegar la tensión de barrido, el valor V_{E1} , de nuevo se para el contador, y se pone a cero. El número de pulsos ejecutados, ha sido de cuatro en la figura, y tal es el correspondiente número binario generado.

(Como se ve, el intervalo $t_1 - t_1'$ es el que permite que se genere los cuatro pulsos, y es proporcional a V_{E1}).

El proceso se repite para cada diente de la sierra, generándose una secuencia de números digitales que representan el valor de la señal analógica, a intervalos de tiempo igualmente señalados y dentro de la muestra elegida.

Lo mismo se efectuará para las muestras consecutivas que definen en su totalidad la señal analógica de entrada, teniendo así digitalizada la misma.

Nota: El método de contador descrito se denomina de pendiente única. Dentro de este mismo procedimiento de conteo también se encuentran los de doble pendiente, compensación, etc, que no consideraremos.

En los convertidores A/D existen dos tipos de errores, fundamentalmente.

El primero es el debido a la necesidad de hacer de tamaño finito los saltos del contador, lo cual se traduce en un error en los bits y que representan el voltaje de entrada.

El segundo se refiere al error introducido en el muestreo de la señal de entrada. En este sentido, el muestreo de la señal de entrada debe hacerse a una frecuencia doble que la frecuencia más alta de la señal de entrada.

Convertidores de señales digitales en voltajes:

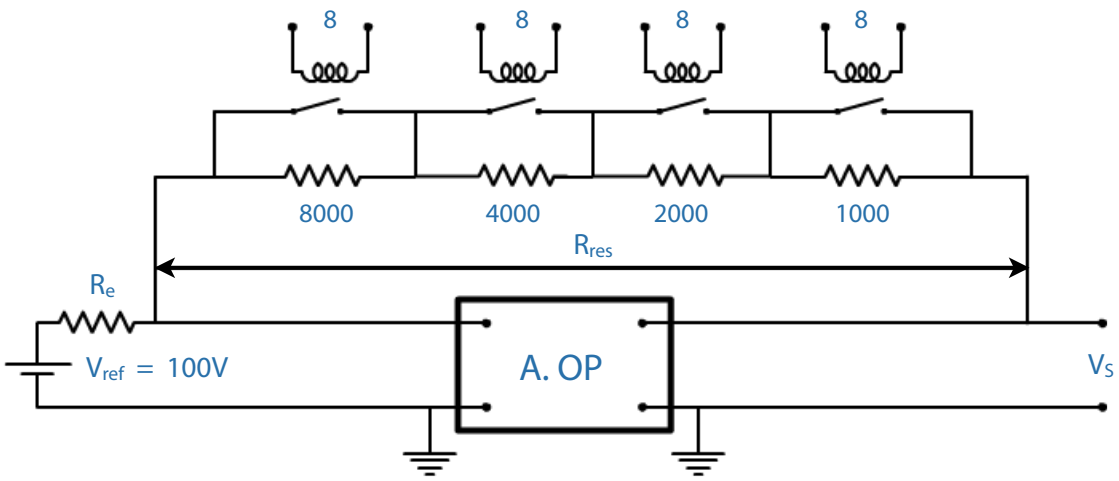
También llamados convertidores digitales – analógicos, convertidores D/A, o DAC.

Su misión es justo la contraria de los anteriores.

Existen muchas configuraciones de convertidores D/A, una de las cuales se muestra en la figura.

Casi todas ellas están formadas por un cierto número de resistencias (cada una doble de la anterior, y tantas como bits de entrada hayan), el mismo número de interruptores de estado sólido (que se accionan al ser activados por los correspondientes canales de las señales digitales), una tensión de referencia (muy estabilizada) y la correspondiente electrónica de amplificación, filtrado, etc.

(Hay que observar que los canales de entrada – bits – han de estar en paralelo).



En el ejemplo de la figura se incluye un amplificador operativo, que consta de cuatro bits.

Los conmutadores se supone que están cerrados cuando una señal (bits) no esté presente (al enviar un 1 por el canal, una tensión, el circuito se abre).

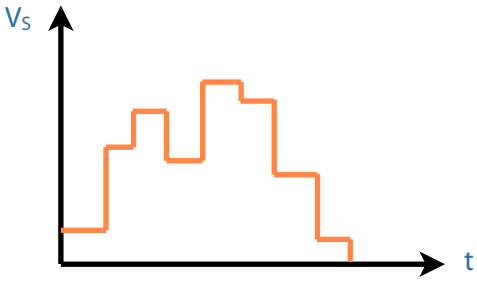
La resistencia de retroalimentación resultante Rres será en todo momento la suma de las que no estén en contacto cerrado.

Por ejemplo, si el número binario es el 1 1 0 1 (que equivale al decimal 13), estarán abiertos los interruptores 1,2 y 8, y el 4 estará cerrado (no accionado).

La tensión de salida será:

$$V_S = -V_{ef} \cdot (R_{res} / R_E) = -100 \cdot (13.000/100.000) = -13 \text{ voltios}$$

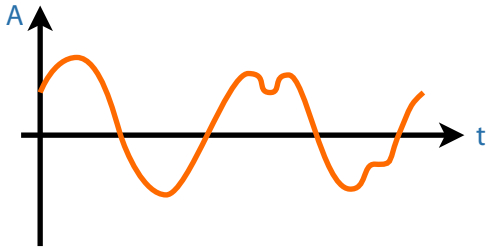
(Como sabemos, con 4 bits se pueden manejar hasta 15 números; si se desean números mayores hasta aumentar el número bits).



Como el voltaje analógico de salida varía en forma escalonada, ha de recurrirse a un posterior alisado a base de un filtrado de la tensión de salida.

3.4.3.1. Conceptos Fundamentales Precios al Estudio de los Analizadores de Señales Dinámicas

Como sabemos, el análisis de señales dinámicas es único, pero puede abordarse desde tres puntos de vista o perspectivas diferentes: en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia y en dominio modal.



El dominio del tiempo:

Es el más natural de los tres. En él, una señal cualquiera procedente de un transductor se representa en función de la variable tiempo.

Representa, por consiguiente la evolución temporal de un fenómeno físico cualquiera (la evolución de su amplitud).

El dominio de la frecuencia:

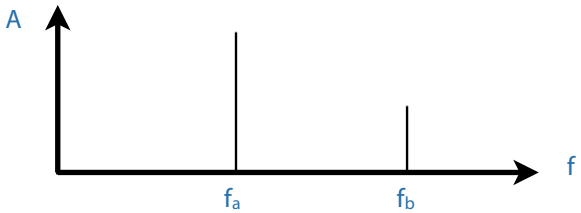
Se basa en la demostración de Fournier de que una onda (señal) cualquiera puede considerarse como la suma de un número más o menos grande de funciones armónicas (tipo seno o coseno), de diferentes amplitudes y frecuencias, y con diferentes ángulos de desfase entre sí, y que además, tal combinación es única.

Evidentemente, lo contrario también es cierto, y presenta un gran interés en I.M.:

En efecto, si suponemos un rotor desequilibrado, apoyado en un rodamiento en una bola deteriorada, un acelerómetro colocado sobre el rodamiento detectará una vibración producida por el desequilibrio (onda "a") de la figura) a la que se sumará la vibración producida por la bola deteriorada (onda "b") en la figura) (de frecuencia mayor).

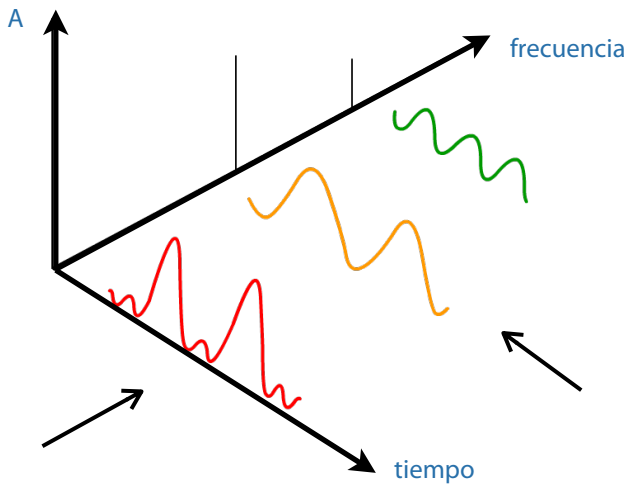
Su suma es la señal resultante que capta el acelerómetro (onda "c").

Si representamos en unos ejes de coordenadas las frecuencias y amplitudes de cada uno de los armónicos que componen una señal compleja, tendremos el conocido espectro de la señal, formado por una serie de líneas como se ve en la figura (para la misma señal anterior).



Cada una de las líneas se llama "componente" del espectro.

La figura demuestra que el dominio del tiempo y el de la frecuencia representan el mismo fenómeno, "visto desde diferentes ángulos".

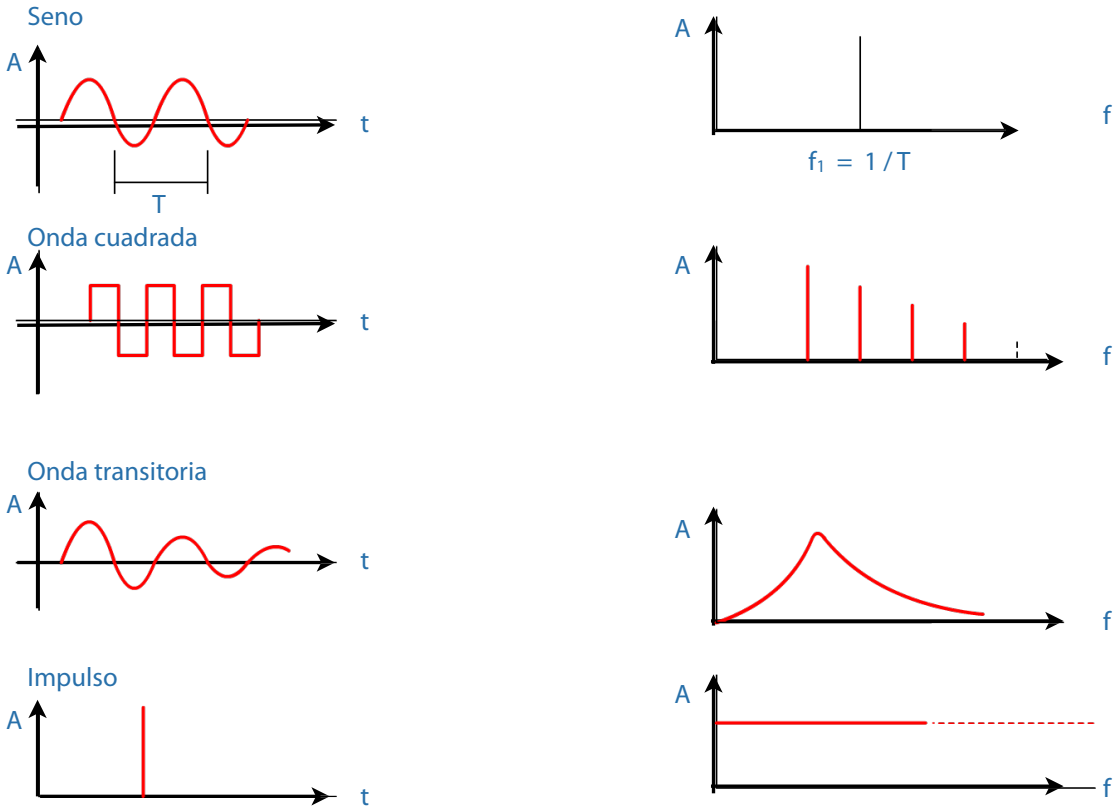


Nota: *Hay un aspecto que "se pierde" al pasar del dominio del tiempo al de la frecuencia, con los dos gráficos expuestos, y es el ángulo de fase de cada armónico.*

Por ello se precisaría acompañar ambos de un "espectro de fase".

Sin embargo, si sólo estamos interesados en la amplitud, ambos gráficos sustentan la misma información.

En las figuras se demuestran algunos espectros de señales temporales:



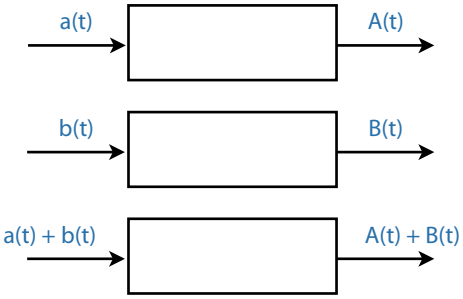
(como se ve, el espectro de una onda seno es una línea. El espectro de una onda cuadrada, que según Fourier está formada por un número infinito de armónicos impares, es un número infinito de líneas. El espectro de una onda transitoria es continuo, es decir, la onda senos que lo conforman están infinitesimalmente espaciadas, el espectro de un impulso es plano, es decir, contienen todas las frecuencias, y todas con la misma amplitud).

Lo anterior pone de manifiesto una importante propiedad de los espectros: cualquier señal periódica no amortiguada, (se extiende hasta $t = \infty$), tiene un espectro "discreto".

Por el contrario, cualquier señal transitoria tiene un espectro continuo.

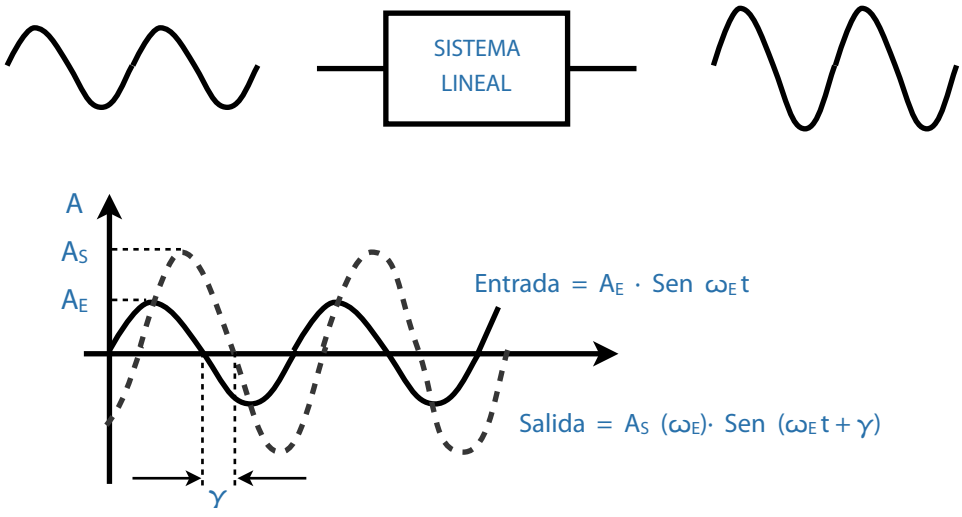
Dentro de la I.M., el dominio de la frecuencia adquiere su máximo interés en el análisis de sistemas dinámicos (sistemas vibrantes) en los cuales el problema más característico consiste en saber como responde el sistema a una señal de entrada.

Nota: En todo lo que sigue nos referimos exclusivamente a sistemas lineales, en los cuales se verifica:

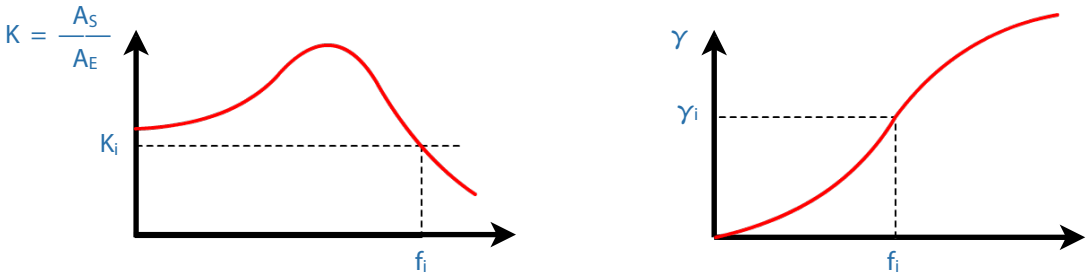


Dado que una señal cualquiera puede considerarse una suma de ondas seno, y dado que en los sistemas lineales la respuesta del sistema es la suma de las respuestas a cada uno de los componentes de la entrada, resulta que si se conoce la respuesta del sistema a las ondas-seno de entrada se puede determinar la respuesta total de salida.

Como sabemos, la respuesta de un sistema lineal (respuesta en régimen permanente a una excitación senoidal es también senoidal, de la misma frecuencia, de diferente amplitud (la cual varía con la frecuencia) y desfasada un cierto ángulo (que también depende de la frecuencia).



Si se divide la salida por la entrada se obtiene un resultado normalizado, al que llamamos "repuesta en frecuencia" del sistema (que depende, como sabemos, del amortiguamiento). En las figuras se ha dibujado la repuesta en frecuencia (frente a la relación de amplitudes) y ángulo de desfase, para un valor de ξ.



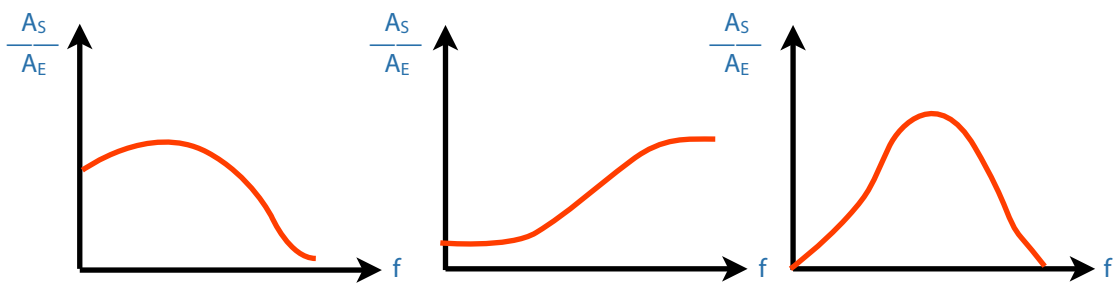
Como sabemos también, estas curvas de respuesta en frecuencia del sistema son características del mismo y no dependen en absoluto de la excitación (de su amplitud).

Por consiguiente, si se conoce la respuesta en frecuencia de un sistema, y se desea conocer su respuesta a una excitación dada, basta calcular el espectro de la excitación, multiplicarlo por la respuesta en frecuencia, y hallar la amplitud de los componentes a la salida, o sea, el espectro de salida. Luego puede pasarse éste de nuevo al dominio del tiempo, y tendremos la señal temporal de salida.

Nota: Compárese esta facilidad de hallar la respuesta de un sistema con la dificultad de hallarla en el dominio del tiempo, para una excitación compleja. Ello requería la resolución de la integral de convolución, o la aplicación de métodos numéricos.

En términos generales, un sistema puede clasificarse, atendiendo a la forma de la curva de respuesta en frecuencia, en tres categorías: de paso bajo (cuando la garantía es alta para las bajas frecuencias, y baja para las más altas); de paso alto (cuando la pérdida de ganancia es alta para las frecuencias más bajas, mientras que la ganancia es alta para las frecuencias más altas); de banda de paso (cuando se tiene unas mezclas de ambas).

Las figuras representan los tres casos:



El dominio modal:

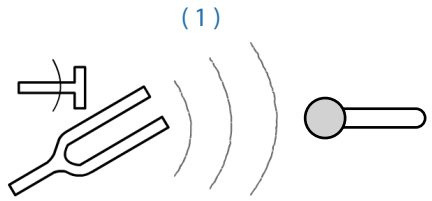
Es otra forma de estudiar el comportamiento dinámico de sistemas, y en particular de las estructuras y otros sistemas vibratorios.

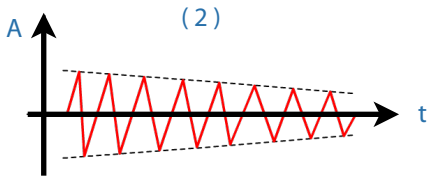
Como sabemos, cualquier sistema lineal complejo puede vibrar en uno de sus modos principales (cada uno con su frecuencia propia), cuando se le excita de forma apropiada.

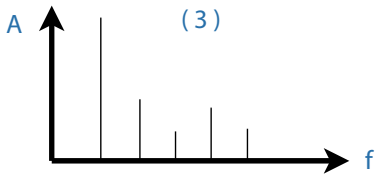
En general, cuando se le excita de una forma arbitraria, el sistema vibra en una forma más o menos compleja, pero siempre la vibración existente puede considerarse como una combinación lineal de los modos propios.

Precisamente, el análisis modal trata de determinar las frecuencias propias, así como los modos propios (forma y magnitudes de las deformaciones de cada punto del sistema vibrante) para, una vez conocidos determinar la vibración total a una excitación dada.

Para ver la equivalencia entre el dominio modal y los dominios de la frecuencia y del tiempo, vamos a considerar el ejemplo de un diapasón, al que se golpea para que vibre y emita un sonido.







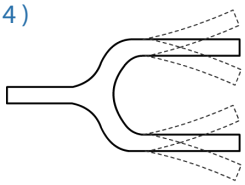
En la figura (1) se representa el sistema (diapasón), al que excita por medio de un golpe.

La figura (2) representa el sonido emitido, en el dominio del tiempo (señal debidamente amortiguada), parecida a una senoide.

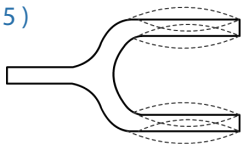
La figura (3) representa la misma onda anterior, en el dominio de la frecuencia. Como se observa, presenta un pico alto (frecuencia que da el tono principal, más audible) y una serie de picos bajos, correspondientes a otros sonidos menos audibles, enmascarados en el principal.

Cada uno de estos picos es generado por la vibración en los diferentes modos. En la figura (4) se ha representado el primer modo (que es el que origina el sonido más audible).

(4)



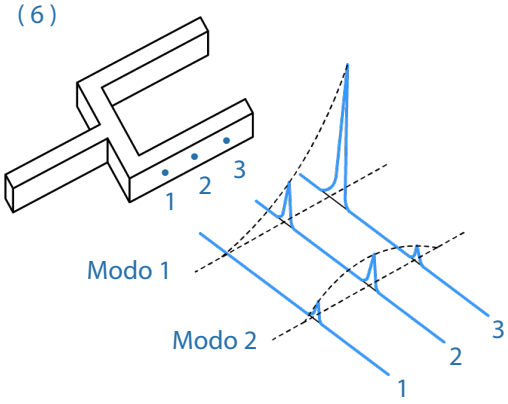
(5)



La figura (5) representa el segundo modo, que corresponde al segundo pico en el espectro (los demás modos, de los infinitos que existen, no se han representado).

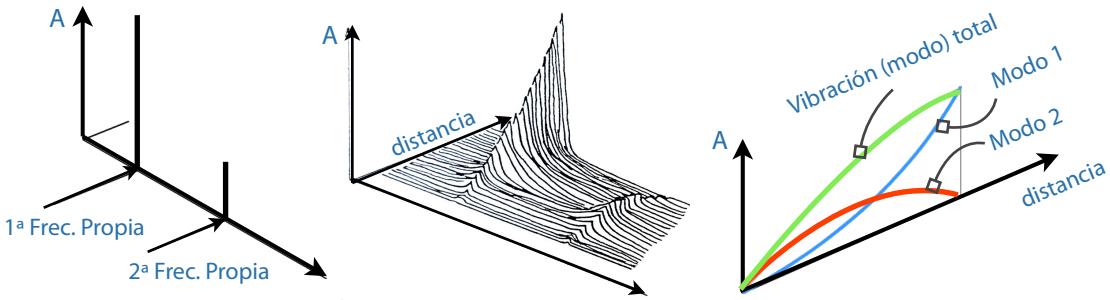
La figura (6) representa el caso más real de determinación de las vibraciones en el sistema vibrante, y que consiste en colocar varios acelerómetros en diversos puntos y medir, en cada uno de ellos, el nivel de vibración.

(6)



Si cada una de estas curvas obtenidas en el dominio del tiempo, se pasan al dominio de la frecuencia se obtendrían unos resultados como muestra de la figura. Se observa como todos los picos ocurren a la misma frecuencia con independencia de donde se ha medido la vibración en la estructura. El único parámetro que varía al pasar de un punto a otro de la estructura es la amplitud de la vibración.

Si ahora se dibuja en un diagrama tridimensional (amplitud-distancia-frecuencia) obtendremos el gráfico de la figura (como se ve, se han representado más de los tres puntos de medida anteriores).



Como se observa, el diagrama A – f muestra las frecuencias propias (con las amplitudes más altas a lo largo de la distancia), mientras que el diagrama A – dist. muestra los modos propios.

3.4.3.2. Instrumentación para el Análisis de Señales Dinámicas

Dominio del tiempo:

La instrumentación empleada para el análisis de las señales en el dominio del tiempo está constituida por los visualizadores y registradores que hemos visto en puntos anteriores: osciloscopios, registradores X-Y y X-t y oscilógrafos.

En todos ellos, el análisis se realiza manualmente a partir de la señal registrada, "interpretando" los diferentes gráficos.

Dominio de la frecuencia:

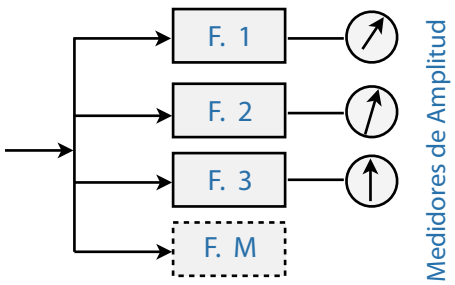
En el dominio de la frecuencia, la instrumentación es más específica y más definitoria.

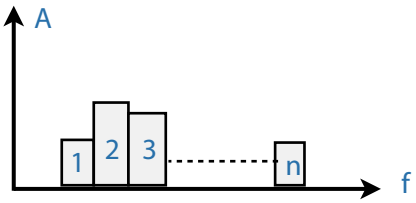
En concreto, esta se divide en dos grupos: analizadores de espectro y analizadores de sistemas.

Dentro de los primeros se encuentran el analizador de espectros de filtros paralelos, el analizador de espectros de barrido y el analizador de señales dinámicas.

Entre todos ellos, y el que actualmente permite actualizar tanto espectros como sistemas, es el analizador de Señales Dinámicas, que estudiaremos detenidamente más adelante, el más empleado.

Los analizadores de espectros de filtros paralelos:





Están formados por un conjunto de filtros de banda de paso (con una banda estrecha cada uno, y con la frecuencia de paso central convenientemente desplazada unos respecto de otros) y un medidor de amplitud para cada uno, de manera que la señal de entrada (en el dominio del tiempo) puede ser descompuesta en una serie de bandas de frecuencia (tantas como filtros en paralelo haya) determinándose así un "espectro" más o menos próximo al teórico, dado por la fórmula de Fournier.

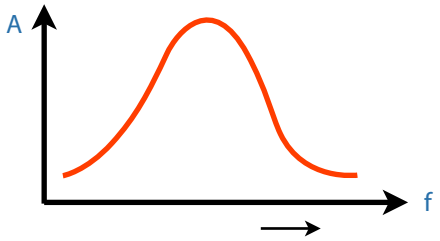
Evidentemente, para obtener un espectro lo más posible continuo (como sabemos que es casi de

una entrada transitoria), se necesitarían muchos filtros, lo cual encarece extraordinariamente este analizador de espectros.

(Un analizador de filtros típicos está compuesto de 32 filtros, cubriendo cada uno un tercio de octava).

El analizador de espectro de barrido:

Evita la necesidad de usar multitud de filtros, limitándose a disponer de uno sólo, pero cuya frecuencia central puede irse variando, de modo que con él "se barra" todo el espectro.



Así puede obtenerse un espectro continuo como se ve en la figura.

Sin embargo, para aplicar un analizador de este tipo hay que suponer que durante el tiempo de barrido la señal de entrada permanece estacionaria. Evidentemente, si ésta cambia de amplitud una vez que el filtro a pasado por una banda concreta, no será detectado tal cambio ocurrido en esa banda.

Una manera de evitarlo sería aumentar la velocidad de barrido, pero tal cuestión tiene un límite, cual es el tiempo de respuesta del propio filtro.

(Este problema, evidentemente, no aparece en el analizador de filtros paralelos, en el cual toda la señal está llegando, simultáneamente a todos los filtros. Ninguna variación transitoria se perderá).

El analizador de señales dinámicas:

(Para análisis de espectros).

Es un moderno aparato que goza de las ventajas de los dos métodos anteriores.

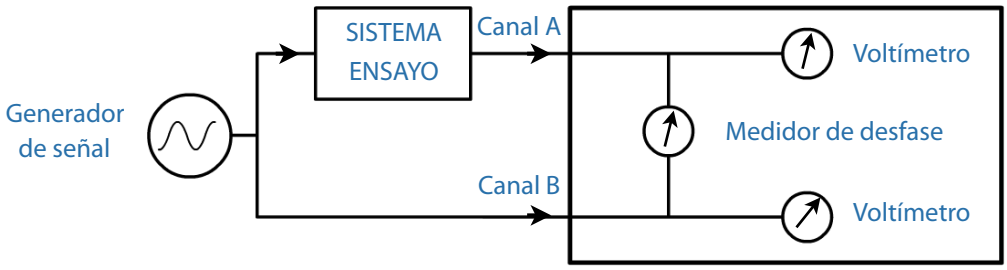
Tiene un funcionamiento digital (no analógico como los anteriores), realizando a gran velocidad los cálculos de la transformada rápida de Fournier, de manera que podría considerarse como un analizador de filtros paralelos con centenares de éstos.

A parte de ello, estos analizadores de espectros también pueden trabajar como analizadores de sistemas.

Los analizadores de sistemas:

Son aparatos de dos canales con la capacidad de medir la amplitud (ganancia o pérdida) y la diferencia de fase entre ambos canales.

Los analizadores de sistemas más simples constan de un generador de señales senoidales, dos voltímetros (para medida de amplitudes) y un medidor de ángulos de desfase (un osciloscopio, por ejemplo, puede servir).



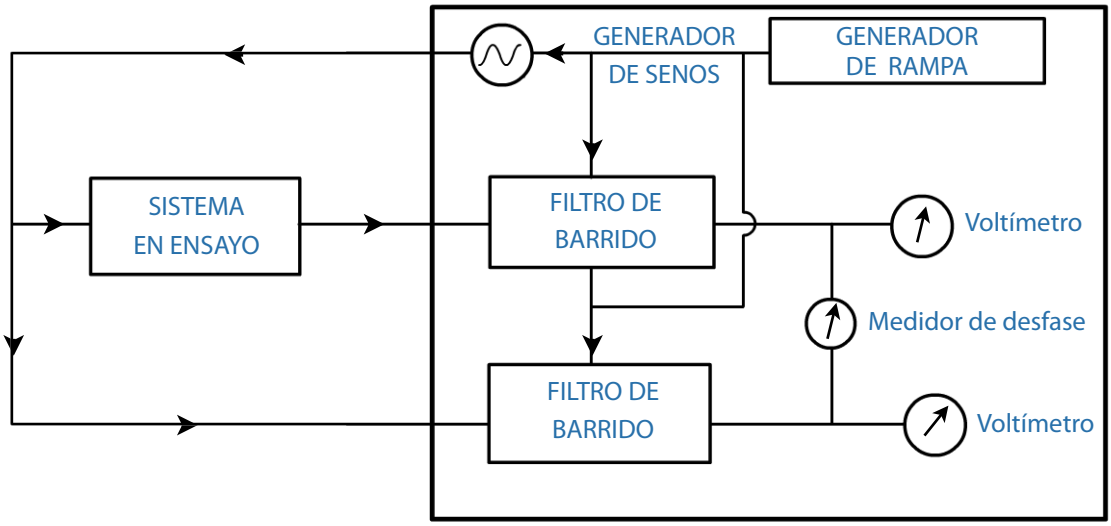
El generador de señales ha de ir modificando la frecuencia de la senoide generada.

Una de las salidas se hace pasar a través del sistema en ensayo, y luego se recoge su respuesta por el canal A.

Por otro lado, la señal se lleva directamente a otro voltímetro (que con el anterior permite calcular la ganancia), y al medidor de ángulo de desfase entre las dos señales, por el canal B.

Otro analizador de señales, un poco más complejo y que no necesita de una fuente de generación de señal de paso variable lo compone una combinación de los analizadores de espectros ya vistos y los correspondientes medidores de amplitud y fase.

La figura muestra uno de estos analizadores de sistemas, resuelto a base de filtros de barrido.



Analizador de señales dinámicas:

También puede emplearse como analizador de sistemas, incluso con notables ventajas respecto a los analizados.

Tal aspecto lo veremos más adelante, al estudiar este instrumento.

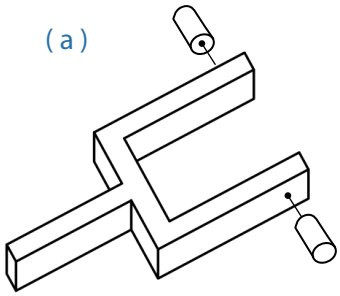
Dominio modal:

Como ya se ha dicho, en los casos que no puedan hallarse los modos de vibración de un sistema vibrante por métodos analíticos (lo cual es el caso de la mayoría de los sistemas reales) ha de recurrirse a métodos experimentales para medir la respuesta de una estructura a una excitación (ya hemos visto como en los sistemas lineales la repuesta es una característica del sistema, y que no depende de cómo sea la excitación) y determinar sus modos.

Existen dos técnicas para determinar los modos de vibración de sistemas complejos: excitando un modo solamente cada vez, o computando los modos de vibración a partir de la vibración total.

La primera de ellas, el análisis modal experimental por excitación de un solo modo, puede ilustrarse sobre el ejemplo de la figura, que muestra un diapasón como sistema vibrante.

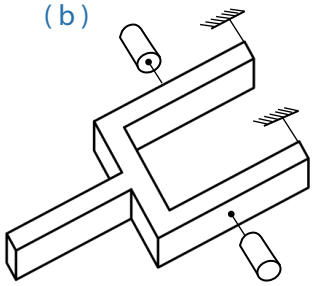
(a)



Para excitar el primer modo se necesitan dos excitadores (activados por una función seno) unidos al sistema por los puntos que se muestran en la figura a).

Al ir variando la frecuencia del excitador cuando ésta se iguale a la frecuencia del primer modo (resonancia) se podrá conocer ésta, así como la forma modal.

(b)



Para excitar el segundo modo los extremos deben fijarse y colocar los excitadores en el centro de los brazos, como se ve en la figura b), procediéndose luego a la misma manera.

En estructuras tridimensionales más complejas se precisan colocar más excitadores, en lugares adecuados, para asegurarse que se excita el primer modo solamente, luego el segundo, etc.

Esto implica por un lado saber de antemano, en forma más o menos exacta, qué forma tienen los modos de vibración. Por otro lado, el uso de varios excitadores simultáneamente, lo que evidentemente encarece el procedimiento.

Por este motivo, el procedimiento de análisis modal a partir de la vibración total, es la más empleada.

Básicamente el método consiste en determinar la respuesta en frecuencia de la estructura en varios puntos, y computar, para cada valor de la resonancia (en estos puntos) la frecuencia, el amortiguamiento y el "residuo" (los cuales representan la "altura" de las resonancias).

A partir de estas medidas y de la geometría de la estructura, la forma de los modos son calculados y representados gráficamente.

En definitiva, este método requiere un analizador de sistemas para medir la respuesta en frecuencia de la estructura, y un ordenador para convertir la respuesta en frecuencia en forma modal.

Tal misión puede ser ejecutada por un Analizador de Señales Dinámicas conectado a un ordenador o por el conocido Analizador Dinámico de Estructuras.

3.4.3.3. El Plan Analizador de Señales Dinámicas F.F.T.

Introducción:

El analizador de señales dinámicas F.F.T. (Fast Fourier Transform) es el instrumento de propósito general más potente y versátil para el análisis de señales dinámicas y el único analizador que puede trabajar en los tres dominios.

Básicamente está compuesto por un convertidor A/D para digitalizar las señales analógicas de entrada (posee dos canales de entrada para aplicarlo al análisis de sistemas), un ordenador de propósitos específico (cuya principal misión es el cálculo de las transformadas directas e inversas de Fourier, para pasar del dominio del tiempo al de la frecuencia y viceversa, sí como también el cálculo de promedios, correlaciones, densidades espectrales, etc.)una pantalla tipo osciloscopio, y una serie de sistemas eléctricos y electrónicos para el tratamiento de la señal.

Dado que no es el propósito de este trabajo el estudio detenido de los instrumentos de medida y análisis en I.M., nos limitaremos a estudiar aquellos aspectos de los Analizadores de Señales Dinámicas (A.S.D.) que son importantes para la comprensión de su funcionamiento, y la interpretación correcta de los parámetros que con ellos se determinen.

Transformada rápida de Fourier (F.F.T.):

Integral de Fourier:

Una función periódica (en el dominio del tiempo) puede expresarse de forma exacta o aproximada por la expresión:

$$F_n(t) = C_0 + C_1 \operatorname{sen}(wt + l_1) + C_2 \operatorname{sen}(2wt + l_2) + \ldots C_n \operatorname{sen}(mwt + l_n)$$

donde C_0 , C_1 …… C_n , l_1 , l_2 , …… l_n son coeficientes y cantidades constantes.

(Esta expresión …… que la función F_n (t) está formada por la superposición de n oscilaciones armónicas de frecuencia circular w, …… con amplitudes C_1 , C_2 , …… C_n).

La función F_n (t) es periódica, pues:

$$F_n(t + k \cdot 2M/w) = F_n(t) \text{ para } K = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots\ldots$$

$$T = 2M/w$$

Si se hace wt = x y se desarrolla sen(kwt + ρk) la expresión F_n (t) se convierte en la

$F_n (x) = a_o + a_1 \cos x + a_2 \cos 2x + \ldots + a_n \cos x + b_1 \text{ sen } x + b_2 \text{ sen } 2x + \ldots + b_n \text{ sen } nx$

Siendo $a_o = C_o$; $a_\lambda = C_\lambda \cdot \text{sen } \rho_\lambda$; $b_\lambda = C_\lambda \cdot \cos \rho_\lambda$; $\lambda = 1,2, \ldots n$

Si f_n (x) es una función periódica de … 2 M, los valores de los coeficientes pueden calcularse por las expresiones de Euleo:

Fórmula

Cuando $n \longrightarrow \infty$ la función f_n (x) se convierte en la serie de Fourier f(x).

Ejemplos:

F(x) = 6 0<x<M

F(x) = -6 M<x<2M

F(x) = 4/M · 6 · (sen x sen 3x/3 + sen 5x/5 + …)

F(x) = x para 0<x<2M

F(x) = M – 2 (1/2 sen x +1/2 sen 2x + 1/3 sen 3x + …)

La serie de Fourier también puede escribirse :

o también

siendo

La integral de Fourier es la análoga continua de la serie de Fourier

Su transformada viene dada por:

La transformada rápida de Fourier es un algoritmo que transforma los datos en el dominio del tiempo en datos en el dominio de la frecuencia.

Precisamente, esta capacidad implementada en un A.S.D. es lo que convierte en un potente analizador de espectros.

Como sabemos, las transformaciones de Fourier directa e inversa se definen, para una función x (t), en la forma:

$$S_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-i \cdot 2\pi ft} \cdot dt \qquad \text{(transf. directa)} \qquad [1]$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_X(f) \cdot e^{i \cdot 2\pi ft} \cdot dt \qquad \text{(transf. inversa)} \qquad [2]$$

Siendo Sx (f) la representación de la señal x en el dominio de la frecuencia.

Para calcular las integrales de Fourier en forma digital (integración numérica) necesitamos discretizar la variable x (t). Para ello se emplea la transformación discreta de Fourier, dada por:

$$S'_X \cdot (m\,\Delta f) = (T/N) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x \cdot (n\Delta t) \cdot e^{-i\,2\pi m \cdot (n/N)} \qquad [3]$$

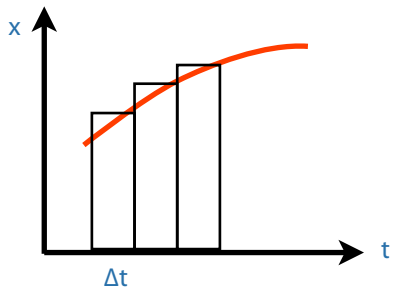
En efecto si se discretizan las frecuencias en la ecuación [1], siendo Δf el intervalo de discretización, tendremos que [1] se convierte en :

$$S'_X \cdot (m\,\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-i\,2\pi m \Delta f t} \cdot dt \qquad [4]$$

Siendo m = 0, ±1, ±2, ±3, …

A continuación hemos de calcular la integral, o lo que es igual, el área bajo la curva.

Para ello, la dividimos en rectángulos como se ve en la figura, con lo cual la ecuación [4] se convierte en :



$$S_X \cdot (m\,\Delta f) \approx \Delta t \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} x \cdot (n\Delta t) \cdot e^{-i\,2\pi m \cdot \Delta f \cdot n \cdot \Delta t} \qquad [5]$$

Siendo n el número de intervalos / \ t tomados.

Como en la práctica no pueden sumarse infinitos sumando, tendremos que limitarnos a un número N de ellos, con lo que la ecuación [5] se convierte en :

$$S_X \cdot (m\,\Delta f) \approx \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x \cdot (n\Delta t) \cdot e^{-i\,2\pi m \cdot \Delta f \cdot n \cdot \Delta t} \qquad [6]$$

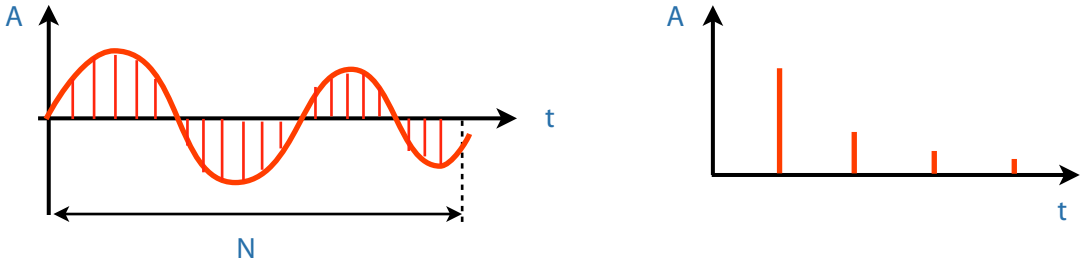
Finalmente, si T es el tiempo que dura un registro (tiempo que contiene a los N sumandos elegidos para hacer el cálculo de Sk), podemos escribir la ecuación [3]

La transformada rápida de Fourier (F.F.T.) no es más que un algoritmo empleado para calcular la transformada discreta de Fourier [3], en forma rápida, a base de conseguir ciertas simplificaciones en los cálculos (para lo cual, entre otras cosas, N tiene que ser un número par).

Tiempo de registro, número de líneas y rango de frecuencia en un A.S.D.

El tiempo de registro (time record).

Se define como el correspondiente a N muestras consecutivas e igualmente espaciadas, de la señal de entrada.



(Como se dijo, para simplificar los cálculos del algoritmo F.F.T. N ha de ser par. Normalmente, se suele tomar 1024 muestras).

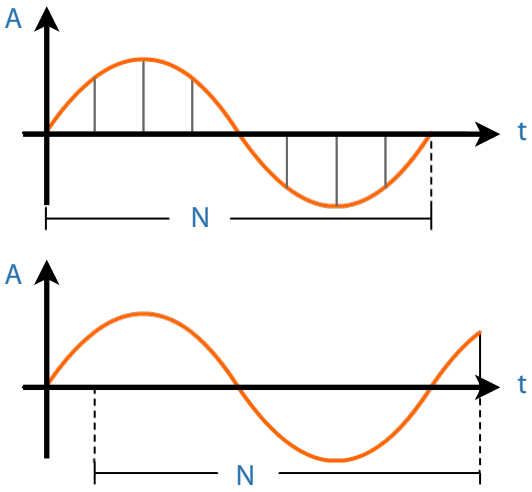
Las N muestras completan un bloque sobre él que se aplica al algoritmo F.F.T., para calcular otro bloque de líneas de frecuencia.

Todas las N muestras del tiempo de registro se necesitan para calcular cada línea en el dominio de la frecuencia. En consecuencia, mientras el A.S.D. no tome las N muestras del tiempo de registro no puede proceder al cálculo de la F.F.T., pues los resultados en el dominio de la frecuencia quedarían falseados.

Sin embargo, una vez completado el primer bloque, y calculado el primer bloque de frecuencias, la muestra "más antigua" puede ser "descargada", todas las muestras "corridas" un espacio en el tiempo de registro, y una nueva muestra "añadida" al final del registro temporal.

Entonces, una vez lleno inicialmente el tiempo de registro, tendremos un nuevo tiempo de registro o bloque para cada muestra nueva que se vaya introduciendo, y tendremos por

consiguiente resultados válidos en el dominio de la frecuencia para cada muestra en el dominio del tiempo.

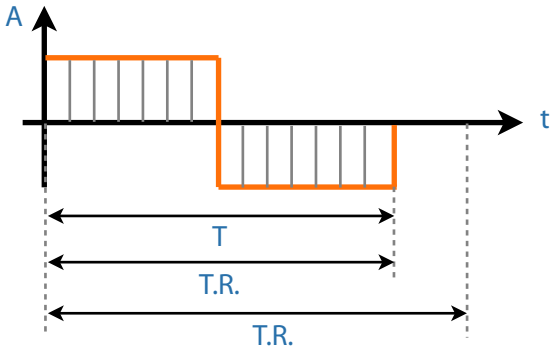


(En un A.S.D., debe "esperarse" para obtener los primeros resultados. Luego los cambios en el espectro de frecuencia se suceden con gran rapidez, salvo problemas derivados del tiempo empleado en computar el algoritmo F.F.T. Tales aspectos serán estudiados más adelante).

El número de líneas en el espectro de frecuencias vale N/2, si N es el número de muestras en el tiempo de registro (recuérdese que N es un número fijo para cada A.S.D.).

El hecho de tener N/2 líneas de frecuencias se debe a que los A.S.D.F.F.T. conservan en el dominio de la frecuencia una información doble: la amplitud y la fase de cada armónico.

A partir de datos anteriores, determinar el rango de frecuencias de un A.S.D.F.F.T. es bastante sencillo. En efecto, la frecuencia más baja que puede obtenerse depende de la longitud (temporal) del tiempo de registro.



Si la señal de entrada tiene un periodo T, y está compuesta por una serie de armónicos, el primero de ellos (el de frecuencia más baja) tendrá una frecuencia

$$f = 1/T.$$

Por consiguiente, la frecuencia más baja se puede determinar con un A.S.D.F.F.T. es la recíproca del tiempo de registro $f_{min} = 1/T{\cdot}R$

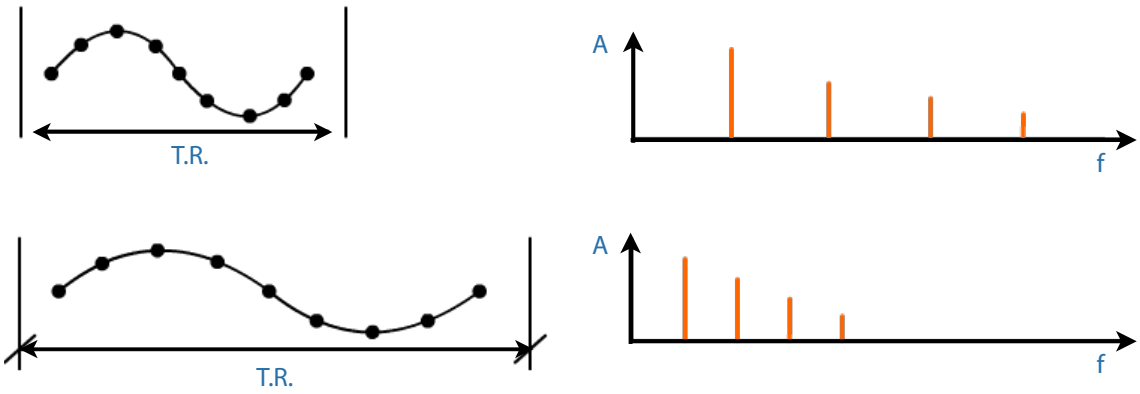
(Obsérvese que si el tiempo de registro es mayor que el periodo de la señal de entrada la frecuencia más baja de ésta no podrá determinarse).

Evidentemente si se conoce la $f_{min} = 1/T{\cdot}R$, la frecuencia máxima, sabiendo que hay N/2 líneas será:

$$f_{max} = (N/2)\cdot(1/T\cdot R)$$

Como se desprende de esta expresión, es fácil modificar el rango de frecuencias de un A.S.D.F.F.T., variando f_{max} , para la cual, dado que N es fijo, puede conseguirse variando el tiempo de registro. A su vez, como el tiempo de registro se compone "siempre" de N muestras, lo que en definitiva ha de hacerse variar el tiempo entre las muestras (Δt).

En resumen, y como se ve en la figura, para cubrir frecuencias mayores (aumentar el rango) ha de muestrearse más rápido.



(Tiempos cortos de muestreo o de registro implican anchos espectros de frecuencia, y viceversa).

Muestreador y digitalizador (Sampler and digitizer):

Dado que las entradas al A.S.D. son de tiempo analógico, este precisa de un muestreador y de un convertidor A/D para su funcionamiento.

El muestrador debe muestrear la entrada en los momentos correctos (de acuerdo con el tiempo de registro y número de líneas del A.S.D.).

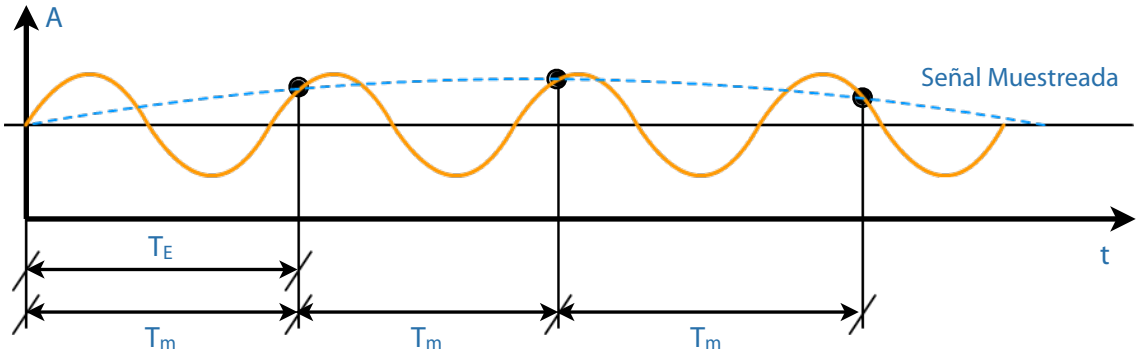
El convertidor A/D debe tener una alta resolución y linealidad. Para un rango de 70 DB debe poseer, al menos, 12 bits de resolución.

(Un convertidor A/D para usar con un A.S.D.F.F.T. debe realizar cientos de miles de lecturas por segundo).

Filtros antialias (anti-alias filter):

La razón de que se necesite un muestreador de tan rápida lectura se debe a la aparición del fenómeno conocido por "aliassing", o pérdida de la señal, o aparición de una señal "aliada".

En la figura se ha representado uno de los armónicos de la señal compleja, precisamente el de frecuencia más alta (en el dominio del tiempo).



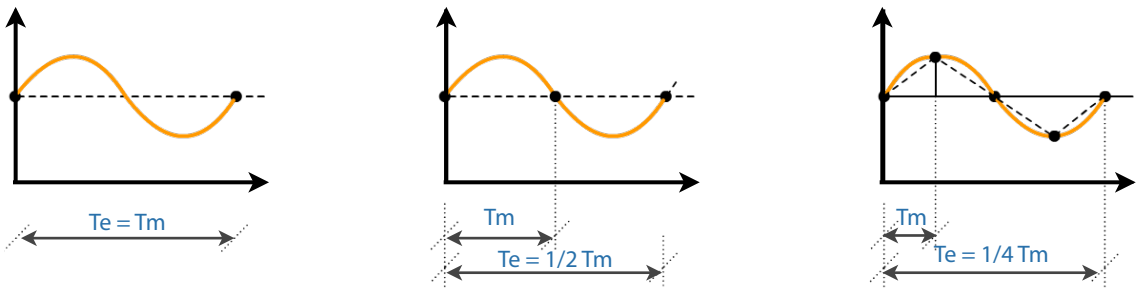
Si el tiempo de muestreo, Tm , es superior al de la señal de entrada, TE , las "muestras" se van "corriendo", lentamente, de manera que la onda muestreada (las formadas por los "puntos muestra" tendrá un período muy largo). Esa onda ficticia, de periodo tan largo, se llama "aliada", y evidentemente, no representa a la onda original (que es lo que se desea con el muestreo).

Si nosotros hacemos el periodo de muestro igual al periodo de la señal de entrada, lo que obtendremos será un valor constante (igual al valor medio de la señal de entrada).

Si tomamos el periodo de muestreo la mitad del de la señal de entrada, vuelve a ocurrirnos lo mismo.

Sin embargo, si tomamos el periodo de muestreo menor que la mitad del de la señal de entrada (por ejemplo, ¼), la onda muestreada resultante si será representativa de la señal de entrada.

Tales aspectos se han representado gráficamente en las figuras siguientes:



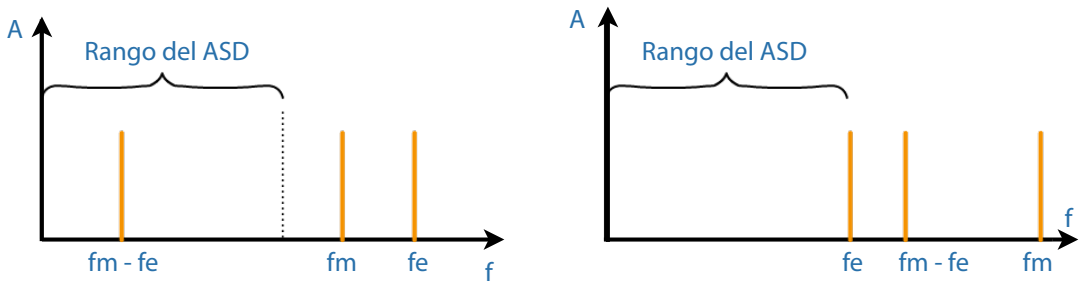
Si el mismo fenómeno se analiza dentro del dominio de la frecuencia tendremos que cuando la frecuencia de muestreo $f_m = 1/Tm$ sea menor que la de la señal a reproducir, aparecerá la "onda aliada" con una frecuencia mucho menor que ambas (en realidad, la frecuencia "aliada" será la diferencia $f_A = f_M - f_E$).

Cuando la frecuencia de muestreo sea igual a la de la señal de entrada, la frecuencia aliada será de 0 Hz, es decir una señal de valor constante).

Sólo cuando la frecuencia de muestreo sea mayor de dos veces la de la señal de entrada tendremos garantía de que la onda muestreada (la obtenida con los puntos muestra) representa correctamente la señal de entrada.

Por otro lado, la frecuencia aliada puede caer o no dentro del rango de frecuencias del A.S.D.

En las figuras se observan las dos posibilidades existentes, en el supuesto de que aparezca la "frecuencia aliada" (cosa muy probable, si la señal de entrada tiene armónicos de muy alta frecuencia).



En la primera figura, la frecuencia de muestreo está próxima a la señal de entrada, y la "frecuencia aliada" cae dentro del rango de A.S.D. En consecuencia, tal frecuencia aparecerá en el display (junto con todas las demás que pudieran ser representadas).

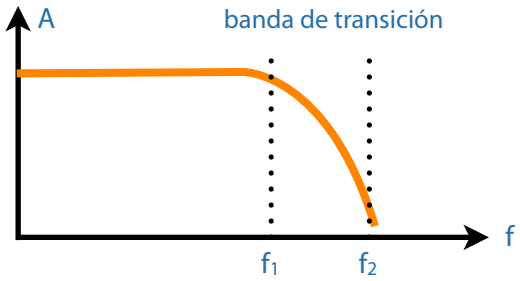
En la segunda figura, la frecuencia de muestreo está más lejana de la de la señal de entrada, y la "frecuencia aliada" cae fuera del rango del analizador, con lo cual esta no será visualizada.

Nota: *El principio de Shannon enuncia que para que al muestrear una señal no se pierda la información contenida en ella es necesario muestrearla a intervalos de tiempos correspondientes a una cadencia no inferior al doble de la frecuencia más alta contenida de la señal.*

A la frecuencia de muestreo se le conoce como "frecuencia de Niquist".

Dado que siempre existirán componentes de alta frecuencia en la señal de entrada, las cuales harían aparecer "frecuencias aliadas" dentro del rango del A.S.D., lo que se dispone en los A.S.D.F.F.T. es un filtro de paso bajo antes del muestreador y digitalizador.

Tal filtro se conoce como "filtro de anti-alias".



Como ningún filtro tiene una curva de respuesta en frecuencia vertical, y para evitar que la zona de transición introduzca fenómenos de "aliasing", la frecuencia de muestreo en los A.S.D. se eleva hasta dos veces la frecuencia más alta de la banda de transición del filtro ($f_m = 2f_2$).

(Esto conduce, normalmente, a una frecuencia de muestreo del orden de 2.5 a 4 veces la máxima frecuencia de la señal de entrada).

Como vimos, se puede variar el rango de frecuencias de un A.S.D., simplemente variando el tiempo entre dos muestras consecutivas (variando Δt).

Evidentemente, si varía el rango de frecuencias del analizador debería variarse también el ancho del filtro paso bajo, lo cual puede hacerse colocando varios de estos (de manera que cada uno cubra un rango de frecuencias del analizador).

Esto en la práctica puede conducir a la necesidad de 6 filtros por canal, y para A.S.D. de dos canales (típico para realizar análisis de sistemas), se llegaría a la prohibitiva cantidad (por costosa) de 24 filtros.

Para evitar este problema se usa un "filtro digital", el cual filtra la señal de entrada después de haber sido muestreada y digitalizada.

El sistema quedaría esquematizado como se ve en la figura:

En este caso, el filtro analógico es uno sólo, de frecuencia de corte fija, y el convertidor A/D no precisa cambiar su frecuencia de muestreo.

Cuando se desee modificar el rango de frecuencia del A.S.D. basta con modificar los tiempos entre dos muestras consecutivas en el filtro digital.

Selector de banda (band selector):

Muchas veces se precisa representar una señal de baja frecuencia (por ejemplo, 30 Hz, en un ASD de 20 KHz) o "ver" dos señales diferentes pero que tienen frecuencias muy próximas.

Si se dispone de un A.S.D. con 1.000 muestras en su "tiempo de registro", o se, 500 líneas de frecuencia, no tendríamos la resolución de pantalla suficiente para representar una señal de 30 Hz eb un ASD de 20 KHz, puesto que ello requeriría una resolución de 20.000/30 = 666 líneas de frecuencia.

Sin embargo, existe una forma de mejorar la resolución de un A.S.D. y es "concentrando" todo su ancho de banda en un rango de frecuencias determinado.

(ya vimos como se podía aumentar el rango, entre 0 Hz y f_{max} Hz, aumentando f_m. Pero ahora de lo que se trata es "colocar" las N/2 líneas en el rango f_{min} - f_{max}).

Esta operación se denomina "zoomin", y permite ver todo el espectro (de 0 a f_{max}) de una vez, con baja resolución, o una parte de él (de f_{min} a f_{max}) con alta resolución.

Esto es lo que se conoce como "selección de banda", y se consigue mezclando una señal de valor conocido con la de entrada, de manera que la frecuencia de la mezcla se eleve.

(Como la "mezcla" se efectúa una vez que se ha digitalizado la señal, la mezcla se efectúa con series de números digitalizados).

Windowing:

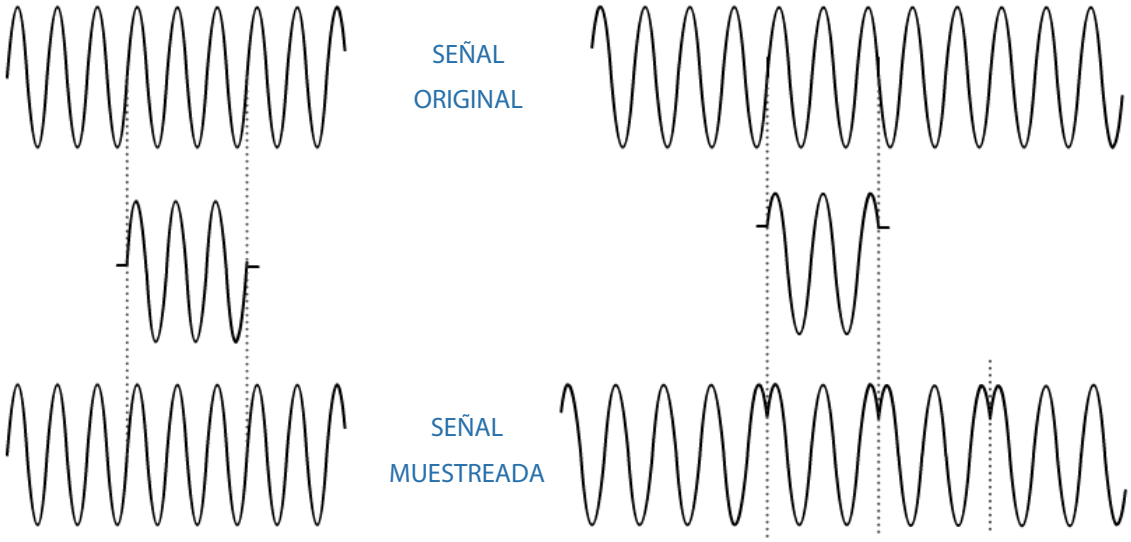
Tal como se ha expuesto, los A.S.D.F.F.T. calculan el espectro de frecuencias a partir de un bloque de muestras de entrada contenidas en el tiempo de registro.

Supongamos que se quiera dibujar el espectro de frecuencias de la onda de seno de la figura.

Para ello, el A.S.D. toma un tiempo de registro (mostrado entre trazos en la figura) y sobre él hace los cálculos.

Al tomar el tiempo de registro pueden ocurrir dos casos: que el tiempo de registro contenga un número entero de ciclos de la onda seno o que no contenga tal número entero de ciclos. (En el primer caso se dice que la señal de entrada es periódica en el tiempo de registro).

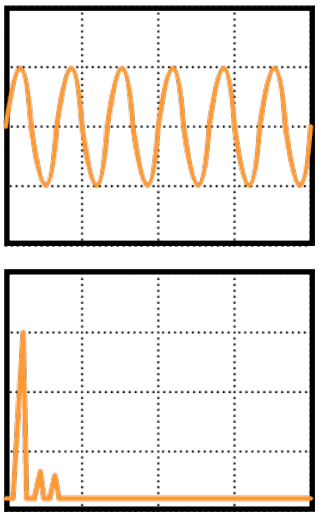
En el caso en el que la señal de entrada sea no periódica en el tiempo de registro, la señal recogida en el ASD tiene la extraña forma de la figura.



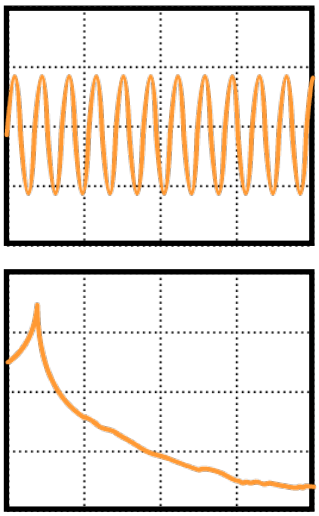
Si ahora se representa ambos casos en el dominio de la frecuencia, se tendrían las gráficas de la figuras.

(representan lo que se vería en la pantalla del A.S.D.F.F.T.).

(Periódica en el T.R.)



(No periódica en el T.R.)



Se ve claramente que en el primer caso el espectro es una línea, mientras que en el segundo caso se compone de un número infinito de líneas, cada una correspondiente a uno de los armónicos de la serie de Fourier que componen tal onda compleja (en la práctica, N/2 líneas).

Se dice, en este caso, que el espectro ha sufrido un "derrame" (pues lo que debía ser una línea se ha convertido en muchas líneas de amplitudes decrecientes) y a este fenómeno se le conoce como "Leakage" (escape, pérdida).

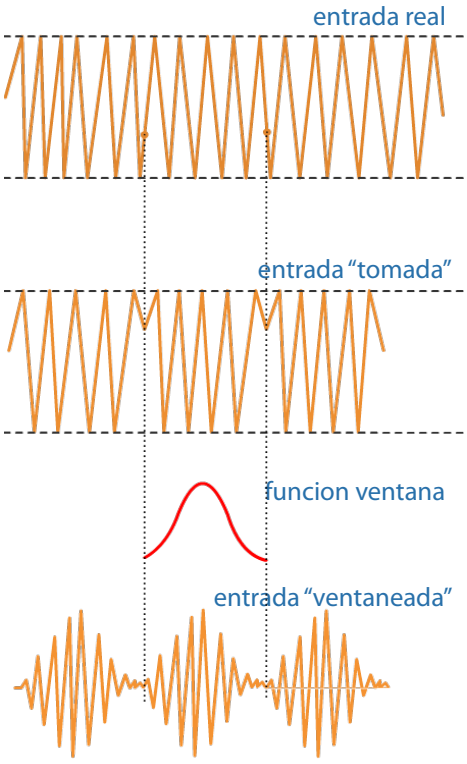
Es importante darse cuenta que el "leakage" se debe, exclusivamente, a haber tomado un tiempo de registro finito (evidentemente, si el tiempo de registro fuese infinito, este fenómeno no hubiera aparecido), y a no ser la señal de entrada periódica en el T.R. (que será lo más usual).

La gravedad del problema de "leakage" es que enmascara las señales más débiles que pudieran estar encerradas en un compleja señal de entrada (hay que darse cuenta que el derrame representado en la figura anterior proviene de una sola onda de entrada senoidal), haciendo prácticamente inútil el A.S.D.

La solución de este problema es lo que se conoce como "windowing".

Es fácil darse cuenta que los problemas de "leakage" aparecen según lo que ocurra en los extremos del tiempo de registro, ya que el tiempo de éste, volviendo al ejemplo que venimos comentando, siempre será una onda seno correcta.

Si el A.S.D.F.T. pudiera "ignorar" ambos extremos, y concentrarse en la zona central T.R., los resultados serían más correctos.



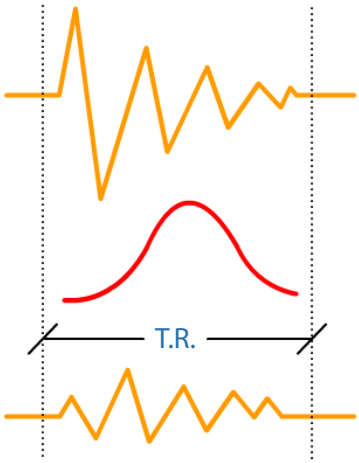
Esta operación puede hacerse fácilmente si multiplicamos la señal de entrada dentro del tiempo de registro por una función que sea cero en los extremos (los cuales han de coincidir con los extremos del T.R.) y no nula en la zona central.

Tales funciones (evidentemente pueden haber varias) se denominan "funciones ventana" (window) (porque ellas hacen parecer como si se mirara la señal de entrada de una estrecha ventana).

Como se ve, para el analizador F.F.T. la señal de entrada se parece a una entrada modulada en amplitud, y que al ser sus extremos nulos, no aparece en el espectro de frecuencia el fenómeno de Leakage.

(Sin embargo, el espectro de frecuencia de un senoide no periódica en el T.R., y, "ventaneada", no es tan estrecho como lo es el de una senoide periódica en el T.R.).

(En la figura se muestra el espectro de una onda seno, ventaneada con la ventana de Hanning).

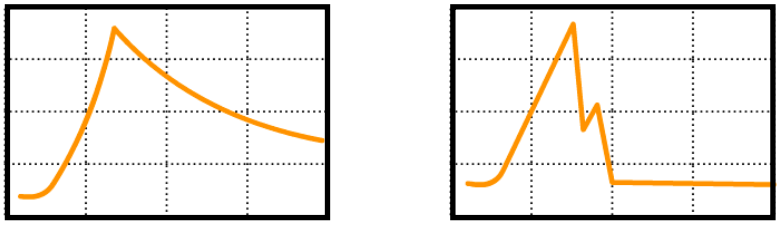


En el caso de señales transitorias, la ventana de Hanning no es adecuada, pues la distorsiona fuertemente, como se ve en la figura.

Si se representa el espectro de la señal de entrada sin "ventanear" y el de la "ventaneada", tendremos las dos gráficas de la figura.

Como se ve, la primera representa el auténtico espectro de la señal transitoria (fijarse que en ella, con el T.R. tomado, no puede aparecer Leakage), mientras que la segunda, que representa la señal ventaneada, se aparece al de una onda seno.

Esto quiere decir que para estudiar señales transitorias no debe usarse la ventana de Hanning.

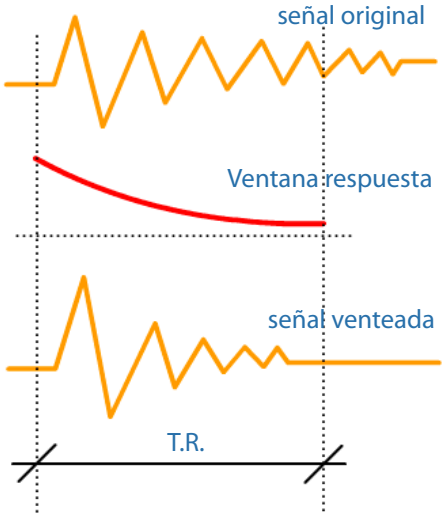


En estos casos ha de emplearse la "ventana uniforme", o incluso, si el tiempo de registro comprende en su totalidad a la señal transitoria, no es preciso usar ninguna ventana.

« Cualquier señal de entrada que sea cero al principio y al final del T.R. se llama "función auto-ventaneada". Ellas no generan Leakage y no necesitan ventana ».

(Ejemplos de tales funciones son: impulsos, impactos, explosiones, chirridos, ruidos pseudoaleatorios, etc.).

Nota: Las funciones autoventaneadas se usan para excitar los sistemas vibrantes en los que se quiere determinar la respuesta en frecuencia, dado que al no generar Leakage, no enmascaran ninguna frecuencia en el A.S.D.F.F.T.



Para determinar la respuesta en frecuencia de los sistemas vibrantes también se usa una función ventana exponencial, conocida como "ventana respuesta".

Tal función es necesaria cuando el sistema está ligeramente amortiguado, y su vibración no desaparece dentro del tiempo de registro.

Obsérvese que la ventana-respuesta no es cero al principio ni al final del tiempo de registro.

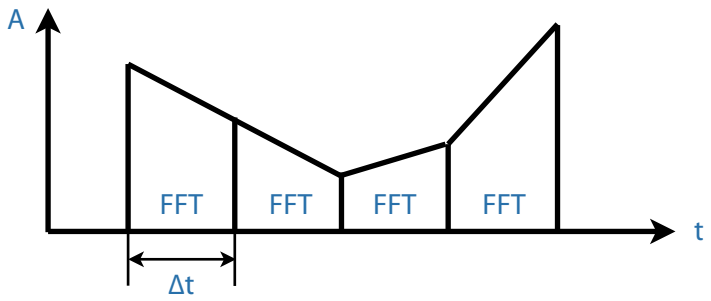
Obsérvese que la ventana-respuesta no es cero al principio ni al final del tiempo de registro.

En efecto, una señal transitoria siempre es cero en su inicio, y de poca amplitud en su final. Por tanto, haciendo coincidir el inicio del T.R. con el inicio de la señal transitoria, el producto de la señal ya muy amortiguada por la ventana-respuesta de poca amplitud, prácticamente es también cero.

Ancho de banda para tiempo real (real time bandwidth):

Un aspecto que no se ha considerado hasta ahora se refiere al tiempo que se emplea por el A.S.D.F.F.T. en realizar las operaciones propias de cálculo de la Transformada Rápida de Fourier.

Hemos dicho que una vez lleno el primer T.R., luego , cada muestra que se introducía originaba un nuevo T.R.



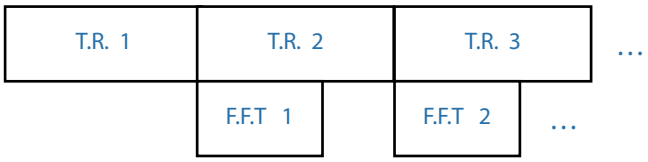
En consecuencia, si el tiempo de computación de la F.F.T. con los datos de un T.R. es menor que el tiempo que transcurre entre la toma de dos muestras cosecutivas no habrá ningún problema.

(Normalmente, este tiempo es muy corto, y se acorta aún más cuando se desea ampliar el espectro de frecuencia. En consecuencia, este caso ideal casi nunca se presenta).

Los analizadores de señales dinámicas F.F.R. disponen de un "almacén intermedio" (buffer) donde se rocogen las muestras de cada T.R., mientras se procesa en la F.F.T.

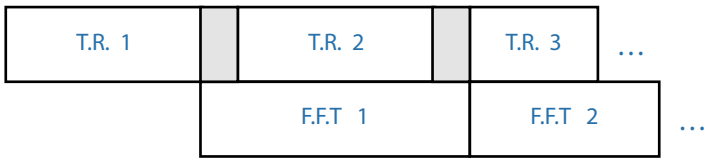
Esto permite computar el espectro de frecuencia del anterior T.R., mientras se recolectan las datos del siguiente T.R.

Si la computación del algoritmo F.F.T. puede ejecutarse antes de que se llene el siguiente buffer con las muestras de un T.R., el analizador se dice que trabaja "en tiempo real".



Cuando la computación del algoritmo FFT lleve más tiempo del que tarda en llenarse el buffer con un T.R., entonces debe "pararse" la toma de datos y esperar que se terminen los cálculos, lo cual implica un pérdida de información, que según sea el tipo de fenómenos que se están analizando, pueden tener una gran importancia negativa.

En este caso se dice que el A.S.D.F.F.T. no trabaja en tiempo real.



Dado que el tiempo de registro (T.R.) no es constante, (sino que se acorta cuando se desea aumentar el espectro de frecuencia), puede ocurrir que un A.S.D.F.F.T. trabaje en un tiempo real para un ancho de banda dado, y que no lo haga en tiempo real cuando el ancho de banda se incrementa.

Precisamente, el ancho de banda en el que tal cosa ocurre se le denomina "ancho de banda para tiempo real" (Real time Bandwidth).

Para frecuencias por debajo de este valor, el A.S.D. no pierde ningún dato de la señal de entrada (se entiende que de las muestras discretas de la misma).

Evidentemente, las exigencias de un ancho de banda para tiempo real depende del tipo de señales que se estén tratando.

Así, si el A.S.D.F.F.T. se emplea para ajustar un aparato (por ejemplo) a base de medir su espectro de frecuencia, sólo se necesita ver los cambios del espectro en lo que se conoce como "tiempo real psicológico", que pueden ser del orden de pocas decenas por segundo. Por consiguiente, el obtener más espectros por segundo no mejora la utilidad del sistema.

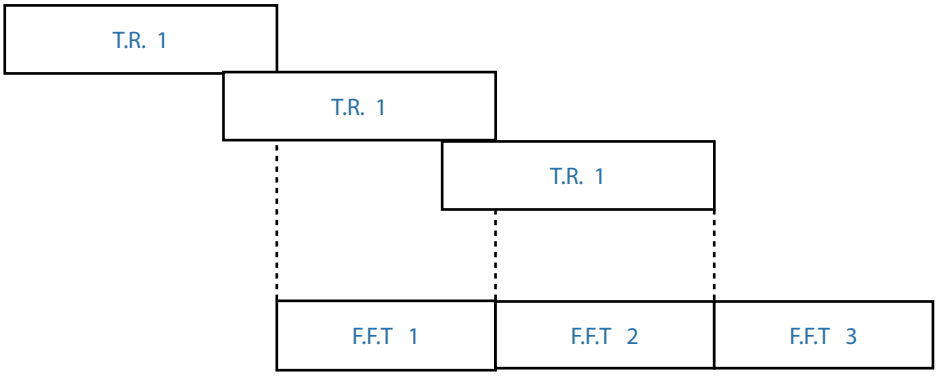
En el caso de fenómenos transitorios de duración más larga que un T.R., el problema de ancho para tiempo real puede ser crítico. Tanto, que se prefiera utilizar sistemas de almacenamiento de datos (memoria de datos-mass-memory) en algunos casos, para irlos procesando más adelante, o incluso gravar el fenómeno en un registrador magnético, y luego, a velocidad más baja, llevar tales datos al A.S.D.F.F.T., antes que acudir a analizadores más potentes, con mayor capacidad de cálculo, (que siempre son mucho más costosos).

Finalmente, ha de señalarse también que el ancho de banda para tiempo real puede verse disminuido si los datos se elaboran aún más (por ejemplo, cuando se visualiza en la pantalla del A.S.D.F.F.T. los valores medios (RMS Averanging), el tiempo de computación se incrementa, y el ancho de banda para tiempo real se disminuye).

Proceso de solapamiento (overlap processing):

En el caso en el que el tiempo de procesamiento del algoritmo F.F.T. sea más corto que un T.R., puede tomarse un solapamiento de datos, de manera de tener nuevos espectros, con mayor rapidez.

(El caso extremo correspondería, como hemos visto anteriormente, a un nuevo espectro por cada muestra nueva tomada de la señal de entrada).



En fenómenos transitorios más largos que un tiempo de registro, el solapamiento (sobre datos gravados) sólo sirve para mejorar la resolución del display.

Pero en la representación de espectros de valores medios, este procedimiento reduce considerablemente el tiempo de computación.

Promediador (averaging):

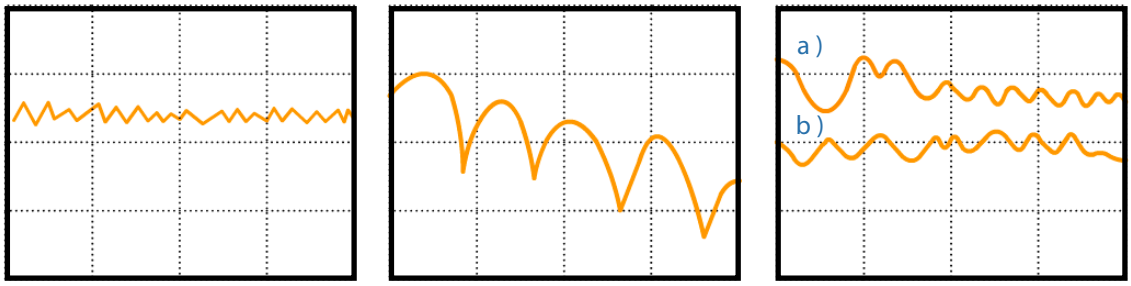
Dado que los A.S.D. son en el fondo unos potentes ordenadores, es fácil implementar en ellos un conjunto de funciones de gran utilidad en el análisis de señales.

Una de tales funciones matemáticas, imprescindible para estos análisis, es el cálculo de los valores medios, tanto la "potencia mediaç" (R.M.S. = root-mean-square), como la media lineal.

Con el cálculo de estos valores medios (tanto en le dominio del tiempo como en el de la frecuencia) puede "separarse" una "señal" de un "ruido", por ejemplo, aparte de otras muchas aplicaciones.

El promedio RMS no permite separar el ruido de la señal, sino que sólo de la "potencia media" de la señal más en el ruido. Sin embargo, permite "comparar" varias señales diferentes, en presencia de ruido, o "ver" mejor que ocurre en una señal enmascarada con ruido.

Las figuras representan tres señales completamente aleatorias, pero que al calcular sus valores medios, en el dominio de la frecuencia, pueden verse las propiedades básicas de las mismas:



Ruido Aleatorio

(RMS = 8)

Datos Digitales

(RMS = 64)

Voces a) Femenina

b) Masculina

(RMS = 256)

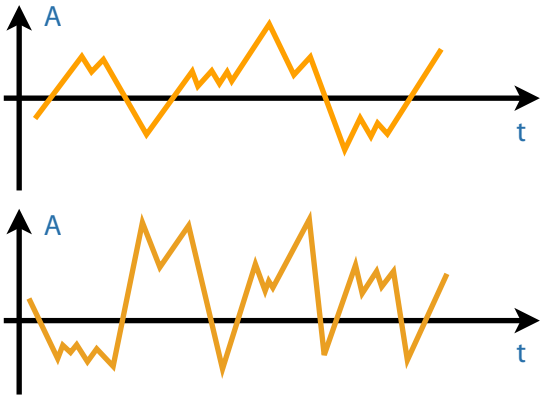
El promedio lineal permite "separar" una señal enmascarada en un ruido, siempre que se pueda "disparar" una señal periódica en sincronismo con la parte periódica de la señal de entrada (en consecuencia, sólo se pueden "extraer" señales periódicas).

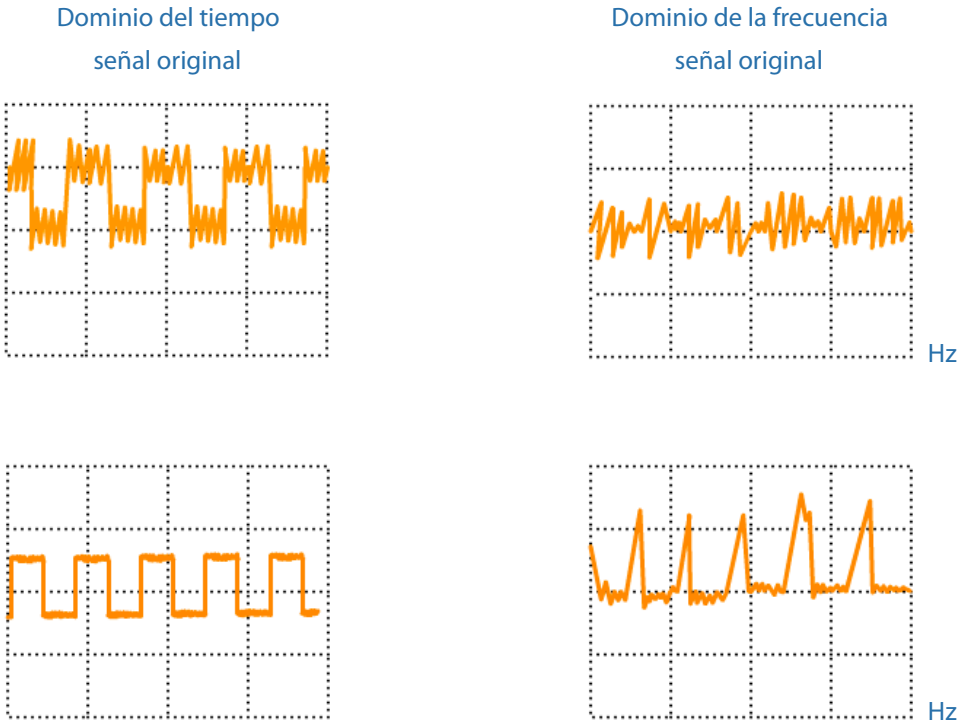
(En el análisis de sistemas la propia excitación se usa como señal de sincronismo).

El caso más sencillo es cuando la señal de sincronismo es usada para disparar el inicio del tiempo de registro. Entonces, la parte periódica de la señal de entrada se repetirá exactamente en cada T.R., y su valor medio será único.

Sin embargo, como el ruido varía de un T.R. a otro, el valor medio entre varios registros será cero.

(Cuanto más datos se usen –más tiempo de registro-, más tenderá la media de la parte periódica a un valor constante, y más tenderá la medida del ruido a cero).





Coherencia (coherence):

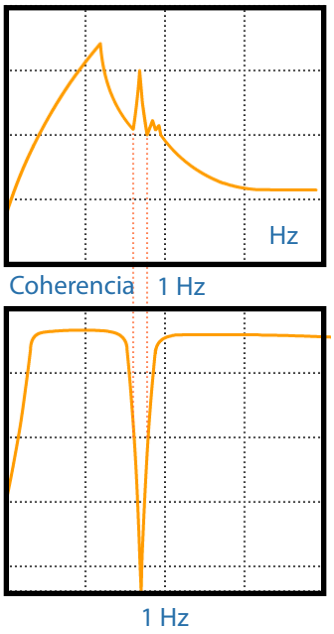
Otra de las operaciones implementadas en muchos de los A.S.D.F.F.T. es la denominada "coherencia".

La coherencia se aplica al análisis de sistemas y permite hacer ver la relación existente entre la señal de salida y la de excitación.

En I.M. la coherencia permite medir la respuesta en frecuencia de un sistema a una excitación determinada, cuando el mismo sistema está sometido a excitaciones provenientes de otras fuentes.

(Por ejemplo, permite conocer como responde una máquina a un excitación, cuando la máquina no está aislada, y por consiguiente, se encuentra sometida al mismo tiempo a vibraciones que no proceden de la excitación).

En un A.S.D.F.F.T., la coherencia mide la potencia en el canal de respuesta, la cual es causada por la potencia en el canal de excitación.



La coherencia se mide desde el valor 1 (toda la potencia de salida, a esa determinada frecuencia, es causada por la excitación) hasta el valor cero (nada de la potencia de salida se debe a la excitación).

En la figura se observa un valor 0 de la coherencia para una frecuencia de 1 Hz. Eso quiere decir que la respuesta del sistema en esa frecuencia no se debe a la excitación, sino a otra causa ajena a la misma.

Correlación (correlation):

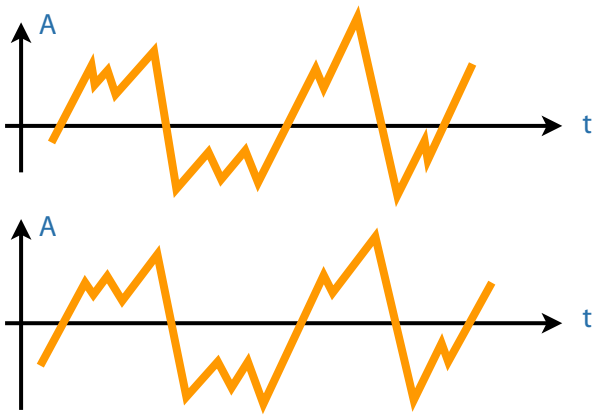
Otra de las funciones importantes implementadas en muchos A.S.D.F.F.T. es la correlación.

Esta función da una medida de la similitud entre dos cantidades.

En I.M. tiene una gran importancia su aplicación pues permite determinar cuando dos señales tomadas en puntos diferentes de una máquina están relacionadas entre sí, o dicho de otro modo, están causadas por la misma excitación.

El fundamento de la correlación es muy simple:

Supongamos dos señales en el dominio del tiempo, idénticas, como se ve en la figura.

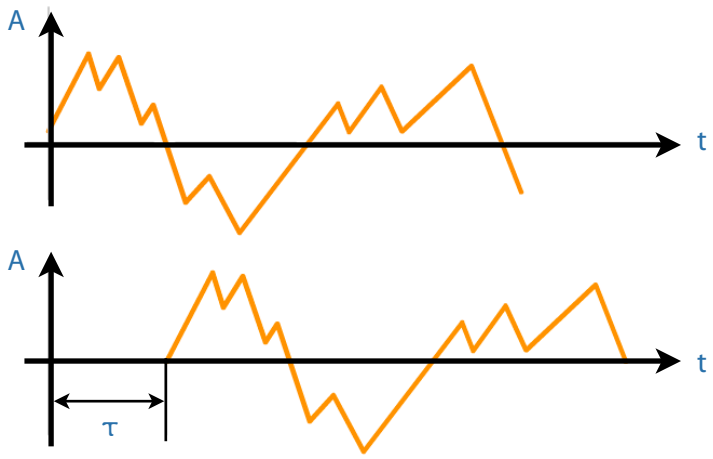


Si para cada instante t, multiplicamos las amplitudes de ambas señales, y luego sumamos todos los productos, para un cierto tiempo T (T = n·t), dado que todos los productos suma será un número elevado.

Por el contrario, si las dos señales son completamente diferentes, como se ve en la figura, los productos de las amplitudes, para los diferentes valores de t, serán unas veces positivos y otros negativos, de manera que la suma para todo el tiempo de T será pequeña.

Autocorrelación:

Si consideramos una señal cualquiera (en el dominio del tiempo), y la misma señal desplazada en el tiempo un valor Γ (seg), como se ve en la figura, podremos calcular el valor de correlación entre ambas para diferentes valores de Γ.



Evidentemente, si τ = 0, tendremos dos señales idénticas en el tiempo, y la suma de los productos de sus amplitudes, para los T valores de t, será grande.

Si Γ se hace mayor, las dos señales serán diferentes en el tiempo, y la suma será pequeña.

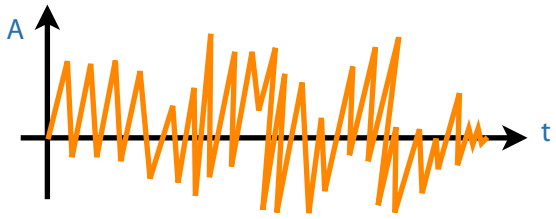
Si obtenemos el valor medio de los productos para cada valor de τ, a base de medir cada suma final el número de productos que contribuyen a ella, tendremos el valor matemático de la correlación definido por:

$$R_{KK}(\tau) = \lim_{\tau \to \infty} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_{T}^{t} x(t) \cdot x(t+\tau) \cdot dt$$

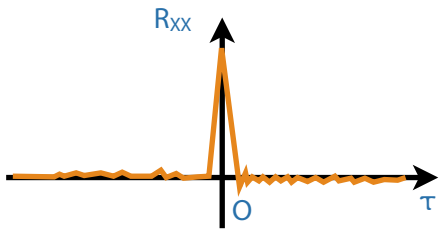
La función R_{kk} (τ), para diferentes valores de τ, es la denominada función de autocorrelación de una señal.

(La autocorrelación también puede definirse como la correlación de una señal consigo misma, en función del tiempo de desplazamiento).

En el caso de una señal con la forma de ruido aleatorio, es evidente que sólo es similar a sí misma para $\tau = 0$, valor para el cual la autocorrelación tendrá un valor grande. Para cualquier otro valor de τ, la autocorrelación será cero.

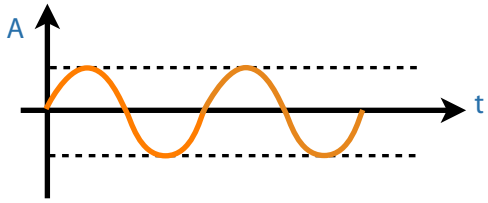


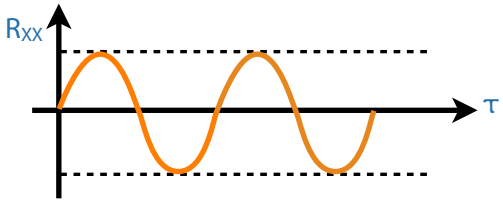
Ruido Aleatorio



Correlación

La autocorrelación de una onda seno será otra onda seno.

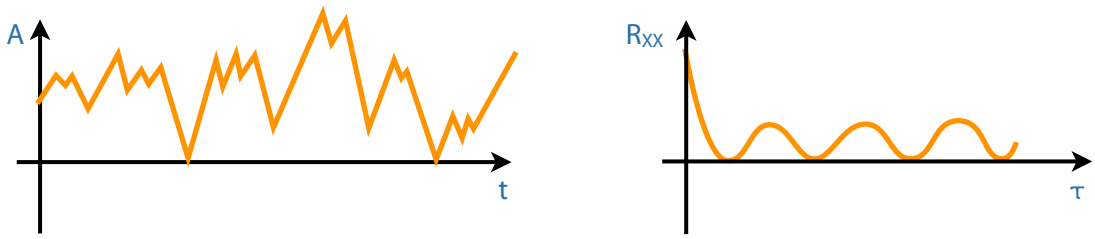




En general, la autocorrelación de una señal periódica es también periódica y del mismo periodo que la señal original.

La autocorrelación presenta una forma muy simple de extraer una señal periódica que se encuentra oculta por un ruido.

La figura a) muestra lo que parece ser una señal de ruido aleatorio. Sin embargo, calculando la función de autocorrelación (al ir variando el valor τ), se ve claro en la figura b) como aparece un pico para $\tau = 0$, que corresponde a la autocorrelación de la parte aleatoria de la señal, y una onda seno, que estaba enmascarada bajo el ruido, y cuyo periodo coincide con el de la onda de autocorrelación.



Nota: Como vimos, la media lineal permitía reparar una señal del ruido, siempre que se dispusiera de un disparador de inicio del tiempo de registro sincronizado con la señal periódica.

Sin embargo, por medio de la autocorrelación puede hacerse la misma operación sin necesidad de este sincronismo y disparador, sólo que la señal "que se ve" no es la original, aunque si otra de igual periodo.

Correlación cruzada:

La correlación cruzada es una medida de la similitud entre dos señales diferentes.

Matemáticamente se representa por la expresión:

$$R_{XY}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_{T} x(t) \cdot y \cdot (t+\tau) \cdot dt$$

En I.M. la utilidad de esta función reside en encontrar componentes idénticas ocultas en dos señales diferentes.

Si la misma componente está presente en ambas señales, la función de correlación cruzada se verá aumentada para ciertos valores de Γ (con el mismo periodo que los de la onda oculta), mientras que para señales no relacionadas, la correlación cruzada será cero.

En muchos problemas de análisis de sistemas la excitación puede ser cruz-relacionada con la respuesta, para reducir los efectos del ruido.

Aplicaciones del A.S.D.F.F.T. en Ingeniería Mecánica:

En el dominio del tiempo:

Las aplicaciones A.S.D.F.F.T. en el dominio del tiempo se centran en la visualización de señales temporales (como un osciloscopio, pero en algunos casos con posibilidad de memorizar dos señales simultáneamente), y las medidas de autocorrelación y correlación cruzada, la primera para la búsqueda de componentes periódicas dentro de una señal compleja, y la segunda para búsqueda de componentes idénticas entre dos señales diferentes, eliminación de ruidos en análisis de sistemas, etc, todo lo cual ya fue visto en los puntos anteriores.

En el dominio de la frecuencia:

Aquí es donde los A.S.D.F.F.T. alcanza su máxima utilidad en ingeniería mecánica tanto para el análisis de maquinaria rotativa como en el de estructuras.

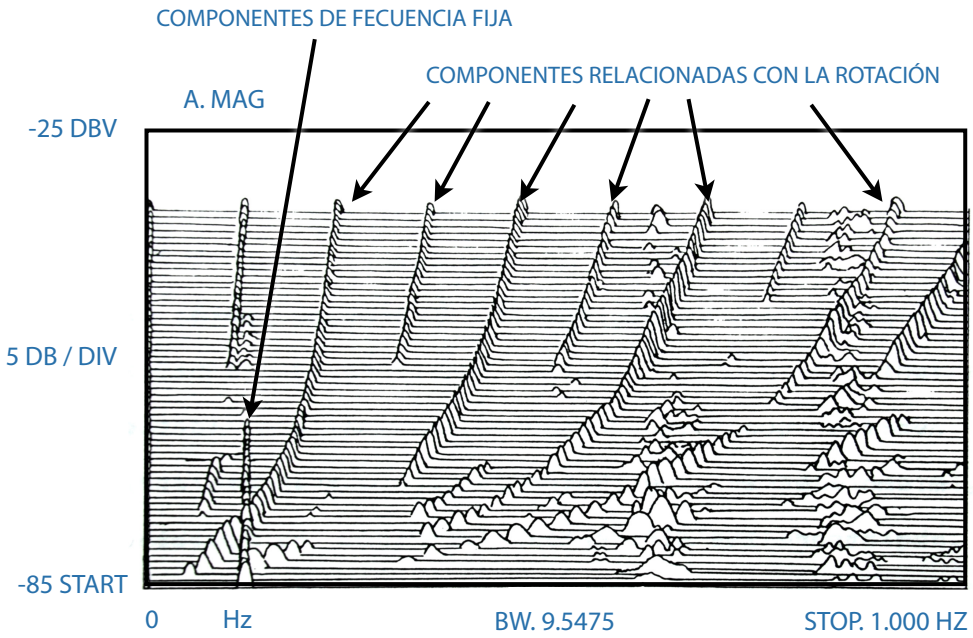
Para el análisis de maquinaria rotativa, el A.S.D.F.F.T. permite hallar el espectro de vibración de la máquina, en cualquier punto donde se coloquen los captadores. Tal espectro puede ser analizado detenidamente, aprovechando la capacidad del "zoom" de estos aparatos, y permitiendo ver líneas de frecuencias muy próximas. Así pueden diferenciarse líneas que proceden de un rotor desequilibrado de otras que proceden de un rodamiento en mal estado (frecuencias "de paso"), etc.

En el mantenimiento de máquinas, los A.S.D. permiten comparar los espectros de vibración para diferentes "edades" de la máquina, poniendo de manifiesto las averías que vayan surgiendo por las modificaciones del mismo (para poder hacer las comparaciones se precisan registrar los diferentes espectros, en papel o soporte magnético).

También existen A.S.D.F.F.T. con la capacidad de visualizar varios espectros simultáneamente, obtenidos para diferentes velocidades de la máquina.

Cada espectro muestra la vibración del componente de la máquina sobre la que actúa el transductor primario, al ir variando las r.p.m. de la misma.

En estos espectros es fácil ver los desbalanceos (líneas cuya amplitud se va incrementando con la velocidad, al tiempo que se van desplazando por la pantalla, como se ve en la figura) así como las excitaciones independientes de la velocidad de giro (que mantendrán una frecuencia constante, aunque aumente la velocidad), y las vibraciones estructurales excitadas por los árboles giratorios).



Para la respuesta en frecuencia de estructuras el A.S.D. es una herramienta fundamental, específicamente al disponer de dos canales, sobre los cuales, con unos simples cambios de ganancia sobre cada uno, pueden cambiarse las unidades en el display, de manera que se dispongan de "unidades de ingeniería" que directamente reflejen el parámetro físico que se está estudiando.

Nota: *Recuérdese que la respuesta en frecuencia representa en ordenadas la relación entre las amplitudes de la señal de entrada y la de salida, y que según el captador colocado y el fenómeno físico medido, podemos tener:*

Aceleración / Fuerza

(Por ejemplo, cuando se coloca un excitador de vibraciones que produce una fuerza variable como la señal de entrada, y se mide la aceleración en un punto, con un acelerómetro, como señal respuesta).

Fuerza / Aceleración

Velocidad / Fuerza ; Fuerza / Velocidad ; Desplazamiento / Fuerza

Fuerza / Desplazamiento

TERCERA PARTE

Tecnicas de Medida de los Parametros Fundamentales en Ingeniería Mecánica

4

Introducción de la Técnica de la Medida de los Parámetros Fundamentales en I.M.

4.1. Introducción de la Técnica de la Medida de los Parámetros Fundamentales en I.M.

Hasta el momento hemos estudiado que es la cadena de medida y análisis en I.M., hemos visto como está compuesta, y hemos realizado un estudio no muy profundo de todos sus componentes.

Procede ahora, en consecuencia, ver someramente como se usa esta instrumentación para medir los parámetros fundamentales de uso corriente en I.M. A título de ejemplo, si se desea medir una aceleración, hemos de saber qué transductores primarios han de utilizarse, cual ha de ser la configuración de la cadena, cual es la técnica de uso de tales instrumentos más apropiada, etc.

Evidentemente, los parámetros susceptibles de ser medidos y analizados en I.M. son muchos, y de muy variada índole. Nosotros sólo trataremos los que parecen más propios de esta disciplina, y de uso más común.

Dentro de este contexto nos referiremos, exclusivamente, a los siguientes:

a. Medida del movimiento.
    - Desplazamientos.
    - Velocidades angulares.
    - Velocidades y aceleraciones lineales.
    - Vibraciones (frecuencias, desplazamiento, velocidad, aceleración).

b. Medida de fuerzas.
    - Tensiones.
    - Fuerzas y pares.

- Presiones.

c. Medida del sonido.

d. Medida de temperaturas.

e. Medida de gastos.

Para sistematizar las técnicas de medida de cada uno de estos parámetros, procuraremos reflejar, en cada caso, y de ser posible:

a. Características del parámetro a medir (unidades, aplicaciones prácticas, etc.).

b. Métodos teóricos de medida (diferentes métodos de transducción posibles).

c. Transductores primarios a emplear.

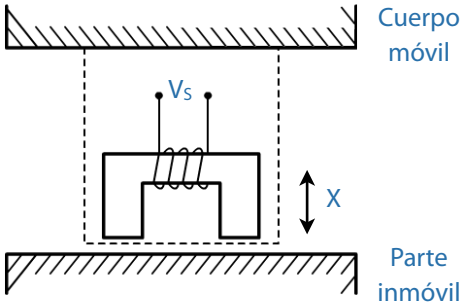
- Tipo de transductor.
- Características (rangos, etc).
- Técnicas de uso (colocación, efectos sobre la medida, limitaciones, etc.).
- Ventajas e inconvenientes de cada uno.

d. Configuración de la cadena.

Nota: Respecto de los parámetros para la medida del movimiento (desplazamientos, velocidades y aceleraciones) hemos de realizar una observación importante, y que justifica la separación efectuada de la medida de vibraciones (que en el fondo sólo implican también desplazamientos, velocidades y aceleraciones).

Esta se refiere a la distinción entre movimientos absolutos y relativos, los cuales presentan connotaciones muy diferentes a la hora de ser medidos.

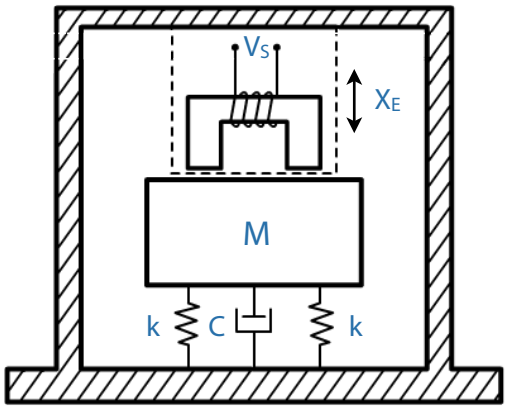
Un ejemplo aclarará perfectamente las matizaciones que queremos efectuar.



La figura representa el empleo de un transductor inductivo para hallar los desplazamientos de un cuerpo relativos a una superficie horizontal inmóvil (metálica, en este caso).
Evidentemente, todo el transductor, su núcleo, bobina electrónica incorporada, etc, se mueve con el cuerpo del cual se quiere hallar su desplazamiento.

Sin embargo, ¿qué ocurre si la base horizontal que hemos considerado fija también se mueve?. Evidentemente, que este transductor no podría medir los desplazamientos absolutos del móvil, sino sólo los" relativos"
(ya que sólo es capaz de medir "desplazamientos relativos" entre el transductor y la pieza enfrentada).

Desde luego, este es el caso más corriente en I.M., donde continuamente hemos de medir desplazamientos, velocidades y aceleraciones respecto de superficies en movimiento (piénsese en la medida de desplazamientos vibratorios en vehículos en marcha, o vibrando por causas diferentes actuando conjuntamente).



Para el caso que se desean medir movimientos absolutos no queda más remedio que medir respecto de una "masa sísmica", aún cuando ésta haya de estar sometida por el correspondiente "resorte" y "amortiguador".

En el ejemplo que venimos comentando, de medida de un desplazamiento, ya sabemos por la teoría de vibraciones que la masa debe ser elevada, y estar sostenida sobre el cuerpo en movimiento por un resorte y amortiguador "blandos".
También sabemos que para frecuencias elevadas, el desplazamiento relativo es casi igual que el absoluto, puesto que la gran masa tiende a permanecer inmóvil.

Teniendo en cuenta todo esto, hemos dividido el estudio del movimiento en dos apartados:

- *Estudio de los desplazamientos, velocidades y aceleraciones relativas a una referencia "fija" (como hemos visto, la referencia "fija" no significa que esté inmóvil), lo cual en realidad implica medir movimientos "relativos".*
- *Estudio de los desplazamientos, velocidades y aceleraciones respecto de una masa sísmica, lo cual significa, como sabemos del análisis de vibraciones, medir movimientos absolutos (siempre que se elijan adecuadamente las características del sistema a masa-resorte-amortiguador).*

4.2. Medida de Desplazamientos

4.2.1. Características del parámetro a medir:

A pesar que la medida de desplazamientos tiene una connotación importante en la medida del tamaño de las piezas fabricadas, nuestro interés se centrará, exclusivamente, en la medida de los desplazamientos debidos a un movimiento.

En este contexto, son dos los tipos de desplazamiento que pueden ser sometidos: los lineales y los angulares. Los primeros se miden en metros y los segundos en radianes.

En I.M., la medida de desplazamientos tiene gran importancia sobre todo para ejecutar, a partir de ellos, labores de control (por ejemplo, la medida de desplazamientos de la válvula de gobierno de una turbina de vapor "ordena" la apertura o cierre de la misma), así como ser la base para la medida de otros muchos parámetros.

4.2.2. Métodos teóricos de medida:

Un desplazamiento puede medirse por varios métodos, tales como:

1. Desplazamiento mecánico de un indicador accionado por el propio desplazamiento a medir.

2. aciendo que el desplazamiento a medir produzca una corriente eléctrica (o una tensión) proporcional a él, por medio de un transductor primario adecuado.

3. Haciendo que el desplazamiento produzca una fuerza sobre un elemento fácilmente deformable, y convirtiendo posteriormente esta deformación en una señal eléctrica proporcional al desplazamiento, o midiendo directamente la deformación.

De estos tres métodos, el primero es el que se emplea casi exclusivamente en los instrumentos de medida de longitudes de objetos(micrómetros, calibres, etc.) y no vamos a estudiarlos.

Los segundos son los más importantes desde nuestro punto de vista y los analizaremos detenidamente. Dentro de este grupo se encuentran la mayoría de los transductores primarios, que pueden de nuevo clasificarse en dos grandes grupos: medida con contacto directo y medida sin contacto.

(A su vez, también podría clasificarse en medida analógica y medida digital).

Los terceros se reducen prácticamente a la medida de microdesplazamientos usando galgas extensométricas. Dado que su único interés reside más bien en la medida de tensiones, serán estudiados con detalle cuando se vean aquellas.

4.2.3. Transductores primarios a emplear:

En función de todo lo estudiado sobre los transductores primarios, y a la vista de los métodos teóricos de medida posibles, la medida de desplazamientos puede apoyarse sobre los siguientes transductores:

- Potenciómetros.
- Transformadores diferenciales (L.V.D.T.)
- Transductores inductivos.
- Transductores capacitivos.
- Codificadores digitales.

Potenciómetros para medida de desplazamientos:

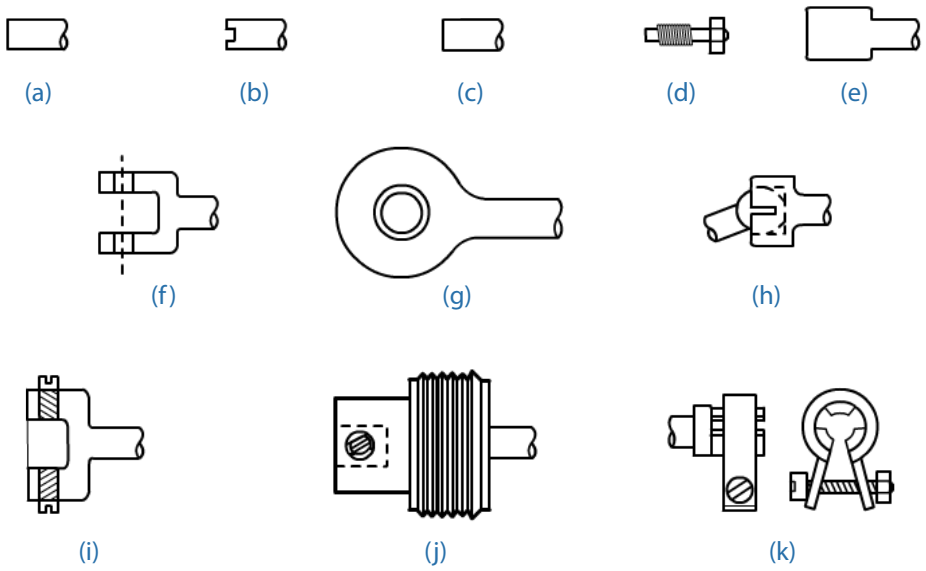
Desde el punto de vista del parámetro a medir los potenciómetros pueden medir desplazamientos lineales o angulares, directamente. (Evidentemente, por un simple mecanismo, un desplazamiento lineal puede convertirse en angular y viceversa).

A su vez, el rango de medidas puede ir desde muy pocos milímetros, hasta varios metros, y desde 0º hasta 357º (incluso los hay de varias vueltas).

Desde el punto de vista de la precisión en la medida, su resolución puede variar desde algunas décimas de milímetro (en los de espiras) hasta infinito (en los lineales), siendo su linealidad del orden de ± 0.1% SFE.

Desde el punto de vista de su unión al elemento cuyo desplazamiento se quiere medir, es evidente que se requiere una conexión mecánica entre el cursor desplazable del potenciómetro y el elemento sobre el que se mide.

En la figura se presentan varias formas de conseguir tales uniones, cuando el cursor del potenciómetro está unido a una varilla (a veces es un alambre, cable, etc, el elemento unido al cursor, con un resorte antagonista).



Extremos y acoplos de transductores de desplazamiento: (a) liso, (b) ranurado, (c) con agujero pasante, (d) roscado, (e) con oreja, (f) con horquilla, (g) con cojinete, (h) con rotula, (i) acoplador, (j) acoplo con fuelle, (k) de abrazadera

Desde el punto de vista de su inclusión en la cadena de medida, los potenciómetros necesitan se alimentados, aún cuando pueden serlo por c.c. o por c.a. En este último caso, la salida será una c.a. modulada en amplitud, por lo que se precisará del correspondiente demodulador y filtro. (También puede conectarse al potenciómetro a un circuito puente).

La resistencia de carga del potenciómetro debe ser grande, comparada con la suya propia, para evitar pérdidas de linealidad. El voltaje de excitación no debe exceder del valor correspondiente a la máxima capacidad de disipación de calor del potenciómetro.

Dentro de las ventajas del potenciómetro se encuentran: alto nivel en la señal de salida (que evita el uso de amplificadores, y permite su conexión directa a los aparatos de registro) y su gran linealidad.

Dentro de los inconvenientes se encuentran: desgastes por fricción elevados (que reducen su vida útil) y la gran sensibilidad a la suciedad.

L.V.D.T. para medida de desplazamientos:

Desde el punto de vista del parámetro a medir los L.V.D.T. pueden medir desplazamientos longitudinales y desplazamientos angulares.

Su rango de medidas suele ir desde 0.1 mm hasta 625 mm, o desde 0 a ± 60º, con linealidad reducida.

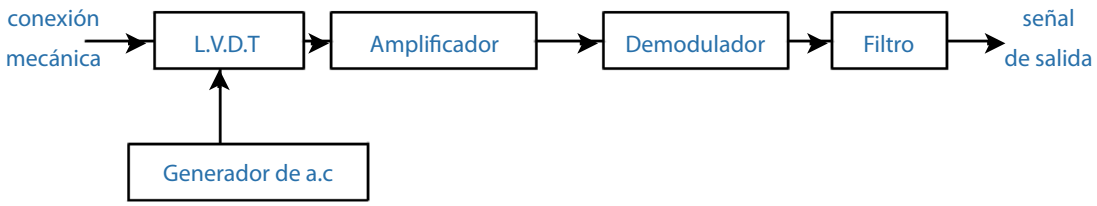
Desde el punto de vista de la precisión en la medida, su linealidad es de l orden ±0.25% SFE, con una sensibilidad de 16 mV/mm y por voltio de salida (por ejemplo, para una salida de 3 V Rms, la sensibilidad sería de 48 mV/mm).

Su unión al elemento que se desplaza también se resuelve mecánicamente, de múltiples formas, pero el cuerpo del transductor (las bobinas) es lo que se queda inmóvil, mientras que el núcleo magnético es el que se mueve en el cuerpo que se desplaza.

En todo caso, su colocación exige la precaución de que el núcleo magnético se coloque en la posición intermedia de su carrera (entre los desplazamientos extremos), de manera que la señal de salida sea nula en tal posición.

Desde el punto de vista de su colocación en la cadena de medida, el L.V.D.T. exige una alimentación en c.a. (generalmente, 3 V r.m.s., con una frecuencia entre 50 Hz y 10Hz. La salida del transductor es una señal modulada en amplitud, por lo cual se requiere de un demodulador y de un filtro.

Como la señal de salida tiene poca potencia, también necesita ser amplificada.



Algunos transductores L.V.D.T. poseen todo el sistema de acondicionamiento de la señal incorporado al mismo cuerpo del transductor, siendo la señal de salida una corriente continua desde 0 a ± 10 V, requiriendo una alimentación en continua de ±15 V (inclusive el conversor c.c. – c.a.). (Esta señal de salida permite la conexión directa a muchos registradores).

Dentro de las ventajas de la medida de desplazamientos con los L.V.D.T. se encuentran la inexistencia de fricción entre el núcleo y las bobinas (vida más larga que los potenciómetros) y una resolución infinita.

Entre sus inconvenientes se encuentran la imposibilidad de medir desplazamientos cuya frecuencia sea inferior a 0.1 de la frecuencia de excitación, y la electrónica compleja que requieren.

Transductores inductivos para medida de desplazamientos:

Desde el punto de vista del parámetro a medir, los transductores inductivos de núcleo magnético móvil pueden medir desplazamientos longitudinales, pero no angulares.

Su rango de medidas es mucho más amplio que los L.V.D.T., pudiendo llegar desde 0.5 mm hasta 2.500 mm.

Desde el punto de vista de la precisión en la medida, su linealidad es del orden de ±0.5% SFE, con una sensibilidad de 5 a 40 V/pulg, siendo su resolución infinita.

Su unión al elemento que se desplaza se resuelve mecánicamente, siendo el cuerpo del transductor normalmente la parte inmóvil del mismo.

La velocidad del núcleo normalmente está limitada, siendo un valor típico el de 5m/s.

Desde el punto de vista de su colocación en la cadena de medida, el transductor inductivo requiere una alimentación con corriente alterna de 210-250 V, y 50 Hz (con un consumo de 10 w, para un transductor tipo 350 mm de carrera).

La respuesta en frecuencia, dentro de la linealidad exigida, sobrepasa los 100 Hz.

El voltaje de salida suele oscilar entre 0 y 10 V, cuando el transductor actúa sobre una carga de 1 KΩ (para el transductor típico de 350 mm de carrera).

La salida del transductor es una tensión modulada en amplitud, por lo que se requiere de un demodulador y un filtro de paso bajo.

(La señal de salida en continua entre 0 y 10 V se entiende que se tiene después del filtrado).

(En consecuencia, el esquema es totalmente similar al expuesto para el LVDT).

Estos transductores, al igual que los LVDT, llevan a veces incorporada toda la electrónica de tratamiento de la señal.

Dentro de las ventajas de estos transductores pueden mencionarse la gran longitud de desplazamientos que se pueden medir y su larga vida debido a la ausencia casi total de rozamientos.

Como inconvenientes, su mejor linealidad que los LVDT y que la frecuencia inferir está limitada al 10% de la frecuencia de excitación.

Nota: Aparte de su idoneidad para medir grandes desplazamientos, los transductores inductivos también son muy empleados para medir pequeños desplazamientos, pero si n contacto, pudiendo ser el material cuya distancia al captador se desea medir ferromagnético, diamagnético o paramagnético.

Transductores capacitivos para medida de desplazamientos:

Desde el punto de vista del parámetro a medir, los transductores capacitivos permiten la medida de los desplazamientos longitudinales y también de los angulares.

Su rango de medida es más pequeño que los inductivos, oscilando entre 0 y 250 mm.

Su linealidad es elevada, del orden de 0.1% SFE, presentando una resolución infinita.

Desde el punto de vista de su colocación en la cadena de medida, el transductor capacitivo requiere el mismo tratamiento que el inductivo, por lo que no se darán más detalles.

Sin embargo, ha de resaltarse que el cable de conexión del transductor al amplificador debe de tener una capacidad muy baja, para que no afecte a la medida. (Normalmente, o se pone el cable muy corto, o se integra toda la electrónica de acondicionamiento en el cuerpo del transductor).

Como ventajas e inconvenientes pueden mencionarse las mismas que las señales para los transductores inductivos.

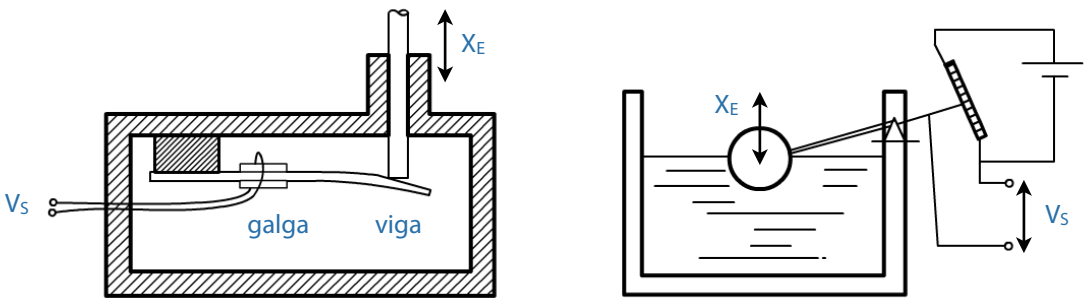
Nota: *También los transductores capacitivos pueden emplearse para medir desplazamientos sin contacto, sólo que en estos el cuerpo que se desplaza frente al transductor ha de ser, forzosamente, ferromagnético.*

Codificadores digitales para la medida de los desplazamientos:

En este punto, y dentro del enfoque que se le está dando a la exposición, no hay más que añadir respecto a lo expuesto en las páginas 278 a 285.

Nota Final: *Es evidente que la medida de desplazamientos puede realizarse de muchas otras formas, y que a su vez, los transductores de desplazamiento pueden usarse para medir otras muchas cantidades físicas.*

Las figuras ilustran varios casos de ambos aspectos:



- Medidas de desplazamiento con galgas extensometricas. Medidas de desplazamiento con galgas extensométricas.

4.3 Medida de Velocidades Angulares

4.3.1 Características del parámetro a medir:

Matemáticamente, la velocidad angular mide en radianes/seg, siendo sus expresiones:

Velocidad angular media $\omega_n = \theta / t$

Velocidad angular instantánea $\omega = d\theta / dt$

En la práctica, y dentro de la I.M., la velocidad angular suele medirse en r.p.m, siendo:

$$1 \text{ r.p.m.} = 2\pi/60 \quad \text{rad/seg}$$

La determinación de las velocidades angulares tiene una excepcional importancia en I.M., pues es básica para el análisis de toda la maquinaria rotativa.

(Incluso, en muchas ocasiones se prefiere convertir las velocidades lineales en angulares, y medirlas en esta forma, y ello por varias razones: disponibilidad de gran número de transductores para medida de velocidades angulares, frente al escaso número para velocidades lineales; fácil conversión de una velocidad de rotación en otra por procedimientos mecánicos; etc)

Por otro lado, dentro de la I.M., el rango de este parámetro no es muy amplio, oscilando entre 0 r.p.m. hasta las 30-40.000 como casos más extremos (excepcionalmente pueden llegarse hasta valores de 100.000 r.p.m. y más, siendo igualmente excepcionales los valores muy bajos, de orden de milésimas de r.p.m.).

4.3.2. Métodos teóricos de medida:

La velocidad angular puede medirse por varios métodos, siendo los más usuales:

1. Hacer que el elemento giratorio produzca un desplazamiento de otro elemento, en forma proporcional a su velocidad de giro del primero.

2. Hacer que la rotación del elemento cuya velocidad angular se desea medir produzca una corriente eléctrica cuya tensión sea proporcional a su velocidad de giro (utilizando los convenientes transductores primarios).

3. Hacer que el elemento giratorio genere durante su rotación una serie de "pulsos" (electromagnéticos, ópticos, etc.) susceptibles de ser "captados" y

"contados" (por los correspondientes transductores) y convertidores en una medida de las r.p.m.

4. Utilizar un foco de luz que centellee sobre el objeto giratorio, y sea capaz de hacerlo ver "inmovilizado", cuando la frecuencia de centelleo coincida con la del movimiento de giro.

Todos estos métodos teóricos pueden agruparse en dos: métodos analógicos y métodos digitales.

A su vez, la medida de la velocidad angular puede realizarse en forma virtual directa (los aparatos conocidos como tacómetros), o indirecta, por medio de una salida analógica en tensión, que ha de ser posteriormente introducida en un registrador u otro elemento adecuado de la cadena de medida.

Finalmente, la medida de la velocidad de rotación de un rotor puede realizarse a través de un contacto directo transductor, o a distancia.

4.3.3. Transductores primarios a emplear:

Para las medidas de la velocidad de giro de un rotor pueden utilizarse los siguientes transductores primarios:

- Transductores mecánicos:
  - Sensor de bolas
  - Tacómetro cronométrico.

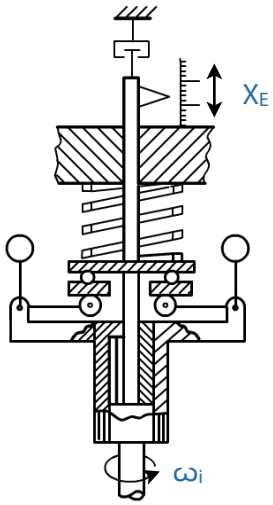
- Transductores electromagnéticos analógicos:
  - Generador de c.c.
  - Generador de c.a.
  - Generador de corrientes parásitas.

- Transductores electromagnéticos digitales:
  - Tacómetro electromagnético de pulsos.

- Transductores electroópticos:
  - Tacómetros electro-ópticos.
  - Tacómetro estroboscópico.

a. Sensores de bolas para medida de la velocidad angular:

El regulador centrífugo de bolas es un aparato clásico que se adapta fácilmente para la medida de la velocidad de rotación, como se ve en la figura. (Rl regulador centrífugo se emplea bastante para el control de la velocidad en motores diesel, turbinas, etc.).



Como la fuerza de la inercia varía con el cuadrado de la velocidad angular (la velocidad de entrada, en este caso), la salida x_E , no variará linealmente con la velocidad si se usa un resorte lineal.

Para pequeños cambios en wE puede usarse un modelo lineal, con lo cual se puede ver que el sistema es de segundo orden.

$$\frac{x_S}{x_E} = \frac{K}{(1/\omega_E^2)\cdot D^2 + (2\varepsilon/\omega_n)\cdot D + 1}$$

(siendo wn y ξ la frecuencia natural y la relación de amortiguamiento del sistema masa-resorte).

Para grandes cambios de velocidad, si se quiere mantener la linealidad ha de usarse un resorte no lineal, tal que:

$$F_{resorte} = K_R \cdot x_S^2$$

b. Tacómetro cronométrico para medida de la velocidad angular:

Esencialmente no es más que un contador de vueltas, en un tiempo prefijado.

Consta de una aguja indicadora la cual se va moviendo (por medio de unos engranajes) a una velocidad proporcional a la velocidad del árbol rotatorio, durante un tiempo predeterminado.

En este caso, el número de vueltas ejecutadas por el indicador, durante ese tiempo conocer la velocidad media del árbol giratorio en este intervalo.

El tacómetro se mantiene "pegado" al árbol giratorio en forma manual, de manera que el cono de goma, en contacto con el árbol, haga moverse a la aguja del tacómetro.

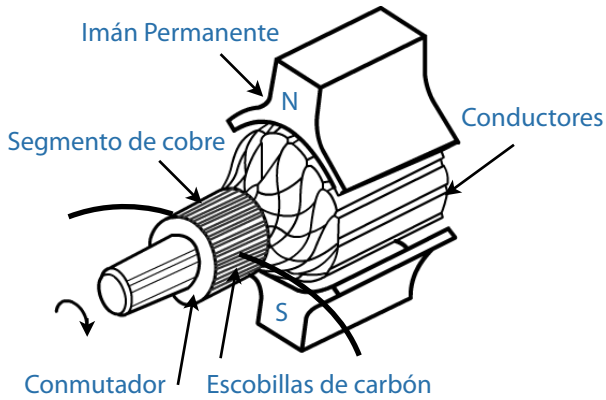
La aguja se para automáticamente al llegar el tiempo prefijado a su final, quedando la aguja inmóvil, señalando el número de vueltas efectuadas. La puesta a cero a de efectuarse de nuevo, en forma manual.

La medida con estos tacómetros está sujeta a muchos errores, debido a la probable colocación incorrecta del cono de goma contra el árbol, tamaño relativo cono-árbol (si el árbol tiene gran diámetro, los errores serán menores), etc.

El rango de estos tacómetros suele ser de 0-50.000 r.p.m.; 0-5.000 r.p.m., con un error en la medida del orden de ± 1.0%

c. Generadores de c.c. para medida de la velocidad angular:

Un generador de corriente continua (con un imán permanente o una excitación exterior como generadores del campo magnético y las correspondientes escobillas para inversión de polaridad) produce un voltaje de salida proporcional a la velocidad de giro del rotor, según la expresión:



$$V_S = \frac{M_P \cdot M_C \cdot \Theta}{60 \cdot M_{PP}} \cdot 10^{-8} \cdot N$$

siendo:

M_P = número de polos.

M_C = número de conductores.

Θ = flujo por polo.

M_{PP} = nº de trayectorias en paralelo entre las escobillas positivas y negativas.

N = velocidad angular en r.p.m.

El voltaje en c.c. es proporcional a N, e invierte su polaridad cuando cambia el sentido de giro.

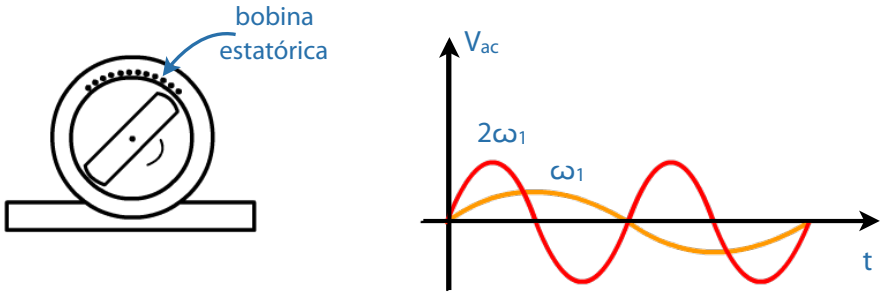
Una unidad típica de imán permanente tiene una sensibilidad de 7 V por 1.000r.p.m., una velocidad máxima de 5.000 r.p.m. (56 V de salida), una linealidad de orden de 0.07% (en el intervalo 0-3.600 r.p.m.), una impedancia de salida de2.8 KΩ, un par de rozamiento de 0.2 pulg-oz.

(También son corrientes sensibilidades del orden de 12 V/1.000 r.p.m., y velocidades superiores a las 8.000 r.p.m.).

El mayor problema que presentan estos transductores es el "rizado" en el voltaje de salida (debido a la rectificación con las escobillas), que puede ser del 2% del promedio de voltaje de salida.

d. Generadores de c.a. para medida de la velocidad angular:

Un simple generador de corriente alterna, y de imán permanente, puede ser aplicado para medir velocidades de rotación, puesto que la amplitud del voltaje generado es proporcional a la velocidad de giro.

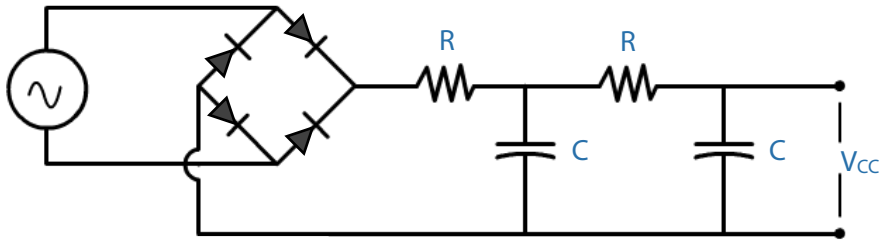


Sin embargo, también aparece un cambio a la frecuencia de la señal de salida, proporcional a la velocidad. (Cuando la velocidad w se duplica, también se duplica la amplitud y la frecuencia de la señal de salida).

Estos cambios de frecuencia afectan a las corrientes autoinducidas en el circuito c.a., de modo que causan pérdidas de linealidad.

Para reducir este efecto se recurre a disminuir las corrientes autoinducidas, introduciendo elevadas resistencias en el circuito, pero tiene el inconveniente de que disminuye la sensibilidad.

Otra opción es colocar un circuito rectificador, utilizando un puente de diodos y un doble circuito R-C, como se ve en la figura.



El rango de medida de estos aparatos oscila entre 10 y 5.000 r.p.m., con una salida típica de 1.2 V rms cada r.p.s. (60 V rms a 3.000 r.p.m.).

(Con esta salida puede acoplarse directamente un registrador).

Su ventaja respecto de los generadores c.c. es su robustez, derivada de la ausencia de escobillas, y que el rotor es un simple imán permanente.

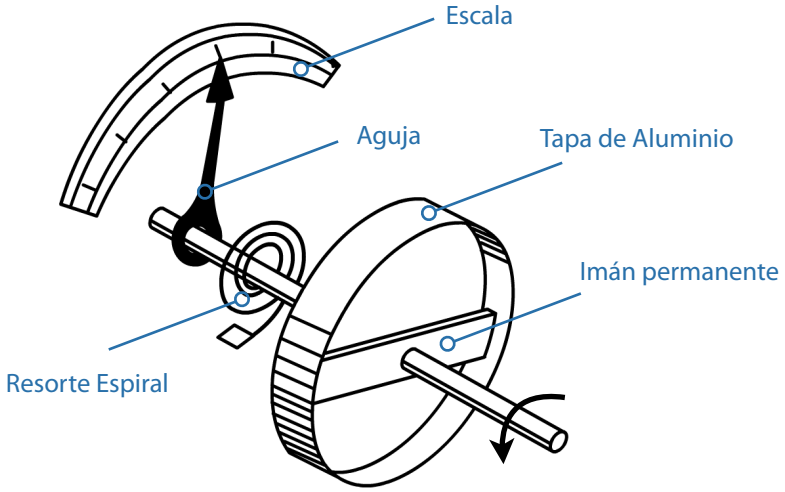
e. Generadores de corrientes parásitas para medida de la velocidad angular:

El medidor de corrientes parásitas consiste en un imán permanente el cual gira (unido al árbol del cual se desea conocer se velocidad angular) en el interior de una "copa" de aluminio, sin ninguna conexión mecánica entre ambos.

La rotación del imán produce unas corrientes parásitas en la copa.

Tales corrientes generan a su vez su propio campo magnético, el cual trata de seguir el movimiento del campo magnético del imán permanente.

Ello origina un par sobre la copa, al que se opone un resorte antagonista.



El par sobre la copa, que es proporcional a la velocidad relativa entre imán y copa, hace que ésta gire un ángulo θS , hasta inmovilizarse. En ese momento, θS es proporcional a la velocidad de entrada wE .

Si se desea una señal eléctrica de salida puede usarse cualquier transductor de desplazamiento accionado por el giro de la taza.

Al contemplar el conjunto mecánico masa-resorte-amortiguador, se ve que en el comportamiento dinámico es el típico de un transductor de segundo orden:

$$\frac{\theta_S}{\omega_E} = \frac{K}{(1/\omega_n^2)\cdot D^2 + (2\varepsilon/\omega_n)\cdot D + 1}$$

El rango típico de trabajo de estos medidores es de 0 a 10.000 r.p.m., con un giro típico de 270º para 8.000 r.p.m., y una linealidad del orden de 0.3% SFE.

Una aplicación típica de estos transductores se encuentra en los velocímetros de los automóviles.

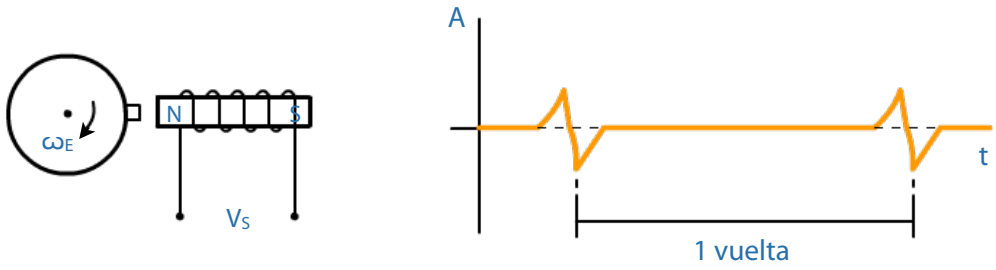
f. Tacómetros electromagnéticos de pulsos para medida de la velocidad angular:

Los tacómetros electromagnéticos son simplemente unos transductores electromagnéticos constituidos por un imán permanente y una bobina de hilo delgado arrollada a su alrededor.

Cualquier cambio en el flujo del campo magnético induce una corriente en la bobina, que puede ser detectada.

Tal variación del campo magnético se consigue dotando al rotor, cuya velocidad se quiere medir, de un "saliente" o polo, de tipo ferromagnético, de manera que cuando pase muy próximo al polo del imán, "facilite" el camino del campo magnético, y modifique su flujo.

Evidentemente, cuando el rotor esté dotado de un solo polo o "diente" se producirá una variación de flujo por vuelta, y por tanto, un impulso de corriente autoinducida por vuelta.

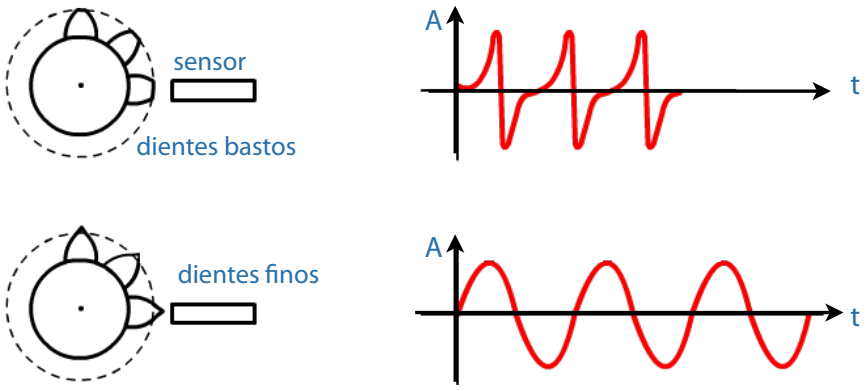


Al incrementarse la velocidad angular, crece proporcionalmente el número de pulsos por vuelta. (La frecuencia de tales pulsos puede ser llevada a un contador, y visualizada).

Por otro lado, el aumento de la frecuencia de cambio del flujo magnético provoca también un aumento en la amplitud de los pulsos (de manera que la amplitud también puede ser usada para medir la velocidad de rotación).

La forma de la onda pulsante de salida depende del número de polos o dientes del rotor, y de su forma.

En las figuras se representan algunos ejemplos típicos, resaltando que si los dientes tienen el perfil de envolvente (formando el rotor de una rueda dentada típica, pero en la que todo el diente sea perfil de envolvente), la salida es una onda senoidal.

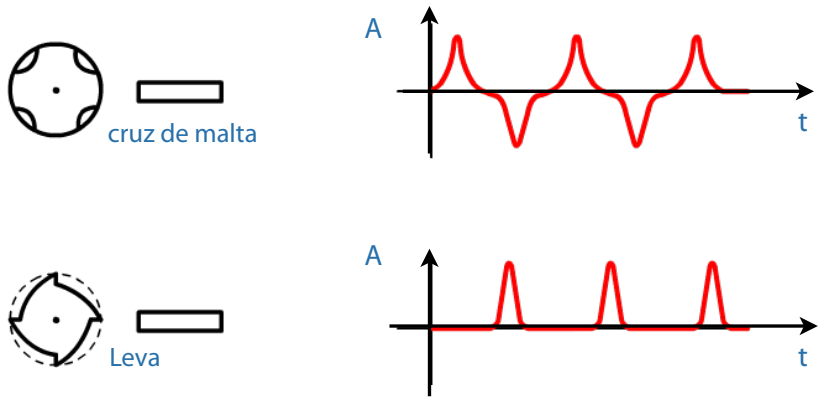


La colocación del transductor es muy sensible a la distancia a que se le coloque de los dientes del rotor, que siempre debe ser lo más corta posible (ya que la señal decae fuertemente cuando esta distancia aumenta).

La conversión de estos pulsos de voltaje en una señal susceptible de ser digitalizada o introducida en un contador se efectúa normalmente con un circuito electrónico que suele hacer una primera conversión a onda cuadrada.

Cuando lo que se desea es una señal de salida en c.c., proporcional a la velocidad (por ejemplo, para registrar la evolución de la velocidad), se interpone entre le devanado del transductor y la salida un convertidor apropiado.

El rango de medida de estos tacómetros va desde pocas vueltas hasta 120.000 r.p.m. (el mínimo depende del número de dientes, siendo el valor típico el de un pulso por segundo. La salida típica suele ser de 2 V pico-pico para una separación de 1.0 mm.

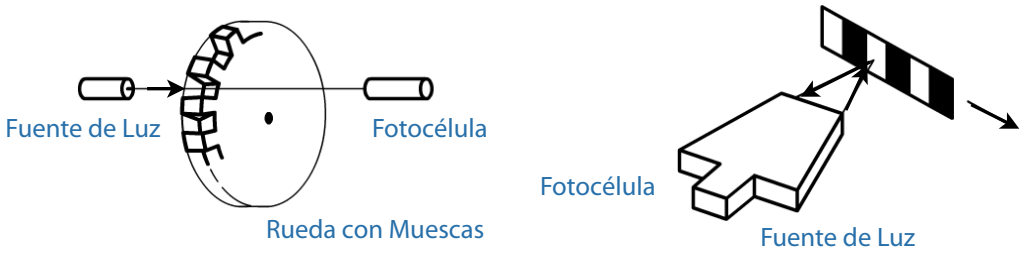


g. Tacómetros electroópticos para medida de la velocidad angular:

Las fotocélulas, tanto pasivas (transductores fotoconductivos) como aditivas (transductores fotoeléctricos) se prestan bastante bien a su uso para la medida de la velocidad angular.

El sistema requiere una fuente de luz, la fotocélula y un interruptor del haz luminoso, que por lo general es un disco con unas muescas, como se ve en la figura.

(Aunque puede ser cualquier parte del cuerpo giratorio que pueda hacer este efecto de interrumpir el rayo de luz, como puede ser los radios de una rueda, por ejemplo).



A veces, tanto el emisor de la luz como la fotocélula se encuentran integradas en el mismo conjunto, como muestra la figura. En este caso el objeto al que se desea medir su velocidad ha de adherírsele una placa con zonas reflectantes y opacas, de manera que la fotocélula puede recibirle haz relejado alternativamente.

Actualmente, las fuentes de luz, que puede ser visible o ultravioleta, consisten en diodos emisores de luz (light emitting diodes – l.e.d'.s) la cual se "colima" y envía hacia la fotocélula (lght dependent resistor – l.d.r.).

La salida de la fotocélula, que es una señal eléctrica pulsatoria, puede ser fácilmente convertida en r.p.m., tanto integrándola para producir una señal analógica proporcional a la velocidad, como convirtiéndola en una onda cuadrada para producir una señal digital.

El rango de estos medidores suele ser de 0 a 200.000 r.p.m. y una salida analógica típica puede ser de 4 v.p.p., al paso de la luz (dependiendo del voltaje de la alimentación, cuando se emplea una fotocélula pasiva).

En los sistemas integrados, la distancia entre el emisor de luz y la fotocélula no pasa de 3 mm.

h. Tacómetro estroboscópico para medida de la velocidad angular:

El estroboscopio consiste básicamente en una lámpara de gas (normalmente neón o nexón), de cátodo frío, de descarga, capaz de emitir destellos de alta intensidad a una frecuencia variable a voluntad.

Si el elemento giratorio existe cualquier marca que gire con él (si no existiese bastaría con adosarle un trozo de papel blanco u otro cualquiera), y se ajusta la frecuencia de centelleo de la lámpara de manera que coincida con la de giro del árbol, la marca será iluminada siempre en la misma posición, en cada vuelta. Parecerá, por consiguiente, como se estuviera estacionaria.

Si el tiempo entre dos centelleos fuera la mitad que el que el árbol emplea en dar una revolución, aparecería la marca iluminada también en forma estática, pero en dos posiciones desfasadas 180º.

Por el contrario, si el tiempo entre dos centelleos fuera el doble del tiempo empleado en una revolución, entonces la marca sería iluminada cada dos revoluciones, apareciendo también estacionaria.

(En realidad, el sincronismo (la inmovilidad de la marca) puede obtenerse con todas las frecuencias de los destellos que sean submúltiplos enteros de la velocidad w a medir).

Para evitar esta ambigüedad, lo que se hace es sincronizar los destellos a la mayor frecuencia posible (f1). Luego se va disminuyendo lentamente la frecuencia de centelleo hasta que se obtenga un nuevo sincronismo (hasta que nuevamente se vea una sola marca "quieta") (f2).

La velocidad que se busca vendrá dada por la expresión:

$$\omega = \frac{f_1 \cdot f_2}{f_1 - f_2}$$

Si f_1 y f_2 estuvieran muy próximas, podría seguirse bajando la frecuencia de centelleo, hasta N sincronismos "más abajo" de f_1 , hasta f_n.

En este caso, la expresión sería:

$$\omega = \frac{f_1 \cdot f_n}{f_1 - f_n} \cdot (N - 1)$$

Nota: En la práctica puede seguirse un método más simple para evitar la ambigüedad mencionada (que siempre consistirá en sincronizar una frecuencia de centelleo más baja de la real).

Consiste sencillamente en colocar una frecuencia de centelleo alta, de manera que se vean "varias marcas" estabilizadas. Luego, se va disminuyendo lentamente hasta que se vea una sola, y eso será la velocidad real de giro.

Evidentemente, este método es de aplicación sólo si la velocidad de giro del elemento en estudio es inferior a la máxima frecuencia de centelleo del estroboscopio, la cual suele ser entre 25.000 y 100.000 destellos por minuto.

Cuando las velocidades de giro sean mayores, pueden calcularse también con un estroboscopio de frecuencia menor, simplemente aplicando las expresiones [1] y [2].

De esta manera se puede llegar a medir velocidades de rotación superiores a las 300.000 r.p.m.

El estroboscopio también permite "ver" lentamente un movimiento muy rápido, imposible de seguir a plena vista (por ejemplo, ver como se mueve lentamente una válvula de un motor de explosión, mientras este marcha a su velocidad de régimen).

En efecto, basta con sincronizar la frecuencia de centelleo con el móvil, hasta que éste aparezca "inmóvil". Luego, al variar ligeramente la frecuencia del centelleo, el móvil será iluminado en posiciones ligeramente consecutivas, pareciendo que se mueve lentamente (el sentido del movimiento aparente depende de que la velocidad de centelleo sea ligeramente más alta o más baja de la del móvil).

Nota: Precisamente esta propiedad del estroboscopio de inmovilizar imágenes permite "ver" con él los modos de vibración de un elemento, y en consecuencia, calcular su frecuencia y magnitud.

El disparo (trigger) de la luz del estroboscopio puede hacerse en forma interna (con el oscilador interno), o externamente, con una señal de entrada senoidal cuadrada, impulsos, etc. (Esta última posibilidad es esencial para su uso de equilibrado de rotores).

4.4. Medida de Velocidades y Aceleraciones Lineales.

4.4.1. Características de los parámetros a medir:

Matemáticamente, la velocidad lineal, que se mide en m/s, se define por:

Velocidad media $V_{media} = x/t$

Velocidad instantánea $V = dx/dt$ x = espacio (magnitud vectorial)

En cuanto a la aceleración, medida en m/s2 , se define por:

Aceleración media $a_m = v/t$

Aceleración instantánea $a = dv/dt$ (magnitud vectorial)

La determinación de velocidades y aceleraciones lineales relativas en I.M. no presenta una gran importancia, quedando su estudio más bien relegado al desplazamiento, a partir del cual se estudian normalmente.

Por el contrario, el estudio de velocidades y aceleraciones absolutas si que tiene mayor importancia, sobre todo en el estudio de vibraciones, la cual tendremos ocasión de ver más adelante.

4.4.2. Métodos teóricos de medida:

La velocidad lineal puede medirse por varios métodos, siendo los más usuales:

1. Transformarla (mecánicamente) en una rotación y medirla como tal.

2. Derivar la curva de desplazamientos con respecto del tiempo (con un derivador analógico, si se dispone de la tensión analógica que representa el desplazamiento), o integrar la curva de aceleración respecto al tiempo (si se dispone de la señal analógica de aceleración, con un integrador).

3. Utilizar el efecto electromagnético, el cual genera una tensión cuando varía la velocidad de cambio de flujo de un campo magnético.

$$V_S = - N \cdot (d\theta/dt) \qquad (N = n^o \text{ de espiras})$$

4. Utilizar el efecto Doppler (no usado en I.M.).

5. Hacer que el elemento móvil genere durante su translación una serie de "pulsos" (eléctricos, ópticos), susceptibles de ser captados y "contados", convirtiéndolos así en una medida de la velocidad.

La medida de la aceleración lineal relativa solo puede realizarse a partir de la curva de desplazamientos o velocidades, por derivación analógica de éstas.

4.4.3. Transductores a emplear:

Para las medidas de las velocidades:

- Transductores primarios:

  Transductores electromagnéticos.

  Tacómetros electroópticos.

- Medidas indirectas:

  Derivados analógicos.

  Integradores analógicos.

Para la medida de aceleraciones:

- Métodos indirectos:

  Derivadores.

a. Transductores electromagnéticos para medida de velocidades lineales relativas

Desde el punto de vista del parámetro a medir, este transductor es el único capaz de producir una señal proporcional a la velocidad lineal, directamente.

Su rango de desplazamiento puede ir de algunos milímetros hasta los 20 cm, en algunos modelos de doble bobina.

Desde el punto de vista de la precisión en la medida, su resolución es infinita, variando su sensibilidad desde 0.15 V(pulg/s) en los de una sola bobina hasta los 0.65 V/(pulg/s) en los de dos bobinas.

La linealidad oscila alrededor de ±1% SFE en ambos casos.

Normalmente, al colocarlos en el circuito de medida requieren cargas de elevada impedancia, pues ellos mismos ya la tienen elevada (puede variar desde 500Ω hasra 30.000Ω).

Al ser transductores activos no requieren alimentación, siendo la tensión en salida elevada.

b. Tacómetros electroópticos para medida de velocidades lineales relativas

Estos transductores basan su funcionamiento en los mismos principios que los de medida de la velocidad angular, vistos en la página 392, por lo que no se precisa añadir nada más.

c. Derivación o integración de señales de desplazamiento y aceleración para medida de velocidades lineales relativas

En este punto sólo cabe remitirse a lo expuesto en la página 181, al hablar de los derivadores e integradores analógicos con un solo recordatotio importante:

Los integradores "atenúan" el ruido de alta frecuencia, mientras que los derivadores lo "amplifican".

Por eso es siempre preferible calcular la velocidad a partir de la curva de aceleración, si se dispone de esta. (Esto es lo que se hace normalmente para conocer las velocidades de vibración, a partir de la señal dada por los acelerómetros).

4.5. MEDIDA DE PARÁMETROS DE VIBRACIONES

4.5.1. Características del parámetro a medir:

Las vibraciones mecánicas, como todo movimiento vibratorio, se caracterizan por dos tipos de parámetros:

a. Su frecuencia.

b. La amplitud.

Esta puede referirse a la amplitud del desplazamiento de la vibración, de la velocidad de la vibración o de la aceleración de la vibración.

Las unidades en que tales parámetros se miden son:

Frecuencia ..... Hz

Desplazamientos ..... m

Velocidad ..... m/s

Aceleración m/s2

También se emplea el decibelio para la medida de amplitudes, definida como:

$$dB = 20 \log_{10} (A_1 / A_0)$$

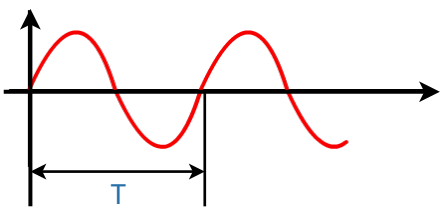
Siendo A_1 y A_0 las amplitudes (de los desplazamientos, velocidades o aceleraciones) de dos movimientos vibratorios, se comparan.

En la práctica los decibelios de una señal se comparan y se obtienen por comparación con unas amplitudes fijas, internacionalmente aceptadas, y que son:

$A_0 = 10^{-3}$ m/s con referencia a la velocidad.

$A_0 = 10^{-5}$ m/s^2 con referencia a la aceleración.

Si la vibración fuese armónica, puede establecerse unas relaciones sencillas entre todos sus parámetros.



T = periodo (segundos)

f = 1 / T · Hz (ciclos por segundos)

ω = frecuencia circular (rd/s)

$$\omega = 2\pi f \qquad (f = w/2\pi \ \text{Hz}) \qquad (T = 2\pi/\omega \cdot s)$$

desplazamiento	$x = A \cdot \text{sen}\ \omega t$
velocidad	$\dot{x} = A \cdot w \cdot \cos \omega t$
aceleración	$\ddot{x} = A \cdot w^2 \cdot \text{sen}\ \omega t$

(Obsérvese que la frecuencia del desplazamiento, velocidad y aceleración es siempre la misma, pero están desfasadas respecto del desplazamiento, 90º y 180º respectivamente).

Si la amplitud del desplazamiento es A, la de la velocidad es $A \cdot \omega$ y la de la aceleración $A \cdot \omega^2$.

$$\text{Amplitud de la velocidad} = \frac{\text{Amplitud de la aceleración}}{\omega}$$

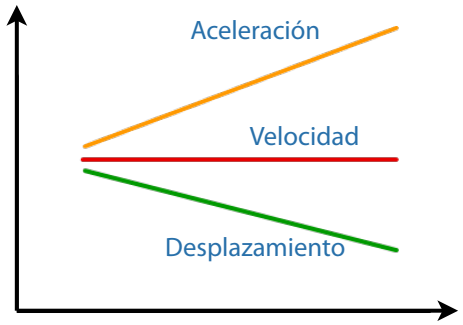
Un aspecto importante que aparece cuando se mide una vibración es, ¿cuál es el mejor parámetro para medirla?.

¿El desplazamiento?. ¿La velocidad?. ¿La aceleración?.

La elección del parámetro depende de tres factores, fundamentalmente:

1. Del tipo y tamaño del transductor disponible.
2. De la masa del cuerpo del cual se quiere medir su vibración.
3. De la frecuencia de la vibración.

En la figura se ha representado las figuras que representan la variación de las amplitudes del desplazamiento, velocidad y aceleración en función de la frecuencia, para un sistema vibrante ideal.



Como se ve, la curva correspondiente a la velocidad se ha dibujado bastante plana, lo cual concuerda con la obtenida para la mayoría de las máquinas.

Se observa que la magnitud del desplazamiento disminuye al aumentar la frecuencia (se atenúan las diferencias altas), mientras que la amplitud de

la aceleración se incrementa al aumentar la frecuencia (se amplifica a frecuencias altas).

(Las expresiones 1, 2 y 3 anteriores justifican fácilmente este comportamiento).

Como consecuencias de estas figuras se ve claro que si se miden desplazamientos se obtendrán grandes amplitudes cuando las frecuencias son pequeñas, mientras que si las frecuencias son grandes, las amplitudes de los desplazamientos obtenidos serán pequeñas.

Por el contrario si se miden aceleraciones s obtendrán pequeñas amplitudes para frecuencias bajas, mientras que las amplitudes serán altas para frecuencias altas.

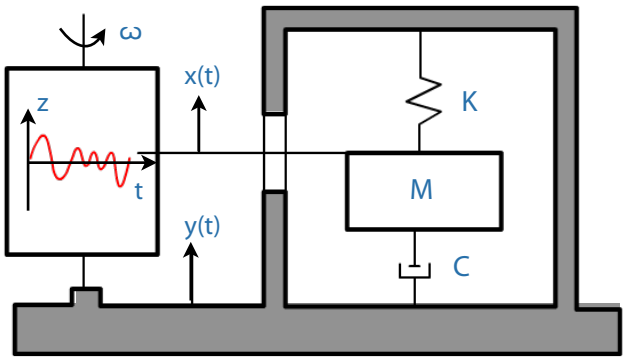
La medida de la velocidad tiende, por el contrario a evitar esta dependencia de la frecuencia, y como por otro lado, es también una medida de la energía presente en la señal, el parámetro velocidad es de uso común, y el recomendado por las Organizaciones Internacionales de Normalización.

De acuerdo con lo expuesto en la página.....nos vamos a referir ahora a la medida de los valores absolutos de los desplazamientos, velocidades y aceleraciones de los movimientos vibratorios, es decir, a la medida de estos parámetros referida a una masa sísmica (la cual va unida al propio elemento vibrante, a través del correspondiente "resorte" y "amortiguador").

Nota: *Evidentemente, los desplazamientos y velocidades de una vibración también podrían ser medidos como movimiento relativo, siempre que el correspondiente captador pudiera "fijarse" con independencia del cuerpo vibrante. Esto, desgraciadamente, es imposible en la mayoría de los casos. (Desde luego es imposible en el caso de un vehículo).*

Pero lo mismo ocurre en un motor fijo, por ejemplo: si se quiere medir la vibración en un punto de él, ¿dónde colocar el captador para que no vibre, aunque sólo sea por las trepidaciones cercanas producidas por el movimiento del motor?.

Nota: *Dado que la base de las medidas "absolutas" del movimiento se encuentran en el comportamiento de la masa sísmica "suspendida" por un resorte y un amortiguador, vamos a realizar un recordatorio del comportamiento de ésta cuando la base a la que está sujeta vibra.*



En la figura se ha representado un sistema de esta tipo, siendo M la masa, K la rigidez del resorte y C el coeficiente de amortiguamiento.

Y(t) es el movimiento absoluto (respecto de unos ejes fijos) de la base o soporte y x (t) es el movimiento absoluto de la masa sísmica.

z(t) = y(t) - x(t) será el movimiento relativo de la masa respecto de la base (que es lo que realmente se refleja en el gráfico).

La ecuación del movimiento de la masa es:

$$m \cdot \ddot{z} + c \cdot \dot{z} + k \cdot z = -m \cdot \ddot{y}$$

si el movimiento de la base es del tipo:

$$y = Y_0 \cdot sen\ \omega_E \cdot t$$

la ecuación del movimiento será:

$$m \cdot z + c \cdot \ddot{z} + k \cdot \dot{z} = l_m \cdot [\, m \cdot \omega_E^2 \cdot Y_0 \cdot sen\ \omega_E \cdot t\ ]$$

el movimiento resultante, en régimen permanente, será:

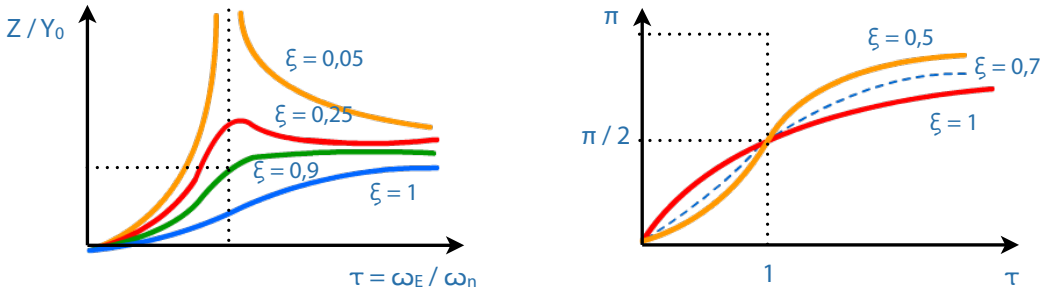
$$z = l_m \cdot [\, Z \cdot sen\,(\omega_E \cdot t + \Phi)\ ]$$

siendo:

$$Z = \frac{\tau^2}{\sqrt{(1-\tau^2)^2 + (2\varepsilon\cdot\tau)^2}} \cdot Y_0 \qquad \tau = \omega_E / \omega_n$$

$$\Phi = Tag^{-1} \cdot (-2\varepsilon\cdot\tau / 1 - \Gamma^2) \qquad \omega_n = \sqrt{K/m}$$

$$\varepsilon = C/C_r = C/4Km$$



Si $\omega_n << \omega_E$, entonces Z/Y o ≈ 1 = = => Z ≈ Y, lo que significa que en sistemas de baja frecuencia natural (gran masa y débil resorte) la medida del desplazamiento relativo Z coincide con la medida Y del movimiento de la base.

(Para $\omega_n / \omega_E = \tau \longrightarrow \infty$, el movimiento relativo z (t) es exactamente igual que el movimiento de la base y (t)).

Si $\omega_n >> \omega_E$ entonces $\tau \longrightarrow 0 \longrightarrow Z/Y$, lo que implica que $Z \longrightarrow 0$, es decir, que apenas hay desplazamientos relativos entre la masa y la base (la masa sigue con gran fidelidad los movimientos de la base).

En estas condiciones, la amplitud del movimiento relativo vale:

$$Z = \frac{1}{\omega_n^2 \cdot \sqrt{(1-\tau^2)^2 + (2\varepsilon\cdot\tau)^2}} \cdot \omega_e^2 \cdot Y \approx (1/\omega_n^2) \cdot \omega_E^2 \cdot Y$$

Ecuación que muestra que la amplitud del movimiento relativo Z es proporcional a la amplitud de aceleración del movimiento armónico ($w_E^2 \cdot Y_0$) (siendo $1/w_n^2$ el factor de escala), en sistemas de alta frecuencia natural comparada con la de excitación (pequeña masa y resorte duro).

Obviamente, el primer caso es la base de los medidores de amplitud de desplazamiento en los movimientos vibratorios (sismómetros) y el segundo caso es la base de las medidas de las amplitudes de las aceleraciones en los movimientos vibratorios (acelerómetros).

4.5.2. Métodos teóricos de medida:

Medida de la frecuencia:

- Sistemas mecánicos, haciendo que el cuerpo vibrante accione unas láminas vibratorias que entren en resonancia cuando la frecuencia de excitación coincida con la propia.
- Sistemas eléctricos, representado la señal en un osciloscopio, y midiendo su periodo, o utilizando las figuras de Lissajous.
- Sistemas ópticos, basados en el estroboscopio.

Medida de desplazamientos:

- Sistemas mecánicos, utilizando una masa sísmica que permita un registro mecánico directa.
- Sistemas ópticos, como puede ser el uso de un estroboscopio.
- Sistemas eléctricos, utilizando cualquiera de los fenómenos analizados al estudiar los transductores primarios (cambio de la capacidad, de la inducción, etc.).

Medida de velocidades:

- Sistema eléctrico directo, utilizando el fenómeno electromagnético de cambio de flujo.
- Sistema indirecto, derivando la señal de desplazamiento o integrando la de aceleración.

Medida de aceleraciones:

- Utilizando cualquiera de los fenómenos analizados al estudiar los transductores primarios (aún cuando en un rango adecuado de frecuencias del sistema vibrante, según sabemos del "análisis de vibraciones").

- Sistema indirecto, derivando las señales de desplazamiento o de velocidad.

4.5.3 Transductores a emplear:

Para la medida de la frecuencia de la vibración:

- Frecuenciómetro de lengüeta.

- Estroboscopio.

- Osciloscopio.

- Frecuenciómetros digitales.

Para la medida del desplazamiento de la vibración:

- Sismógrafo de registro.

- Estroboscopio.

- Sismómetros.

Para la medida de la velocidad de vibración:

- Vibrómetros.

- Derivadores o integradores.

Para la medida de la aceleración de la vibración:

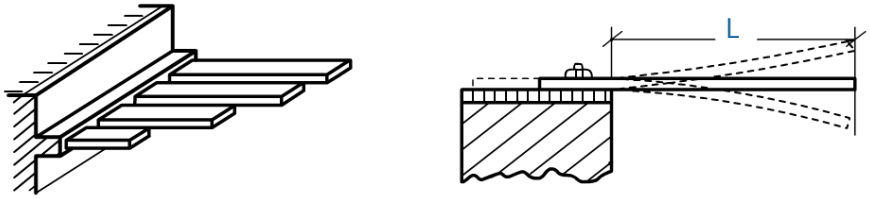
- Acelerómetros.

- Derivadores.

a. Frecuenciómetros de lengüeta para medida de la frecuencia de una vibración:

Los frecuenciómetros de lengüeta basan su funcionamiento en el aumento de amplitud de vibración que experimenta una lengüeta (viga en voladizo) cuando la frecuencia a la que vibra su punto de apoyo coincide con la propia de ella (la cual, por otro lado, es función de su longitud).

Teniendo en cuenta esto, son dos los tipos de frecuenciómetros de lengüeta los que se usan en la práctica: el de una lengüeta, de longitud variable (empleado en I.M.) y el de lengüetas múltiples (menos empleado).



En los de lengüeta de longitud variable, normalmente ya la longitud de la lengüeta se calibra en Hz. A veces se añade una pequeña masa en el extremo de la lengüeta para medir frecuencias de menor valor.

El rango de medida de estos transductores oscila entre los 5 Hz y los 10.000 Hz.

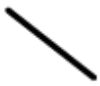
b. Estroboscopios para medida de la frecuencia de una vibración:

Para medir la frecuencia, basta con hacer centellear el estroboscopio a diferentes frecuencias, hasta que el elemento vibrante se observe "estacionario". La frecuencia correspondiente será la de vibración.

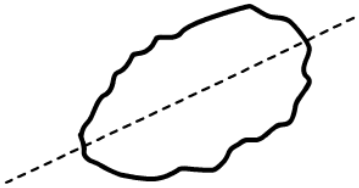
c. Osciloscopio para medida de la frecuencia de una vibración:

Basta con representar la señal procedente de un transductor que capte el desplazamiento de la vibración y medir su frecuencia.

Otra forma de hacerlo que no requiere una medida en la pantalla (que siempre induce errores) es aplicar a la otra entrada del osciloscopio una señal armónica de frecuencia conocida, de forma que entre ambas se forme una de las conocidas curvas de Lissajous.

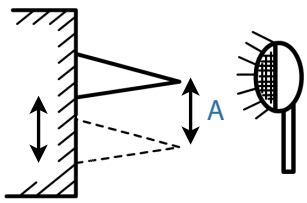
f_x / f_y =	1	1 : 2	1 : 3	2 : 3	2 : 1	3 : 1	3 : 2	
γ = 0º								
γ = 45º								
γ = 90º								
γ = 135º								
γ = 180º								

En la práctica, si la señal de entrada, aún siendo periódica, no fuera armónica, no se obtendría círculos y elipses perfectas, pero la frecuencia podría determinarse, con más o menos exactitud, dado que las figuras podrían ser "reconocidas".



d. Estroboscopio para medida de la amplitud del desplazamiento de una vibración:

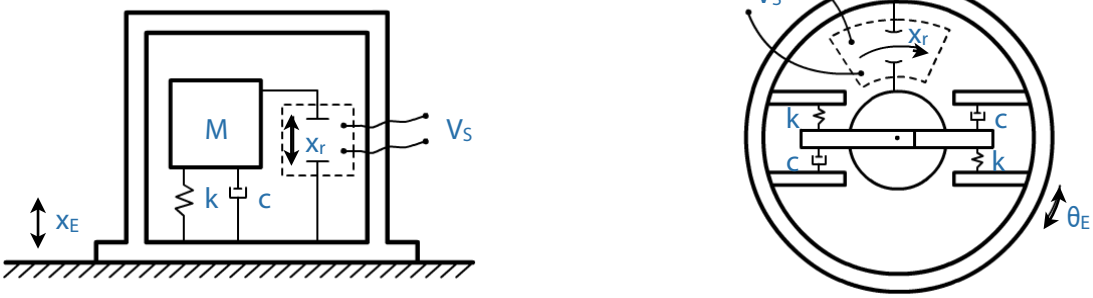
Puede conseguirse fijando un puntero (muy rígido) al cuerpo vibrante, de manera que sirva como indicador de la amplitud de vibración del mismo, al iluminarlo con el estroboscopio.



Con este método pueden medirse amplitudes del orden de pocos milímetros, con relativa exactitud.

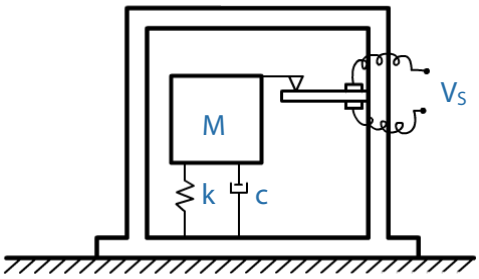
e. Sismómetros para medida de la amplitud del desplazamiento de una vibración:

En las figuras se representan los esquemas básicos de este tipo de transductores, tanto pata vibraciones lineales como para la rotación.



Como se observa, están formados por la correspondiente masa sísmica "suspendida" del cuerpo vibrante por el resorte de (K) y el amortiguador (C). (Como se trata de un desplazamiento, la masa será más grande y el resorte blando, de manera que wn sea pequeña, frente a la frecuencia del movimiento vibratorio del cuerpo) y por el correspondiente transductor capaz de medir el desplazamiento relativo entre la masa sísmica y el cuerpo vibrante. (En la figura se ha representado el transductor genérico de movimiento relativo por un cuadrado de trazos).

Evidentemente, el transductor de movimiento relativo a emplear puede ser uno cualquiera de los estudiados, tanto de tipo pasivo como activo (potenciómetros L.V.D.T., inductivos, capacitivos, piezoeléctricos, etc.)aún cuando los más empleados son los de galgas extensométricas, los capacitivos, los L.V.D.T., y los inductivos, por este orden.



En la figura puede verse el esquema completo de un transductor para medida del desplazamiento de una vibración resuelto a base de galgas extensométricas colocadas sobre una viga en voladizo, flexionada por la propia masa.

(La medida de galgas extensométricas requieren la presencia de un puente de Wheastone. Todos los aspectos relativos a la medida con ella se verá en el punto relativo a la medida de tensiones).

Todos estos transductores globalmente considerados (es decir, incluyendo la masa sísmica, resorte, amortiguador, y transductor primario de desplazamiento) forman un transductor de segundo orden con las características de respuesta en frecuencia, etc, que ya conocemos.

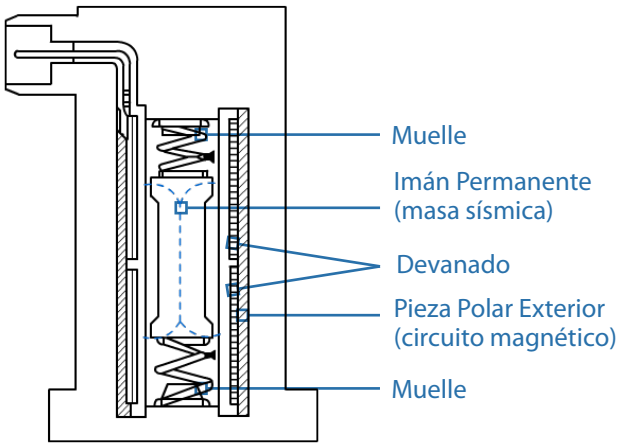
Desde el punto de vista de la I.M., estos transductores no tienen excesivo interés, y normalmente se prefiere integrar las señales procedentes de los acelerómetros o vibrómetros.

f. Vibrómetros para medida de la amplitud de la velocidad de vibración:

Un vibrómetro tiene el mismo esquema base que un sismógrafo, con la única diferencia que el transductor primario que se acciona por el desplazamiento relativo entre la masa sísmica y el cuerpo vibrante es de tipo electro-magnético (ver página 126).

En estos, la tensión de salida (autogenerada) es proporcional a la velocidad de cambio de flujo, y por consiguiente, a la velocidad con la que se desplaza el imán en el interior de la bobina.

La figura representa el esquema de un vibrómetro de este tipo, con un imán que hace a su vez de masa sísmica (de masa elevada, como corresponde a su baja frecuencia natural), los dos resortes de unión, estando el amortiguamiento basado en el rozamiento entre el imán y el cilindro de apoyo, y dos bobinas (de manera que la tensión de salida es cero cuando el imán se encuentra en posición central).



Características típicas de un vibrómetro pueden ser:

- Rango de frecuencias ..... 20 a 1.000 Hz

- Rango de amplitud ..... máximo de 5 mm pico-pico
- Rango de aceleración ..... 0.1 a 30 g pico
- Sensibilidad (sobre una carga de 10.000Ω) ..... 4.88 ± 0.2 voltios/(m/s)
- Masa total ..... 170 gramos
- Frecuencia natural amortiguada ..... 5 Hz
- Resistencia de la bobina ..... 600 Ω
- Sensibilidad transversal ..... 2% máximo

g. Acelerómetros para medida de la amplitud de la aceleración de una vibración:

Los acelerómetros, empleados para la medida de la amplitud de la aceleración en un movimiento vibratorio, tienen el mismo esquema básico que los sismómetros, incluyendo los mismos tipos de transductores primarios para la medida del desplazamiento relativo entre la masa sísmica y el cuerpo vibrante, siendo la única diferencia que ahora la frecuencia natural del sistema es muy alta, comparada con la frecuencia del movimiento que se quiere medir.

Los acelerómetros son los transductores de uso más común para el estudio de las vibraciones, tanto por su facilidad de construcción y robustez (sobre todo en los piezoeléctricos), como por su amplio rango de respuesta en frecuencia, así como por la facilidad de obtener a partir de ellos, por integración, la velocidad y el desplazamiento de la vibración.

Los acelerómetros potenciométricos utilizan un potenciómetro como transductor primario y responde a la velocidad relativa masa –carcasa.

En la figura se muestra un ejemplo en que el elemento resistivo es de plástico conductor, y sobre él actúa la escobilla rozante directamente unida a la masa vibrante.

Para evitar los efectos de las aceleraciones transversales, la masa se mueve dentro de un bloque moldeado que es parte de la carcasa del transductor (con lo cual sólo puede desplazarse en sentido horizontal, en la figura).

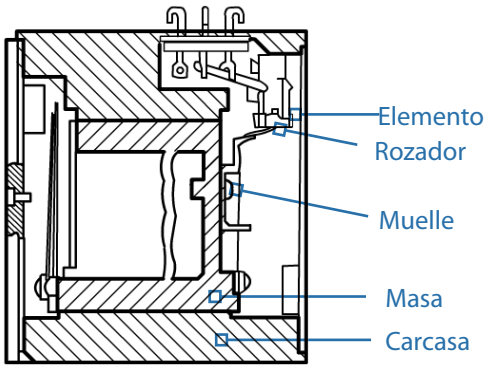
Los resortes son muelles de flexión.

El amortiguamiento es por gas. Existen unos topes mecánicos que limitan los desplazamientos de la masa cuando se aplican aceleraciones "fuera de rango".

En general, los acelerómetros potenciométricos se construyen para vibraciones de baja frecuencia y poca amplitud.

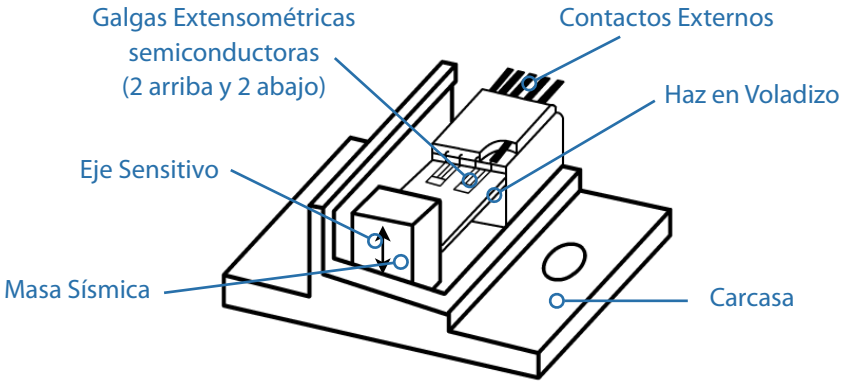
Características típicas son:

- Amplitudes ..... desde ± 1 g hasta ± 50g
- Frecuencias ..... desde 0 a 20 Hz
- Frecuencias propias ..... desde 12 a 86 Hz
- Amortiguamiento ..... $\xi = 0.5$ o 0.8 (por líquido)
- Resistencia del potenciómetro ..... de 1.000 a 10.000 Ω
- Sensibilidad transversal. ..... ± 1% (de la sensibilidad en la dirección deseada)
- Vida útil ..... 2 millones de ciclos
- Linealidad ..... ±1% SFE
- Tamaño ..... 2 x 2 x 2 pulg
- Peso 106



En general, su costo es bajo, pero la precisión y rango no son muy buenos.

Los acelerómetros de galgas estensométricas más comunes usan como transductor primario para la medida del desplazamiento relativo cuatro galgas extensométricas montadas en puente de Wheastones (con compensación térmica) sobre una viga en voladizo, en el extremo de la cual se encuentra la masa sísmica.



En la figura se muestra un ejemplo de acelerómetro de este tipo, son galgas semiconductoras (razón por las que también se les conoce como acelerómetro piezorresistivo).

Entre sus características más sobresalientes cabe destacar:

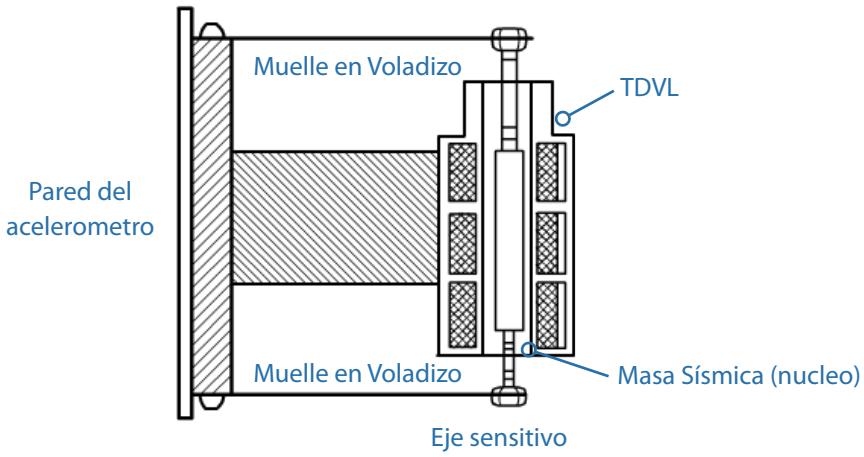
- Rango de amplitudes ..... ± 250 g
- Rango de frecuencias ..... desde 0 a 2.000 Hz
- Frecuencias natural ..... 10.000 Hz
- Sensibilidad transversal ..... de 1 a 3% de la longitud
- Linealidad ..... ± 1% SFE
- Rango de temperaturas ..... - 65 º F a 250 º F
- Tensión de salida (para 10 V c.c. entrada) ..... ± 250 mV
- Tamaño ..... Ø = 5/8"

  n = 1"
- Peso ..... 1 onza

Los acelerómetros L.V.D.T. usan como transductor primario para la medida de los desplazamientos relativos un transformador diferencial de manera que el desplazamiento

del núcleo ferromagnético, que hace de masas sísmica, provoca cambios en la tensión a la salida de las bobinas secundarias cuando a la primera se le suministra un corriente alterna.

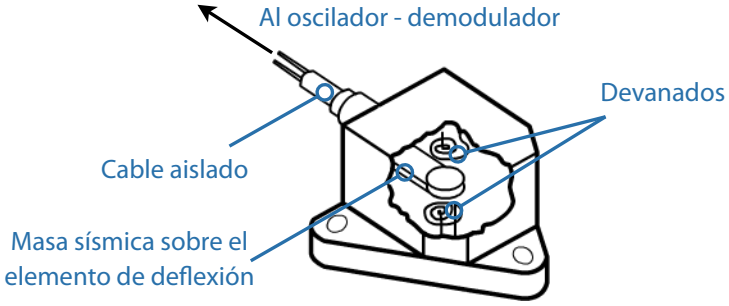
La figura muestra uno de estos acelerómetros, en los que se observa que la masa sísmica (núcleo) está unida al cuerpo vibrante por medio de dos resorte en voladizo.



Características típicas de este acelerómetro son:

- Rango de amplitudes ..... desde ±2 g hasta ±700 g
- Frecuencia natural ..... desde 35 Hz hasta 620 Hz
- Amortiguamiento ..... $\xi = 0.6/0.7$ (líquido)
- Linealidad ..... ±1% SFE
- Tensión de salida ..... 1 V, con exct. de 10 V a 200 Hz
- Tamaño ..... 2 x 2 x 2 pulg
- Peso ..... 4 onzas

Los acelerómetros de inducción usan como transductores primarios para la medida de los desplazamientos relativos un transductor inductivo, basados en la generación de una corriente de autoinducción cuando se modifica la permeabilidad magnética del medio.

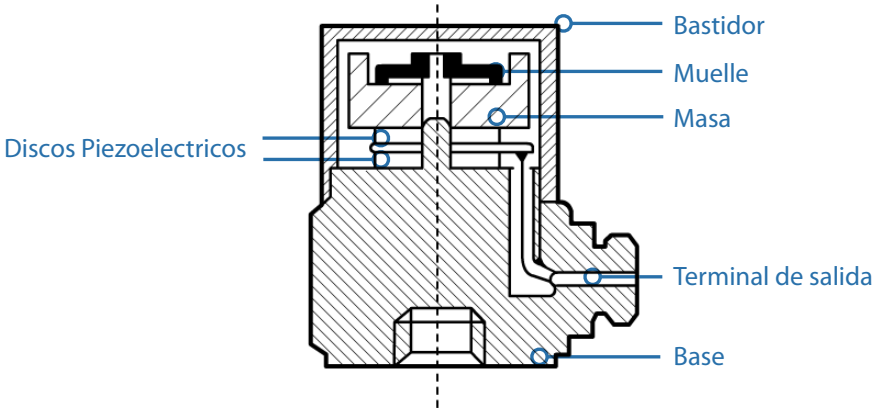


La figura muestra uno de estos tipos, compuesta por dos bobinas en intercalada entre ellas, la masa sísmica que es la que modifica la permeabilidad magnética del medio.

Características típicas de este tipo de acelerómetro son:

- Rango de amplitudes ..... desde ± 1 hasta ± 40 g
- Frecuencia natural ..... desde 16 hasta 100 Hz
- Amortiguamiento ..... $\xi = 0.6$ (corrientes parásitas)
- Rango de temperaturas ..... -65º F hasta 250ºF
- Tensión de salida ..... 25 V máximo con excit. De 260 400 Hz
- Sensibilidad transversal 0.5%
- Linealidad ..... ± 1.6% SFE
- Tamaño ..... 2 x 2 x 2 pulg

Los acelerómetros piezoeléctricos usan como transductor primario para la medida de los desplazamientos relativos un transductor piezoeléctrico, basado en las propiedades de algunos cristales piezoeléctricos de generar cargas eléctricas cuando se les somete a un esfuerzo (de compresión o cortadura).



Este tipo de acelerómetros son los actualmente más empleados para la medida de vibraciones transitorias (producidas por choques, etc.).

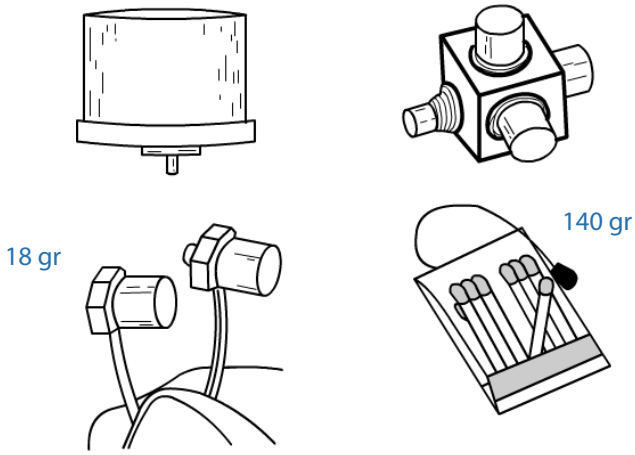
El diseño más típico es el que se muestra en la figura.

La aceleración actúa sobre la masa sísmica, la cual ejerce una fuerza sobre el cristal piezoeléctrico, que produce una carga eléctrica.

Al cristal se le da una "precarga" elevada de unas 10.000 1b/pulg, con lo cual se consigue un doble efecto: por un lado, llevar al material piezoeléctrico a la parte lineal de la curva esfuerzo-carga; de otro, poder medir la aceleración en ambas direcciones, sin que el cristal quede sometido a tracción. (Ya sabemos del estudio de transductores de este tipo que la carga desarrollada al aplicar esta fuerza inicial desaparece con el tiempo, no influyendo para nada en las salidas posteriores).

En general, estos acelerómetros no tienen más amortiguamiento que el histerético del propio material piezoeléctrico, pudiendo alcanzar la relación de amortiguamiento valores de 0.01. sin embargo, puede admitirse este valor dadas sus elevadísimas frecuencias naturales.

Existen acelerómetros piezoeléctricos para una gran variedad de usos, tales como diseños específicos para medida de choques, unidades enfriadas por agua que pueden utilizarse hasta 2.200ºF, unidades triaxiales (que combinan tres elementos perpendiculares entre sí) unidades diminutas, etc.



Características típicas de un acelerómetro pueden ser:

- Cristal piezo ..... cuarzo
- Rango de frecuencias ..... 0 Hz - - -> 15 KHz
- Rango de amplitudes ..... ± 3.500 g
- Sensibilidad ..... 5 V pc/g
- Frecuencia natural ..... 22 KHz
- Resolución ..... 0.002 g
- Sensibilidad transv. ..... 2% máximo
- Peso ..... 0.05 Kg

Los acelerómetros piezoeléctricos se caracterizan por una señal de salida de bajo nivel y una elevada impedancia de salida. Por ello precisan de los correspondientes amplificadores, siendo el más comúnmente usado el amplificador de carga (amplificador operacional con realimentación capacitiva).

En la actualidad se fabrican unidades integradas compuestas por el acelerómetro y la electrónica de amplificación y acondicionamiento.

En estos acelerómetros, el cable de conexión es un elemento crítico, debiendo ser delgado, flexible, coaxial, blindado, protegido de la humedad, ausente de ruido causado por fricción (triboeléctrico), de muy baja capacidad. Además debe ser lo más corto posible, para disminuir la capacidad.

Nota: En la colocación de todos los medidores de vibraciones que hemos analizado hay que tener en cuenta la posible modificación del movimiento del elemento vibrante debido a la masa adicional que significa el propio transductor. En este sentido, un método sería el considerar todo el transductor como una masa rígida que se suma a la masa del elemento en vobración.

Otro aspecto importante a resaltar es la necesidad de una perfecta sujeción del captador al elemento en vibración, la cual depende de la amplitud y frecuencia de la vibración. Existen métodos mecánicos (tornillo de sujeción), químicos (pegamentos) y aún magnéticos (base magnética).

Finalmente, también es importante la colocación del transductor en el punto apropiado para medir la vibración, y en la dirección apropiada (de manera que la dirección del movimiento de la masa sísmica coincida con la dirección de la vibración que quiere medirse).

4.6. MEDIDA DE TENSIONES

4.6.1. Características del parámetro a medir:

Las medidas de tensiones en puntos de elementos de máquinas y estructura ha alcanzado una enorme importancia en la I.M., tanto para el análisis como para el diseño de las mismas.

En consecuencia, los métodos experimentales para su medida también han alcanzado un gran desarrollo.

A continuación vamos a exponer un recordatorio sobre diferentes características de los parámetros relacionados con la tensión (y en consecuencia, la deformación) de elementos mecánicos, señalando que dado que los métodos experimentales que vamos a ver sólo permiten medir tensiones y deformaciones en su superficie nos limitaremos a recordar los aspectos relativos a tensiones y deformaciones "planas".

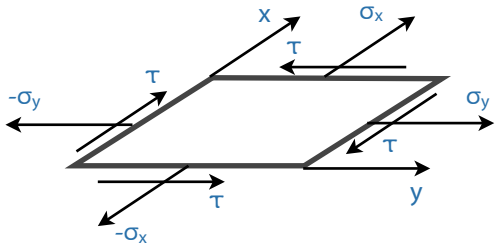
Antes de comenzar el recordatorio también quisiéramos resaltar que las tensiones normales σ y constantes τ , son magnitudes vectoriales ligadas a un punto, es decir, que su valor sólo queda definido cuando se dice " a que punto se refieren del cuerpo en cuestión" y "en que dirección" (o a que plano , o mejor, a cual elemento de área considerado en ese cuerpo).

Como sabemos, las tensiones en un punto de un cuerpo aparecen cuando a éste se le somete acciones exteriores, que pueden ser mecánicas (cargas de tracción o comprensión, cortadura, momentos flectores, momentos torsores y combinaciones entre éstos), térmicas, choques, etc.

La consecuencia de aplicación de tales acciones exteriores es la aparición sobre cualquier elemento del cuerpo que se aisle de una serie de tensiones, según planos que arbitrariamente se elijan (planos consignados).

Eligiendo tres planos consignados ortogonales entre sí, podríamos obtener un estado general de tensiones como el representado en la figura.

Si el elemento de volumen se toma en la superficie del cuerpo $\tau = 0 => \tau zx = \tau xz = \tau zy = \tau yz = 0$ con lo cual queda el estado de tensiones de la figura (referida a dos planos consignados arbitrariamente elegidos y ortogonales).



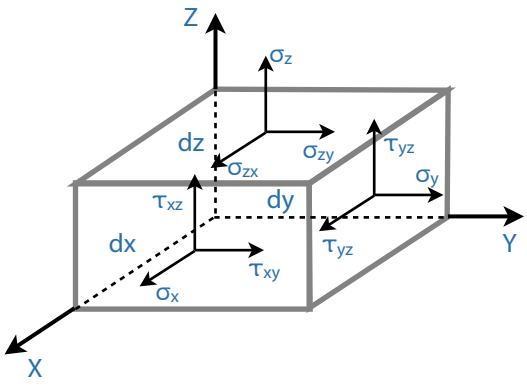
Como sabemos, unas simples manipulaciones matemáticas nos permitirán calcular las tensiones τα y τα en cualquier otro plano que forme un ángulo α con una de las direcciones anteriores (simplemente, basándose en que cualquiera que sea la forma del elemento de área considerado, debe estar en equilibrio).

$$\sigma_{xx} = \frac{\sigma_x + \sigma_y}{2} - \frac{\sigma_x - \sigma_y}{2} \cdot \cos 2\alpha - \tau \cdot \cos 2\alpha$$

$$\tau_x = \frac{\sigma_x - \sigma_y}{2} \cdot \operatorname{sen} 2\alpha - \tau \cdot \cos 2\alpha$$

Evidentemente, diferentes valores de α implicarán diferentes valores de las tensiones σα y τα.

Si derivamos [1] respecto de α podremos hallar los valores de α (que llamaremos αp) que harán máximo o mínimo el valor de σα .



$$\frac{d\sigma_\alpha}{d\alpha} = -(\sigma_x - \sigma_y) \cdot \operatorname{sen} 2\alpha + 2\tau \cdot \cos 2\alpha$$

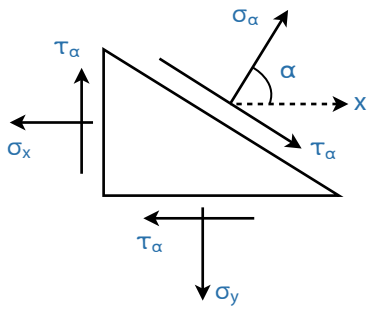
igualando a cero, calcularemos los valores de α:

$$-(\sigma_x - \sigma_y)\cdot \operatorname{sen} 2\alpha + 2\tau \cdot \cos 2\alpha = 0$$

$$\operatorname{Tag} 2\alpha = \frac{2\tau}{\sigma_x - \sigma_y} \equiv \operatorname{Tag} 2\alpha_P$$

dado que tag $2\alpha_P = \text{tag}(2\alpha_P + \pi)$ existen dos valores de $2\alpha_P$, desfasados π grados, que hace máximo uno, y mínimo el otro, el valor de σ_α.

Por otro lado, para el valor de α dado por [3], y la expresión [2] da $\tau_\alpha = 0$, lo que indica que en los planos en donde las tensiones σα son máximas, las tensiones cortantes son nulas.



Las tensiones normales máximas y mínimas, o tensiones principales vienen dadas por las expresiones:

$$\sigma_{max} = \frac{\sigma_x + \sigma_y}{2} + \sqrt{\left[\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2}\right]^2 + \tau^2}$$

$$\sigma_{max} = \frac{\sigma_x + \sigma_y}{2} - \sqrt{\left[\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2}\right]^2 + \tau^2}$$

$$\alpha_P = \frac{1}{2}\cdot \operatorname{Tag}^{-1} \frac{\tau}{\sigma_x - \sigma_y}$$

Si ahora derivamos [2] respecto de α, podremos hallar los valores de α, que ahora llamaremos α_C, que hacen máximo o mínimo el valor de τ_α.

$$\frac{d\tau_\alpha}{d\alpha} = (\sigma_x - \sigma_y)\cdot \cos 2\alpha + 2\tau \cdot \operatorname{sen} 2\alpha$$

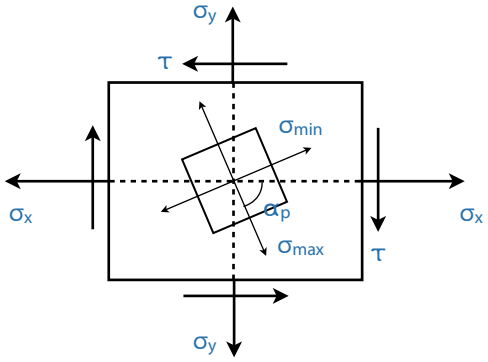
Igualando a cero, calcularemos α_C:

$$(\sigma_x - \sigma_y)\cdot \cos 2\alpha + 2\tau \cdot \operatorname{sen} 2\alpha = 0$$

$$\text{Tag } 2\alpha_C = \frac{\sigma_x - \sigma_y}{2\tau}$$

La comparación de las expresiones [6] y [3], conduce a que:

$$\sigma_C = \frac{\pi}{4} - \alpha_P$$

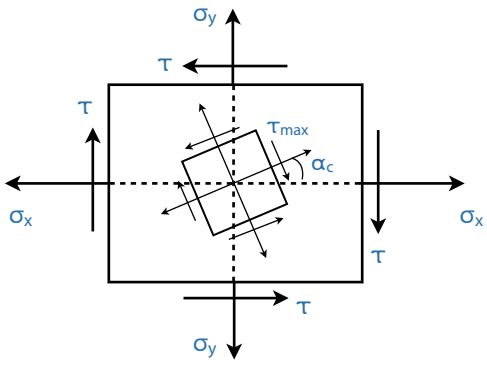


La tensión cortante máxima vale:

$$\tau_{max} = + \sqrt{\left[\frac{\sigma_x - \sigma_y}{2}\right]^2 + \tau^2}$$

(Como se encuentra desfasada 45º respecto de las tensiones principales).

Evidentemente, en los planos en que la tensión cortante es máxima, las tensiones normales tienen un valor diferente de cero, que se podrían calcular a partir de la expresión [1].



Conocidos los valores de las tensiones principales σmax y σmin, el valor de las tensiones normales y cortantes en cualquier otro palno que forme un ángulo α' con σmax vendrá dadas por:

$$\sigma_\alpha = \frac{\sigma_{max} + \sigma_{min}}{2} + \frac{\sigma_{max} - \sigma_{min}}{2} \cdot \cos 2\alpha$$

$$\tau_\alpha = \frac{\sigma_{max} - \sigma_{min}}{2} \cdot \text{sen } 2\alpha$$

Una de las consecuencias de la existencia de tensiones en el seno de un cuerpo (o en su superficie, en el caso de tensión plana que venimos estudiando) es la aparición de deformaciones sobre el mismo.

En las figuras se muestran los dos casos típicos de deformación producida por las tensiones normales y por las cortantes:

Tensiones normales:

$$\varepsilon_x = \frac{\sigma_x}{E} - \mu \cdot \frac{\sigma_y}{E}$$

$$\varepsilon_x = \frac{\sigma_y}{E} - \mu \cdot \frac{\sigma_x}{E}$$

siendo:

$\varepsilon_x = \delta x / dx$

$\varepsilon_y = \delta y / dy$

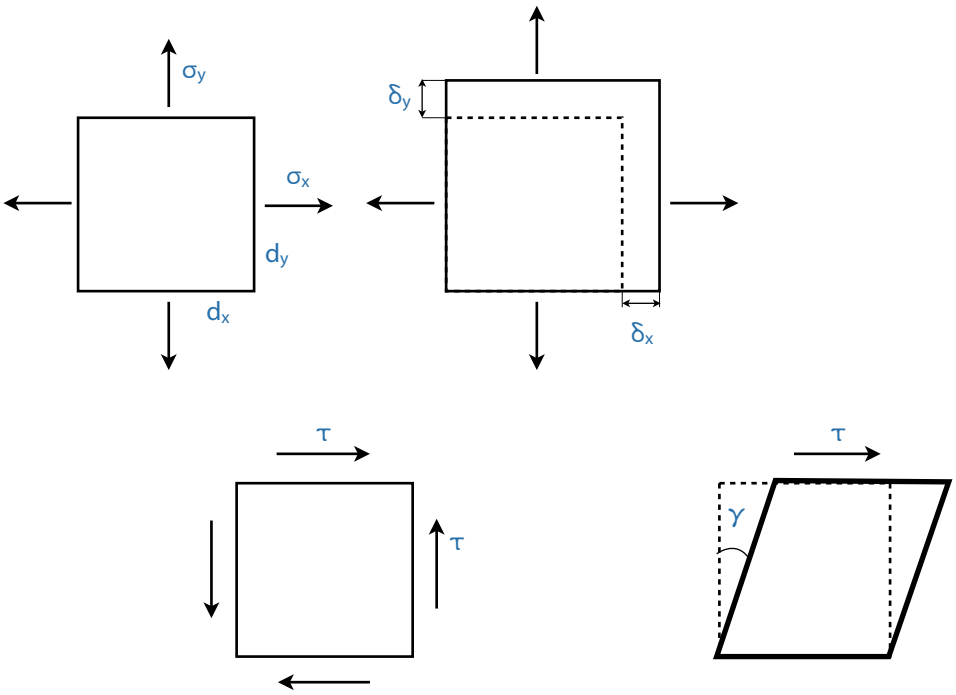
μ = módulo de Poisson

E = módulo de elasticidad

$$\sigma_x = \frac{E}{1 - \mu^2} \cdot (\varepsilon_x + \mu \cdot \varepsilon_y)$$

$$\sigma_y = \frac{E}{1 - \mu^2} \cdot (\varepsilon_y + \mu \cdot \varepsilon_x)$$

tensiones tangenciales:



$$\gamma = \tau / G$$

$$G = \frac{E}{2 \cdot (1 + \mu)} = \text{modulo de elasticidad transversal}$$

Al igual que se vio para las tensiones, también se pueden relacionar las deformaciones según ciertas direcciones prefijadas (por ejemplo, ϵx , ϵy y δ), con las ocurridas en un plano que forme un ángulo β con ϵx , por ejemplo:

$$\varepsilon_\alpha = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} + \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2} \cdot \cos 2\beta + (\gamma/2) \cdot \operatorname{sen} 2\beta$$

$$\frac{T_\alpha}{2} = \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2} \cdot \operatorname{sen} 2\beta + (\gamma/2) \cdot \cos 2\beta$$

También, como en las tensiones, habrán unos planos que forma un ángulo β_P con ε_X (y otro $\beta_P + \pi$), dado por:

$$\text{Tag } \beta_P = \frac{\gamma/2}{(\varepsilon_x - \varepsilon_y)/2} = \frac{\gamma}{\varepsilon_x - \varepsilon_y}$$

que producirán las máximas deformaciones:

$$\varepsilon_{max} = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} + \sqrt{\left[\frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2}\right]^2 + \left[\frac{\gamma}{2}\right]^2}$$

$$\varepsilon_{min} = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} - \sqrt{\left[\frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2}\right]^2 + \left[\frac{\gamma}{2}\right]^2}$$

4.6.2. Métodos teóricos de medida:

Para la medida de tensiones se emplean tres métodos fundamentalmente:

- La fotoelasticidad.
- Las lacas quebradizas.
- La extensometría.

Nosotros prescindiremos del estudio de los dos primeros, y nos concentraremos en el análisis de las tensiones usando la técnica extensométrica.

A su vez, la extensometría puede dividirse en dos grandes grupos:

- No eléctrica (fotoelástica, óptica, acústica, etc.)
- Eléctricas (resistiva, capacitiva, etc.)

De todas ellas sólo vamos a considerar, con coherencia con todo lo expuesto hasta ahora la extensometría eléctrica, la cual se basa en la propiedad de modificación de una resistencia eléctrica cuando varía la longitud de la misma, o en la variación de la capacidad de dos conductores enfrentados cuando varía su distancia.

4.6.3. Transductores primarios a emplear:

- Galgas extensométricas resistivas.
- Galgas extensométricas capacitivas.

Nosotros sólo vamos a estudiar la medida de las tensiones con las primeras, es decir, usando galgas extensométricas resistivas.

a. Galgas extensométricas resitivas para medida de tensiones:

Ver página 82 a 96

Introducción:

Tal como vimos al estudiar las galgas extensométricas, existen en estas una relación lineal entre su variación de longitud y la variación de su resistencia.

$$\Delta R = [K \cdot (R/L)] \cdot \Delta L$$

Siendo:

R = resistencia de la galga no deformada.

L = longitud de la galga.

K = factor de la galga.

ΔR = variación de la resistencia.

ΔL = variación de la longitud.

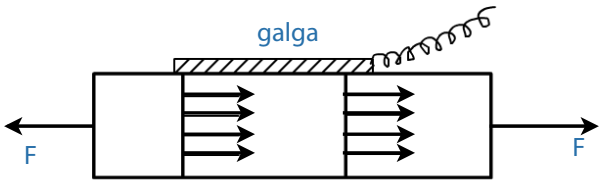
En consecuencia, si se "pega fuertemente" una galga a un cuerpo, y se le somete a unas acciones exteriores, aparecerán unas deformaciones sobre el mismo, que serán transmitidas a la galga, la cual experimentará un cambio en el valor de su resistencia eléctrica.

Por tanto, midiendo este cambio de resistencia puede determinarse la deformación que la produjo, y conocidas las deformaciones en una o varias direcciones, en una "estrecha zona" del material, puede conocerse el estado de tensiones en "esa zona" por las expresiones anteriormente expuestas.

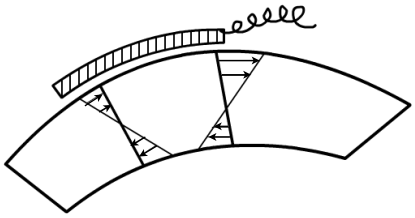
Es evidente que el conocimiento del estado de tensiones en "un punto", entendido este como carente de dimensiones, es imposible de obtenerlo como una galga, ya que esta tendrá siempre longitud finita. Así mismo, también es evidente que para medir tensiones en "un punto", la galga debe ser lo más pequeña posible.

Pero también depende el valor de la magnitud medida del gradiente de tensiones en la zona. Así por ejemplo.

Si la tensión que se mide en un material (mejor, la deformación) procede de una carga de tracción pura, como se ve en la figura, el gradiente de tensiones de un punto a otro es nulo, y el tamaño de la galga no será importante.



Por el contrario, si el estado de tensiones se origina por un momento flector, el gradiente de tensiones puede ser elevado, y en ese caso el tamaño de la galga es esencial.



Normalmente, lo que se pretende con una galga es medir el estado de tensiones en el "punto" del material que coincide con su "punto medio".

Entonces, si la deformación es constante (gradiente nulo, o lo que es igual, si $\epsilon = h$), el error cometido es cero (h es una constante).

Si la deformación fuera lineal (o sea, si $\varepsilon = h_1 \cdot x + h_2$), tampoco se cometería el error en la medida.

Cualquier otro tipo de deformación (del tipo $\varepsilon = h_1 \cdot x_2 + h_2 \cdot x + h_3$) daría un error no nulo, puesto que el valor medio de la deformación a lo largo de la galga no coincide con el valor de la deformación en el punto medio.

Dado que las expresiones que permiten calcular las tensiones en un punto vienen relacionadas con las deformaciones unitarias ϵ, la expresión fundamental de la galga extensométrica resistiva puede ponerse:

$$\Delta R/R = K \cdot (\Delta L/L) = K \cdot \varepsilon$$

La deformación unitaria ϵ es un número adimensional, pero dad su pequeñez práctica, se suele medir en millonésimas partes, a lo que se denomina microdeformación (microstrain) y se representa por με:

$$1\ \mu\varepsilon = 10^{-6} \cdot m/m$$

(Así, si una deformación relativa vale 0.002, se dice que tiene 2.000 με).

Selección de galgas:

Dados los multiples parametros que influyen en la medida de tensiones con galgas extensométricas (temperaturas, presiones, gradiente de tensiones, ciclos de carga, etc.), se ha fabricado galgas de materiales y formas muy diversas, por lo que la elección de la más adecuada se convierte en un factor determinante del cálculo de tensiones.

En general, los factores más importantes a considerar para la elección de una galga son:

1. La sensibilidad deseada, que nos llevará a definir el tipo de material.
2. El estado de tensiones en el material, que nos llevará determinar su forma constructiva (lineal, roseta, etc.).
3. Las condiciones de servicio, que pueden exigir galgas especiales (compensadas térmicamente, etc.), así como determinados soportes y adhesivos.
4. El material a medir las tensiones, que puede determinar el tipo de adhesivo, soporte de la galga, etc.

En lo que a temperaturas de trabajo se refiere, las galgas con soporte de papel só´lo pueden utilizarse hasta los 55ºC cuando el soporte es de tipo epoxi pueden usarse desde -200ºC hasta 95ºC. Sobre soportes de resinas fenólicas y fibra de vidrio, pueden usarse entre -250ºC y 220ºC. Para temperaturas superiores han de utilizarse soportes especiales.

En cuanto al propio material de la galga, los fabricantes ya indican los rangos de temperaturas para cada una.

En lo que al conocimiento des estado de tensiones se refiere, si el campo es uniaxial emplearemos galgas uniaxiales.

Si el campo de tensiones es biaxial, y no se conocen las direcciones principales, habrán de emplearse rosetas de 3 o 4 elementos. En cambio, si las direcciones principales son conocidas pueden emplearse rosetas de dos elementos: galgas biaxiales).

Igualmente, si el gradiente de tensiones es elevado habrá que emplear galgas pequeñas longitud. Caso contrario, pueden emplearse galgas mayores (Con la ventaja de manejabilidad que estas significan).

En cuanto a la variabilidad de las tensiones, si éstas son constantes (cargas estáticas) se prefieren galgas construidas de material Constantan, debido a su buena estabilidad. Si la variación de tensiones es de elevada frecuencia, pero de pequeña amplitud, se precisan galgas de sensibilidad. En este caso se eligirán de material "isoelastic".

Por otra parte, si el número de ciclos de carga es elevado, las galgas de lámina se comportan mejor que las de hilo.

Si el periodo de trabajo de la galga va a ser grande, preferible que la longitud de la galga sea lo mayor posible para que la negativa influencia de la relajación adhesivo con el tiempo sea menor.

Colocación de las galgas:

La fijación (por pegado) de la galga al cuerpo en el que se desea conocer la tensión es fundamental, como puede suponerse.

Por otro lado, también debe existir un perfecto aislamiento eléctrico entre la galga y el cuerpo al que se adhiere.

Como consecuencia de ello, la operación de fijación de la galga es quizá el aspecto más delicado de la medida de tensiones con galgas extensométricas, por lo que ha de efectuarse con el máximo cuidado, jugando la práctica un papel decisivo en esta operación.

Existen muchos manuales de extensometría, folletos, etc., que indican con mucha minuciosidad la forma correcta para el pegado de galgas.

A titulo de resumen orientativo, podemos señalar:

1. Preparación de la superficie del cuerpo a base de tratamiento mecánico y químicos. El primero consiste en debastar la superficie con un papel esmeril, y afinar luego con lija del 000, al menos. El segundo consistirá en eliminar todo vestigio de grasa, aceite, etc., con los correspondientes disolventes. Con posterioridad a la aplicación del disolvente se

puede proceder a un tratamiento de neutralización de la superficie (para que su pH sea el adecuado para recibir el soporte de la galga).

La limpieza y secado consecutivos a todas las operaciones anteriores ha de hacerse con gasa o kleenex, pero nunca con algodón (que dejaría filamento pegados).

2. Trazado, (si fuera necesario) sobre la superficie de los ejes de referencia, para la correcta alineación de las galgas. Estos nunca deben realizarse con rayado del material en la zona que queda debajo de la galga, pues llevaría a una incorrecta fijación de ésta.

3. Pegado de la galga, para la cual se evitará cualquier manipulación de la misma con las manos (para evitar que la grasa corporal quede adherida a la misma).

   Esta operación requiere una limpieza previa del soporte de la galga (si fuera necesario), para luego depositar una fina capa de pegamento sobre el material y también sobre la galga, procurando que no sea excesivo.

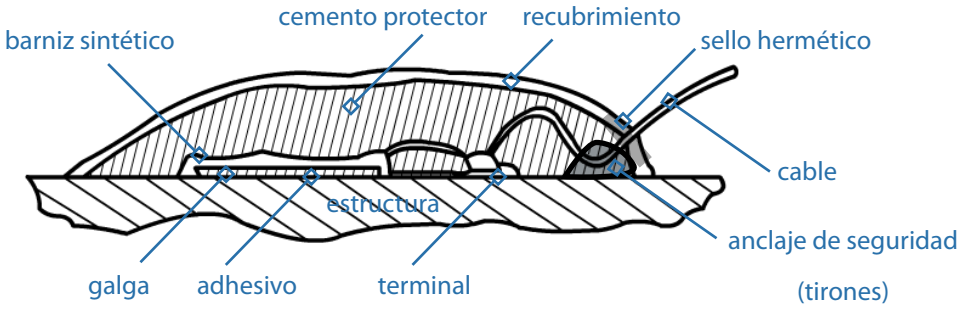
   A continuación se presiona (con un papel de teflón interpuesto) ligeramente con los dedos sobre la galga procurando que no queden burbujas de aire entre esta y el cuerpo.

   Normalmente el pegado se consigue en pocos segundos, dependiendo del adhesivo empleado.

4. Soldadura de los terminales a los cables del sistema de medida, procurando que el calor de la soldadura no afecta a la galga.

5. Comprobaciones finales, tanto de la resistencia de aislamiento (con una tensión no mayor de 50V, debe ser superior a 100 MΩ), como de la resistencia de la propia galga (por si se ha apartado del valor de catálogo).

6. En muchos casos se recubren la galga y terminales con silicona, cuidando que no queden fisuras ni poros, para proteger el conjunto de agentes exteriores agresivos (agua, humedad, polvo, etc.)



Circuito de galgas extensométricas:

Tal como se ha dicho repetidas veces la galga extensométricas resistiva responde a una deformación ε con un cambio en su resistencia ΔR, de tal forma que:

$$\Delta R / R = K \cdot \varepsilon$$

En consecuencia para poder medir la deformación unitaria ε habrá que medir el término ΔR/R.

En la práctica, la medida de este término se realiza con dos tipos de circuito eléctricos diferentes: con un circuito potenciométricos, y con un puente Wheastone.

Ambos transforman el valor de ΔR/R en una señal de voltaje ΔV_E , que puede ser medida o registrada.

El circuito potenciométrico, que responde al esquema de la figura, y es poco utilizado en la práctica (no sirve para medir valores estáticos), por lo que no abordaremos su estudio.

(R_1, R_2 o ambas serán galgas extensométricas, cuyas variaciones ΔR_1, ΔR_2 implicarán una variación en la tensión de salida ΔV_S).

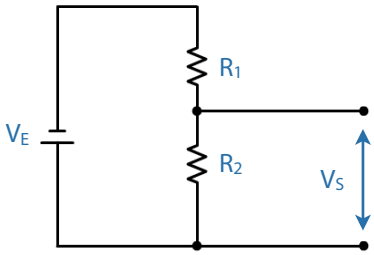
Un uso mucho más generalizado tienen el puente de Wheastone, ya que permite medidas tanto estáticas como dinámicas.

La medida de tensiones con el puente de Wheastone puede realizarse de dos formas: midiendo directamente la tensión de salida, provocada por los cambios de todas o algunas de sus resistencias (método directo), o equilibrando el puente de manera que la tensión de salida sea ajustada a un valor determinado, usualmente cero, midiendo luego el valor de la resistencia de equilibrado (método indirecto).

El primero es el más usado, y el que vamos a exponer a continuación.

El puente de Wheastone para medida directa se representa esquemáticamente en la figura, señalando que todas o algunas resistencias pueden ser galgas extensométricas, siendo las demás resistencias de valor fijo.

Así si las 4 resistencias pueden variar, es decir si las cuatro galgas extensométricas, se dice que el puente es completo. Si se tienen dos resistencias fijas y dos variables se habla de medio puente; y si sólo una de las resistencias es variable (una sola galga) se dice que es 1/4 de puente.



Suponiendo que las 4 resistencias tienen diferente valor, tendremos:

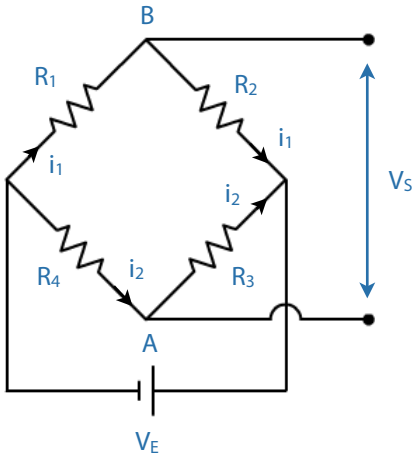
$$V_E = i_1 \cdot (R_1 + R_2) = i_2 \cdot (R_3 + R_4)$$

$$V_S = V_B - V_A = i_1 \cdot R_1 - i_2 \cdot R_4$$

De donde:

$$V_S = V_E \cdot [\, R_1 / (R_1 + R_2) - R_4 / (R_3 + R_4)\,] \qquad [\,1\,]$$

Para pequeñas variaciones de las resistencias ΔR_1 , ΔR_2 , ΔR_3 , ΔR_4 podemos derivar [1], y obtendremos:



$$V_S = V_E \cdot \left[\frac{\Delta R_1 \cdot (R_1 + R_2) - R_1 \cdot (\Delta R_1 + \Delta R_2)}{(R_1 + R_2)^2} - \frac{\Delta R_4 \cdot (R_3 + R_4) - R_4 \cdot (\Delta R_3 + \Delta R_4)}{(R_3 + R_4)^2} \right]$$

$$V_S = V_E \cdot \left[\frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right] - \frac{R_3 \cdot R_4}{(R_3 + R_4)^2} \cdot \left[\frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right] \right]$$

Si inicialmente el circuito hubiera estado equilibrado, es decir, si:

$$R_1 / R_2 = R_4 / R_3$$

La ecuación [2] seria:

$$\Delta V_S = V_E \cdot \left[\frac{R_1 + R_2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right] \right]$$

expresión conocida como "segundo principio de la extensometría", o "ley de los signos", y que indica que las resistencias en ramas adyacentes influyen en sentido opuesto, mientras que las resistencias en ramas opuestas influyen en el mismo sentido.

Si inicialmente las resistencias adyacentes se hubieran tomado iguales dos a dos, es decir si:

$$R_1 = R_2 \text{ y } R_3 = R_4$$

La expresión [3] podría escribirse:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right]$$

La figura representa un circuito 1/4 de puente, con las resistencias R_2 , R_3 y R_4 fijas, y la galga de resistencia R_1 , que sufre una variación ΔR_1.

Si inicialmente el puente estaba equilibrado, y dado que $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$ la expresión [4], queda:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

Si el montaje se hace 1/2 de puente, como se ve en la figura, entonces [4] nos da:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} \pm \frac{\Delta R_{3,4,2}}{R_{3,4,2}} \right]$$

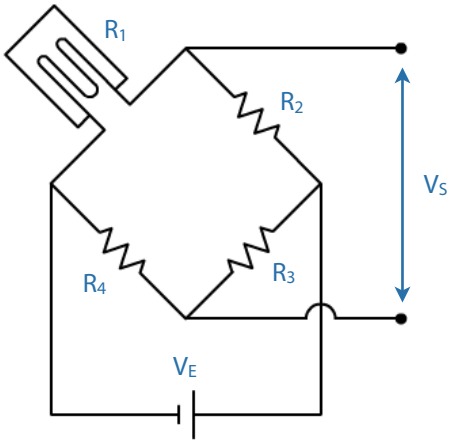
dependiendo el signo con el que las galgas estén colocadas en ramas adyacentes (caso de la figura, con signo menos) u opuestas.

Si las galgas estuvieran en ramas opuestas, y las 4 resistencias fueran idénticas, tendríamos:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} \pm \frac{\Delta R_2}{R_2} \right]$$

La expresión [4] corresponde evidentemente, a un montaje en "puente completo".

Equilibrado inicial del puente de Wheastone

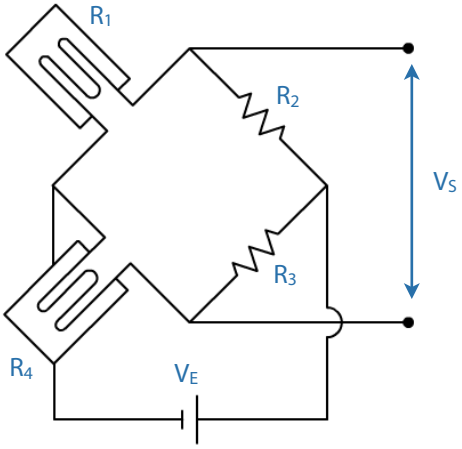


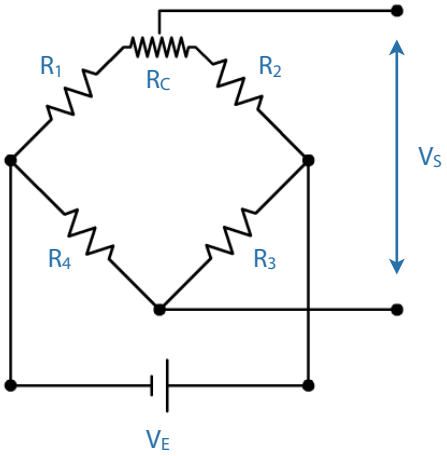
Tal como se ha visto, el método directo de medida con el puente de Wheastone exige un equilibrado total de partida, es decir, exige que antes de que varíe la resistencia de alguna de las galgas de l puente, sea $R_1 / R_2 = R_4 / R_3$.

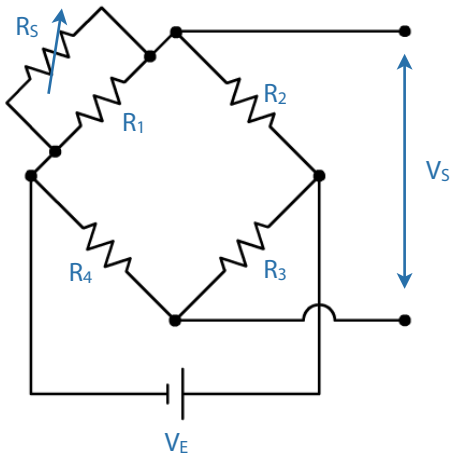
(En la práctica, aún cuando se empleen galgas y resistencias fijas de igual valor óhmico, la fijación a las piezas, los cables de conexión, posibles cargas en los elementos a medir tensiones, etc., pueden llevar a un desequilibrio inicial del puente).

Para corregir el desequilibrio inicial, y hacer que $V_S = 0$, se puede recurrir a dos procedimientos: el equilibrado utilizando un potenciómetro y el equilibrado utilizando resistencias en paralelo (Shunt).

Las figuras representan los dos sistemas de equilibrado que hemos mencionado.

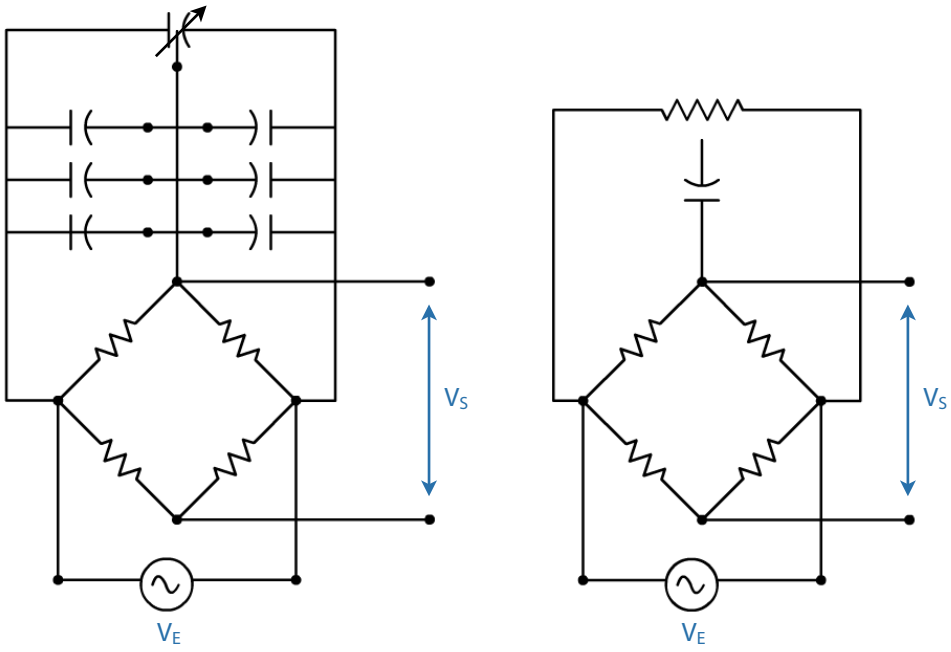






Cuando el puente de Wheastone se alimente con una tensión senoidal, no basta con el equilibrado resistivo, necesitándose además otro capacitivo.

Las figuras muestran los dos sistemas de equilibrado capacitivo: el primero, eligiendo el condensador adecuado de una batería de condensadores disponibles, en dos ramas del puente (con un ajuste fino posterior con un condensador de capacidad variable) y el segundo por medio de un condensador y un potenciómetro.



Alimentación del puente de Wheastone

Dado que la galga extensométrica es un transductor eminentemente pasivo, precisa ser alimentado por una fuente exterior.

Tal alimentación puede hacerse por corriente continua o por corriente alterna.

La primera se emplea preferentemente para la medida de tensiones variables, mientras que la segunda emplea una corriente de alta frecuencia, que será modulada en amplitud (portadora), y se emplea para la medida de tensiones constantes, o de variación lenta.

La principal ventaja de la alimentación con c.a. es la facilidad de amplificación posterior de las débiles señales producidas en el puente, pero el inconveniente reside en el desfase producido en la señal de salida debido a los efectos capacitivos del circuito.

En cuanto a la amplitud de la señal de excitación, dado que la señal de salida será proporcional a la de entrada, parece a primera vista que ésta debe ser lo más elevada posible. Sin embargo, la corriente eléctrica que circula por las galgas está limitada por sus

efectos térmicos, por lo cual la amplitud de la señal de alimentación también se encuentra normalmente limitada (los fabricantes ya indican cuales son los valores más recomendables).

Compensación de temperaturas:

Cuando el cuerpo sobre el cual se va a medir la tensión está sometido a cambios de temperatura, la resistencia de las galgas extensométricas a él adosadas se altera, produciéndose una variación en la tensión de salida, que evidentemente no supone un cambio en la tensión del elemento, y que es preciso eliminar para no falsear los auténticos valores de los cambios de tensión.

Tres son lo métodos para eliminar o compensar, los efectos de la medición con galgas, debidos a los cambios de temperatura:

- Uso de galgas autocompensadas.
- Empleo de galgas compensadoras (Dummy).
- "Arreglo" adecuado del puente de Wheastone.

El primer método tienen el inconveniente de que estas galgas son costosas y además la compensación de temperaturas no es uniforme en todo el rango de las mismas. Por ello sólo se emplea en los casos en que la aplicación de los otros métodos no es viable.

El empleo de galgas compensadoras (galgas dummy) requiere el uso de dos galgas aún en la configuración de 1/4 de puente, una de las cuales es la galga activa y la otra la compensadora, estando ésta colocada en una rama adyacente del puente, como se ve en la figura.

Evidentemente, ambas galgas han de ser idénticas.

Mientras que la galga activa se monta en el punto del cuerpo sobre el cual se quiere medir la tensión, la dummy se monta bien sobre el mismo cuerpo, en una zona libre de tensiones pero que sufra los mismos cambios de temperatura, o bien en otro cuerpo separado, del mismo material, pero también sometido a los mismos cambios de temperatura.

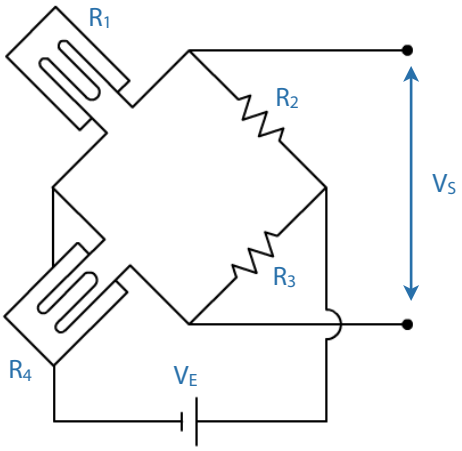
Al estar estas dos galgas en ramas contiguas, y según la expresión [6], como $\Delta R_g = \Delta R_{gd}$, significa que $\Delta V_S = 0$.

Sin embargo, las variaciones de R_g causadas por la modificación de la tensión no sufren tal compensación, captándose íntegramente.

El tercero de los métodos mencionados no es más que una extensión de éste cuando se usan configuraciones de 1/2 de puente o puente completo.

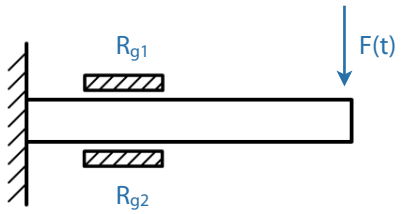
Un ejemplo aclarará mejor lo que queremos decir:

La figura muestra una viga en voladizo, en la que se quiere determinar la tensión en un plano transversal.



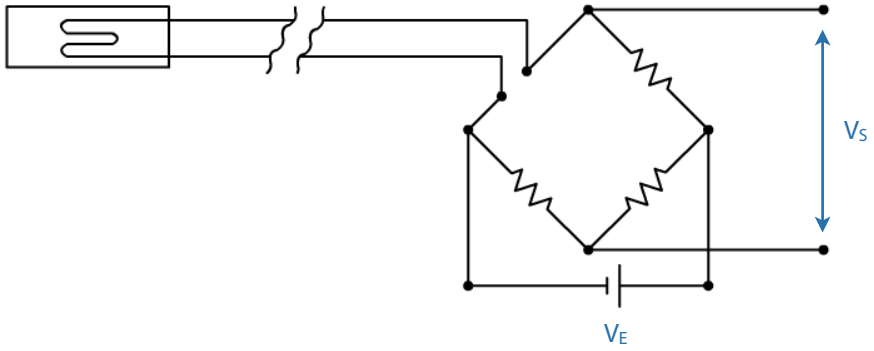
Para ello se colocan dos galgas, y se forma un circuito en configuración 1/2 de puente, con las dos galgas en ramas contiguas.

De esta forma, al variar la temperatura, los cambios de resistencia son idénticos, y sus efectos se compensan según la ecuación [6]. Sin embargo, los cambios de tensión debidos a F(t) son de diferente signo en ambas galgas (de tracción en la parte superior y de compresión en la inferior), por lo que la expresión [6] dará:

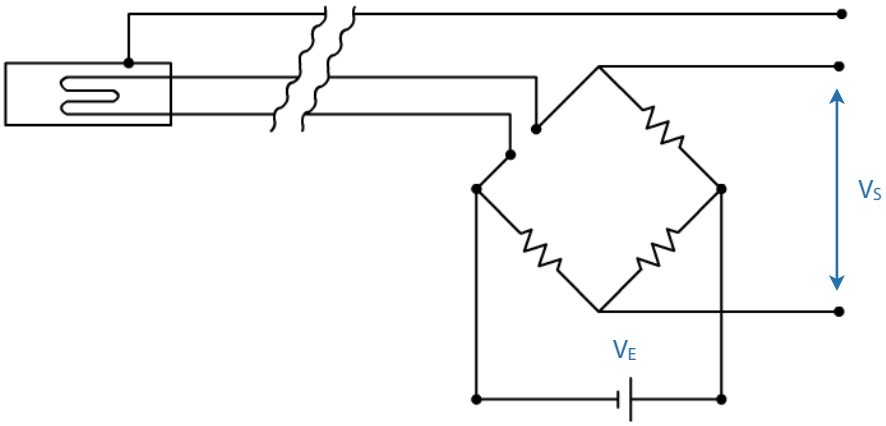


$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \frac{2\Delta R_g}{R_g} = \frac{V_E}{2} \cdot \frac{\Delta R_g}{R_g}$$

Finalmente, otro aspecto a considerar dentro de los efecto debidos a los cambios de temperatura se refiere a la modificación por esta causa de la resistencia de los cables conexión de las galgas, lo cual también modifica la resistencia de la rama del puente que los contiene.



Para compensar este efecto se recurre al "montaje a tres hilos", como se ve en la figura, con el cual se consigue mantener la simetría del circuito respecto a dos ramas adyacentes, y por consiguiente, la compensación de temperaturas sobre las líneas.



Sensibilidad de la medida

Como ya se conoce, la sensibilidad de la medida será el cociente entre la señal de salida (ΔV_S) y la de entrada (ε).

En el caso de un puente completo, de 4 galgas idénticas.

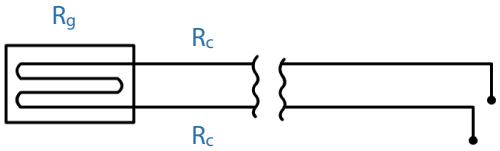
$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R} = \frac{V_E \cdot K \cdot \varepsilon}{4}$$

de donde:

$$\frac{\Delta V_S}{\varepsilon} = \frac{K \cdot V_E}{4}$$

expresión que indica que la sensibilidad puede aumentarse incrementando K (eligiendo galgas de mayor factor) o elevando la amplitud de la señal de entrada (que veíamos viene limitada por calentamiento. En este caso la configuración del puente adquiere cierta importancia, puesto que las intensidades que circulan dependerán de los valores de las resistencias elegidas, a parte de las de las galgas que contengan).

En este contexto hay que resaltar los efectos negativos de los hilos de conexionado de las galgas, los cuales añaden unas resistencias en serie a las mismas que se traducen en una disminución de la sensibilidad del puente.



La medida efectuada con el puente será $\Delta R/(R_g + 2R_c)$, mientras que la medida deseada es $\Delta R/R_g$. En consecuencia, si las líneas son superiores a 10 m se debería efectuar la oportuna correción que consistirá en multiplicar el valor por $(R_g + 2R_c) / R_g$.

Calibración de las medidas del puente

La medida de tensiones con galgas extensométricas exige la determinación exacta de la correspondencia entre los valores físicos del parámetro a medir y las indicaciones del instrumento (en este caso, la correspondencia entre la tensión de salida del puente y las deformaciones que las provocaron), operación que se conoce como calibración del puente.

La calibración puede realizarse en forma directa, en forma teórica y simulada.

La calibración directa exige el conocimiento previo de la tensión en un punto del material (por cualquier procedimiento que no sea la señal procedente del puente de Wheastone) y la medida de la consecuente señal de salida del puente. Este procedimiento es el más exacto, pero no siempre es posible su aplicación.

La calibración teórica precisa el conocimiento exacto de la sensibilidad de todos los elementos que componen la cadena de medida de tensiones siendo consecutivamente el procedimiento que ofrece menos seguridad y exactitud.

La calibración simulada constituye una solución intermedia, y constituye el procedimiento empleado, cuando la calibración directa no es posible.

Consiste en producir en una rama del puente, por medio de una resistencia en paralelo con la galga (Shunt), un desequilibrio igual al que se produciría al someter a determinadas solicitaciones el cuerpo en estudio.

En la figura se muestra la resistencia Shunt, cuya conexión al puente es equivalente a una tensión de compresión sobre la galga de esa rama.

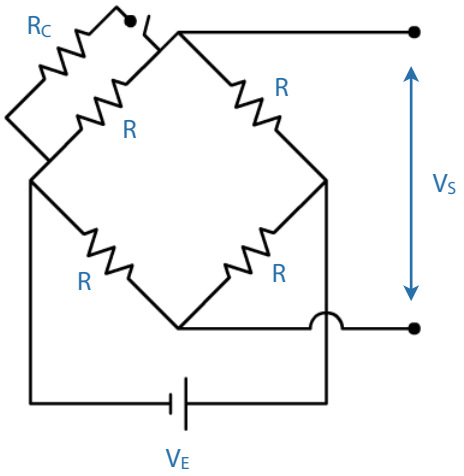
La resistencia del conjunto de R_C y R en esa rama, vale

$$\frac{R \cdot R_C}{R + R_C}$$

con lo cual, el término $\Delta R/R$ valdrá, en este caso (al conectar R_C)

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R \cdot R_C \,/\, (R + R_C) - R}{R} = \frac{-R}{R + R_C}$$

La deformación relativa equivalente será:



$$\varepsilon = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{K} = -\frac{1}{K} \cdot \frac{R}{R + R_C}$$

de donde se obtiene también:

$$R_C = -\frac{R \cdot (1 + K \cdot \varepsilon)}{K \cdot \varepsilon} \approx -\frac{R}{K \cdot \varepsilon}$$

Si se tienen n ramas activas, la resistencia de calibración será:

$$R_C = -\frac{R \cdot (1 + K \cdot \varepsilon)}{n \cdot K \cdot \varepsilon}$$

Ejemplo: *¿Cuál ha de ser el valor de R_C para que su efecto sea equivalente a una deformación de 500με, en un circuito 1/4 de puente, sobre una galga de 120 Ω, K = 2, excitado a tensión constante V_E = 2V ?*

$$R_C = - \frac{120 \cdot (1 + 500 \cdot 10^{-6} \cdot 2)}{500 \cdot 10^{-6} \cdot 2} \approx \frac{120 \cdot (1 + 500 \cdot 10^{-6} \cdot 2)}{500 \cdot 10^{-6} \cdot 2} = -120.000\,\Omega$$

Muchas veces, entre el instrumento de medida de tensión de salida y el puente de Wheastone se interpone un amplificador de señal.

En este caso, aparte de calcular la resistencia de calibración para una deformación equivalente dada, también puede lograrse que la lectura del aparato de medida tenga un valor prefijado, calculando la correspondiente ganancia del amplificador.

Ejemplo: *Supongamos un circuito 1/4 de puente para medir la tracción simple de una barra de 500 mm^2 de sección.*

Se desea efectuar una calibración simulada, de forma que 10 KN produzcan una indicación de 100 mV en el instrumento de lectura (1 dN/mV).

La galga colocada tiene una resistencia de 240 Ω y K = 2.
La tensión de alimentación es de 2 V. La deformación producida al aplicar los 10 KN será:

$$\varepsilon = \sigma/E = (F/S)/E = 10 \cdot 10^2 \cdot 10^6 / 500 \cdot 2{,}1 \cdot 10^4 = 476\ \mu\varepsilon$$

La resistencia de calibración necesaria será:

$$R_C = 240/476 \cdot 10^6 \cdot 2 = 252.100\ \Omega$$

La tensión de salida será:

$$V_s = V_E \cdot \varepsilon \cdot K/4 = 476/2\ \mu V = 238\ \mu V$$

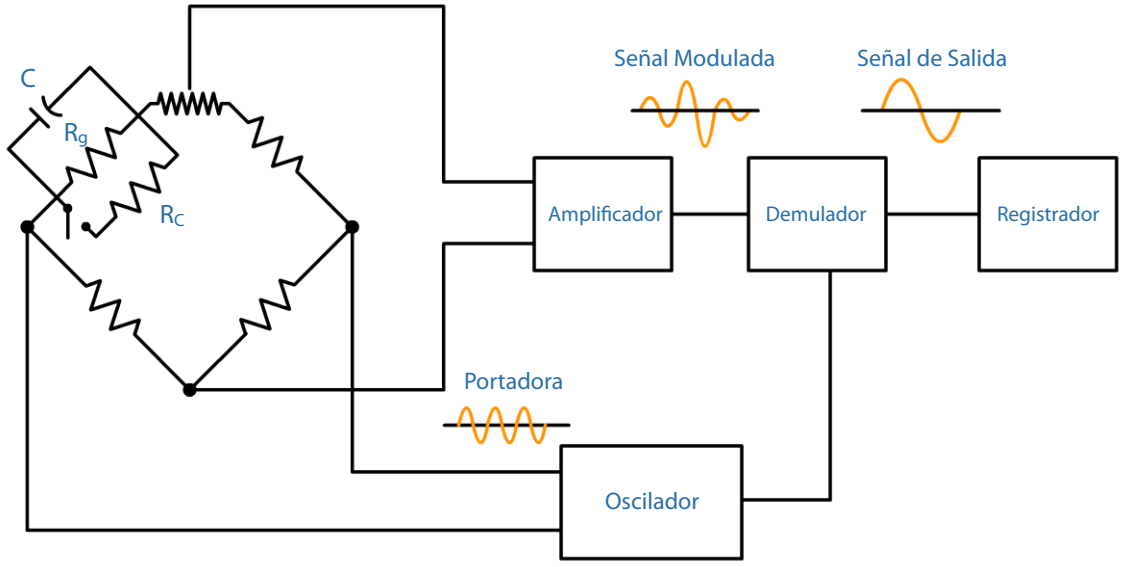
Para obtener 100 mV, la ganancia del amplificador ha de ser:

$$G = 100\ mV/0{,}238\ mV = 420$$

Luego colocando una Rc = 252.100 Ω, y ajustando la ganancia del amplificador para leer 100 mV, tendremos el circuito preparado para medir las fuerzas F con una escala de 1 da N/mV.

4.6.4. Cadena completa de medida:

La figura muestra un ejemplo de cadena de medida para el análisis de tensiones constituida por el puente de Wheastone con su potenciómetro y condensador variable para el equilibrado inicial (puesta a cero), la resistencia de calibración, la fuente de alimentación en c.a. de alta frecuencia (con un oscilador), el amplificador a.c., el demodulador y el instrumento de registro.



Como se ve, la tensión de salida del puente está modulada en amplitud, la cual es amplificada antes de la demodulación.

4.6.5. Amplificaciones prácticas del calculo de tensiones:

A continuación vamos a estudiar los aspectos más destacados del cálculo de tensiones por medio de galgas extensométricas, según el siguiente esquema.

a. Estado lineal de tensiones.

   a.a. Tracción o compresión simple.

   a.b. Flexión simple.

   a.c. Flexión compuesta.

a.d. Torsión.

b. Estado superficial de tensiones.

b.a. Direcciones principales conocidas.

b.b. Direcciones principales desconocidas.

Para cada caso veremos los diferentes arreglos de puentes con que pueden medirse, así como sus posibilidades de autocompensación de temperaturas y la sensibilidad alcanzada.

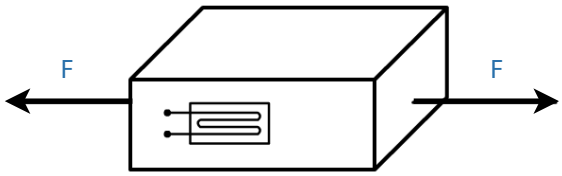
En todos los casos supondremos los puentes inicialmente equilibrados, con las 4 resistencias idénticas.

En todos los supuestos se calcularán los valores de ε, de los cuales se deducen los de σ (tensiones principales, etc.)

Evidentemente, una vez conocidos estos valores se pueden hallar los valores de τ , y las tensiones en cualesquiera otras direcciones, por las expresiones [1] a [22] y todas sus derivadas para estados tensionales mas sencillos.

a.a. Tracción o compresión simple:

1º arreglo:



1 galga activa, colocada en la dirección de la fuerza F, en configuración 1/4 de puente. Según la expresión [4].

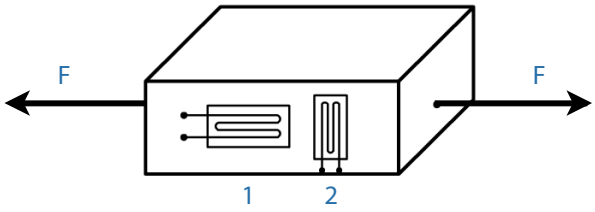
$$\Delta V_S = (V_E/4) \cdot (\Delta R/R)$$

$$\Delta V_S = V_E \cdot K \cdot \ell/4$$

Siendo $\ell = \leq/E$, podemos hallar $\leq$.

No hay compensación de temperatura.

2º arreglo:



2 galgas activas, colocadas una en la dirección de F y la otra a 90º en configuración 1/2 de puente, y en ramas contiguas (o 1 galga doble, con un solo puente 1/2).

La aplicación de la expresión [4] da para este caso:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right]$$

$$\Delta V_S = (V_E \cdot K/4) \cdot (\ell_1 - \ell_2)$$

Como además ha de cumplirse que:

$$\ell_2 = -\mu \cdot \ell_1$$

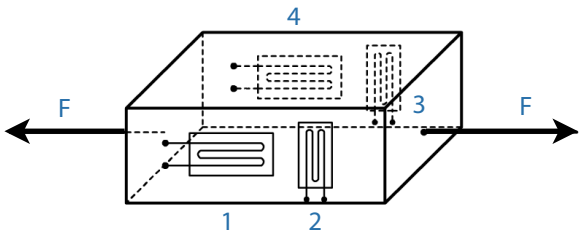
$$\Delta V_S = (V_E \cdot K \cdot \ell_1) \cdot (1 + \mu)$$

Como la deformación ficticia que medimos es $\varepsilon_f = \varepsilon_1 \cdot (1 + \mu)$, podemos hallar σ por la expresión:

$$\sigma = \ell_1 \cdot E = (\ell_f / 1 + \mu) \cdot E$$

Como ya hemos visto, existe autocompensación de temperatura.

3º arreglo:



4 galgas activas, colocadas 2 en dirección de F y otras 2 a 90º, en configuración de puente completo (o dos galgas dobles en un solo puente 1/1).

La ecuación [4] da para este caso:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right]$$

Suponiendo que hubiere una variación de resistencia por incremento de temperatura, también quedaría autocompensada, como se observa en la expresión siguiente:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1 + \Delta R_{T1}}{R_1} - \frac{\Delta R_2 + \Delta R_{T2}}{R_2} + \frac{\Delta R_3 + \Delta R_{T3}}{R_3} - \frac{\Delta R_4 + \Delta R_{T4}}{R_4} \right]$$

que al ser $\Delta R_{T1} = \Delta R_{T2} = \Delta R_{T3} = \Delta R_{T4}$ y $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, se anulan los términos correspondientes al incremento de temperatura.

$$\Delta V_S = (V_E \cdot K / 4) \cdot (\ell_1 - \ell_2 + \ell_3 - \ell_4)$$

Como se cumple que:

$$\ell_1 - \ell_4 \, ; \, \ell_2 = \ell_3$$

$$\ell_2 = -\mu \cdot \ell_1 \, ; \, \ell_3 = -\mu \cdot \ell_4$$

queda al sustituir:

$$\Delta V_S = (V_E \cdot K/4) \cdot (\varepsilon_1 + \mu \cdot \varepsilon_1 + \mu \cdot \varepsilon_1 + \varepsilon_1) = (V_E/4) \cdot 2 \cdot K \cdot \varepsilon_1 \cdot (1 + \mu)$$

$$\Delta V_S = (V_E/2) \cdot K \cdot \ell_1 \cdot (1 + \mu)$$

Como se ve, este arreglo posee doble sensibilidad que el anterior, o lo que es igual, la deformación medida en dos veces la real.

Como la deformación ficticia que se mide es:

$$\ell_f = 2\ell_1 \cdot (1 + \mu)$$

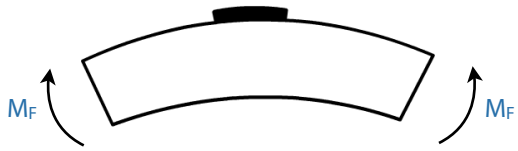
podremos hallar σ por la expresión:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1 + \Delta R_{T1}}{R_1} - \frac{\Delta R_2 + \Delta R_{T2}}{R_2} + \frac{\Delta R_3 + \Delta R_{T3}}{R_3} - \frac{\Delta R_4 + \Delta R_{T4}}{R_4} \right]$$

(En realidad, es el mismo arreglo anterior, solo que con doble sensibilidad).

a.b. Flexión simple:

1º arreglo:



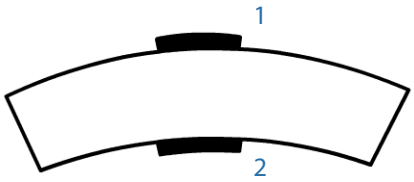
1 galga activa colocada en la dirección de la fibra neutra en configuración 1/4 de puente

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1 + \Delta R_{T1}}{R_1} - \frac{\Delta R_2 + \Delta R_{T2}}{R_2} + \frac{\Delta R_3 + \Delta R_{T3}}{R_3} - \frac{\Delta R_4 + \Delta R_{T4}}{R_4} \right]$$

Conocido ℓ se halla ≤ que tal como está situada la galga será de tracción.

No hay compensación de temperatura.

2º arreglo:



2 galgas activas, colocadas en la dirección de la fibra neutra, en configuración 1/2 de puente, y en ramas contiguas del mismo.

La expresión [4] da para este caso, y en el supuesto de cambios de resistencia por temperatura.

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1 + \Delta R_{T1}}{R_1} - \frac{\Delta R_2 + \Delta R_{T2}}{R_2} \right]$$

Como $\Delta R_{1T} = \Delta R_{2T}$, ambos efectos se contrarrestan, luego existen compensación de temperatura.

$$\Delta R_S = (V_E/4) \cdot K \cdot (\ell_1 - \ell_2)$$

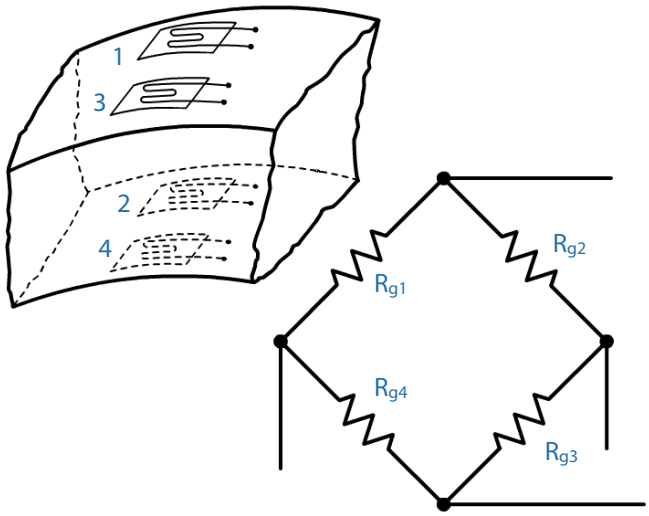
Como $\ell_1 = -\ell_2$ (ℓ_1 = tracción; ℓ_2 = compresión)

$$\Delta V_S = (V_E/4) \cdot 2 \cdot K \cdot \varepsilon = (V_E/2) \cdot K \cdot \ell$$

con lo cual la medida se obtiene con doble sensibilidad.

Conocido ε se calcula σ, y con ella, el momento flector ($\sigma = M_f / W_{xx}$).

3º arreglo:



4 galgas activas, colocadas en la dirección de la fibra neutra, en configuración de puente completo, tal como se ve en la figura (en realidad una duplicación del 2º arreglo).

También está compensada en temperatura, como se demuestra fácilmente, quedando la expresión [4] en la forma:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right]$$

$$\Delta V_S = (V_E \cdot K / 4) \cdot (\ell_1 - \ell_2 + \ell_3 - \ell_4)$$

Como $\ell_1 = \ell_3$; $\ell_2 = \ell_4$; $\ell_1 = -\ell_2$; $\ell_3 = -\ell_4$; queda al sustituir:

$$\Delta V_S = (V_E / 4) \cdot 4K \cdot \ell_1 = V_E \cdot K \cdot \ell_1$$

Lo que indica una sostenibilidad cuádruple de la correspondiente a una sola galga (la deformación medida es cuatro veces la real).

Como la deformación ficticia que se mide es:

$$\ell_f = 4\ell_1$$

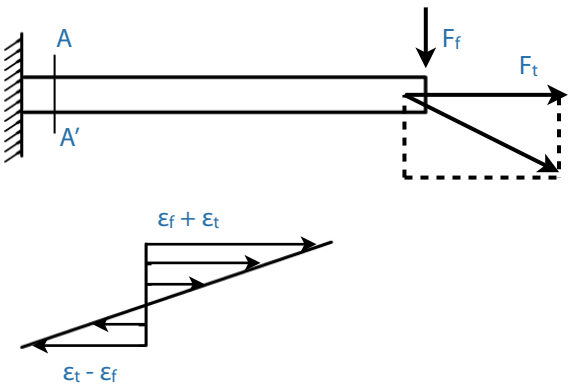
la tensión se calculará:

$$\leq = (\ell_f / 4) \cdot E$$

(En realidad es el mismo arreglo anterior, sólo que con doble sensibilidad, o cuádruple del primero).

a.c. Flexión compuesta:

Corresponde al caso de la figura.



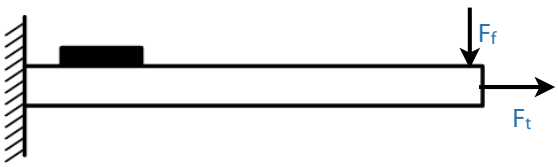
(pudiendo ser F_t una carga de tracción o compresión).

En este caso, en una sección cualquiera como la A-A aparecerán unos alargamientos ℓ_f debidos a la flexión, y otros, ℓ_t debidos a la tracción, que se sumarán o restarán, según sea el caso.

(En la figura se han representado estos alargamientos).

Evidentemente, los máximos alargamientos de flexión ocurrirán en la sección de empotramiento, por lo que si se desean calcular las tensiones máximas en la pieza, las galgas habrán de colocarse lo más próximas posibles a la misma).

1º arreglo:

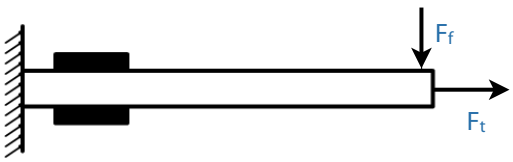


1 galga activa, colocada en el plano F_f - F_t, en configuración 1/4 de puente

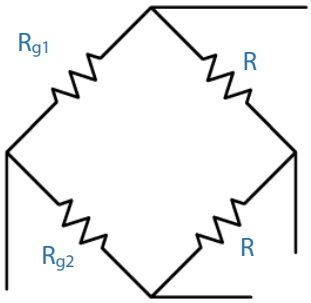
$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_1} = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot \varepsilon = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot (\varepsilon_f + \varepsilon_t)$$

Como se ve, esta configuración no tiene gran interés, pues no permite "separar" los efectos de la flexión de los de la torsión, es decir, no permite conocer ℓ_f y ℓ_t.

2º arreglo:



2 galgas activas, colocadas en el plano de Ff - Ft, en configuración 1/2 de puente, y en ramas opuestas del mismo.



En este caso, la expresión [4] puede escribirse:

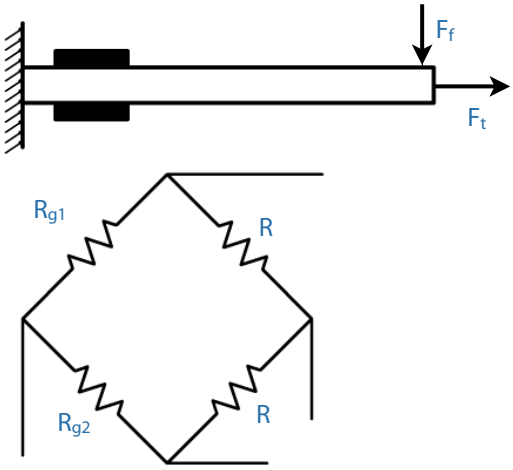
$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right]$$

$$\Delta V_S = (V_E / 4) \cdot K \cdot 2 \cdot \varepsilon_t$$

Como se ve, con esta configuración se "eliminan" los efectos de la flexión, midiéndose los de la tracción con doble sensibilidad.

Es fácil de observar, por otro lado, que no existe autocompensación de temperatura.

3º arreglo:



2 galgas activas, colocadas en el plano de F_f - F_t, en configuración 1/2 de puente, y en ramas contiguas del mismo.

En este caso, la expresión [4] puede escribirse:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right]$$

Que también se puede escribir:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot \left[(\varepsilon_t + \varepsilon_f) - (\varepsilon_t - \varepsilon_f) \right]$$

$$\Delta V_S = (V_E / 4) \cdot K \cdot 2 \cdot \varepsilon_f$$

Como se ve, con esta configuración se "eliminan" los efectos de la tracción, midiéndose las deformaciones debidas a la flexión con doble sensibilidad.

Se observa, que si existe autocompensación de temperaturas.

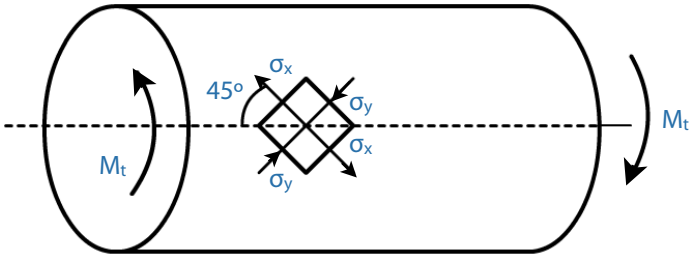
4º arreglo:

Pueden resolverse los arreglos 2º y 3º en configuración de puente completo.

Los resultados serían los mismos, pero con sensibilidad doble.

a.d. Flexión compuesta:

Nota: Recordemos que para un estado de tensiones de torsión pura sobre un eje circular, las máximas tensiones de tracción y compresión se producen en la superficie, y sobre líneas a 45º con la generatriz del cilindro.



También sabemos (ver círculo de Mohr) que en un estado de cortadura pura,

$$\tau = \sigma_x - \sigma_y$$

Como

$$\varepsilon_X = \frac{\sigma_X}{E} - \mu \cdot \frac{\sigma_Y}{E}$$

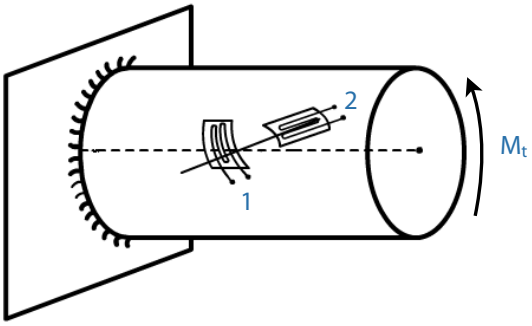
$$\varepsilon_Y = \frac{\sigma_Y}{E} - \mu \cdot \frac{\sigma_X}{E}$$

La condición anterior señala que

$$\varepsilon_X = -\varepsilon_Y = \frac{\tau \cdot (1+\mu)}{E}$$

De donde $\tau = \varepsilon_X \cdot \frac{E}{1+\mu}$

1º arreglo:



2 galgas activas, formando 45º con la generatriz, en configuración 1/2 de puente, y en lados contiguos.

En este caso, la expresión [4] se puede poner

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} \right]$$

(Como se observa, existe autocompensación de temperatura)

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot \left[(\varepsilon_x - (-\varepsilon_x)) \right] = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot 2 \cdot \varepsilon_x$$

Que indica que el alargamiento ficticio que se mide es doble del real (doble sensibilidad).

$$\ell_f = 2 \cdot \ell_x$$

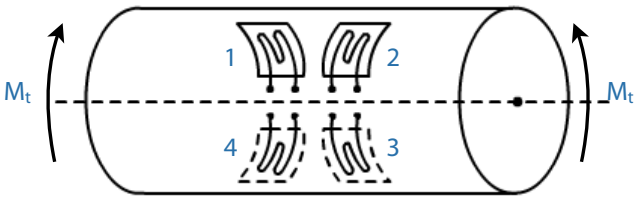
El alargamiento verdadero será

$$\ell_x = \ell_f / 2$$

Con lo cual, la tensión cortante será:

$$\tau = \varepsilon_x \cdot \frac{F}{2 \cdot (1 + \mu)}$$

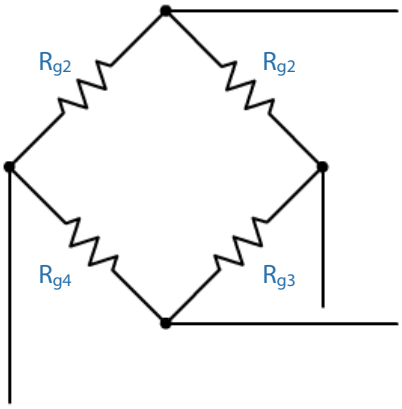
2º arreglo:



4 galgas activas, colocadas en generatrices opuestas del eje, y a 45º con ellas, como se ve en la figura, en configuración de puente completo, estando 1 y 2, así como 3 y 4, en ramas contiguas.

La expresión [4] da para este caso:

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right]$$



Y teniendo en cuenta los valores de los respectivos alargamientos

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot 4\varepsilon$$

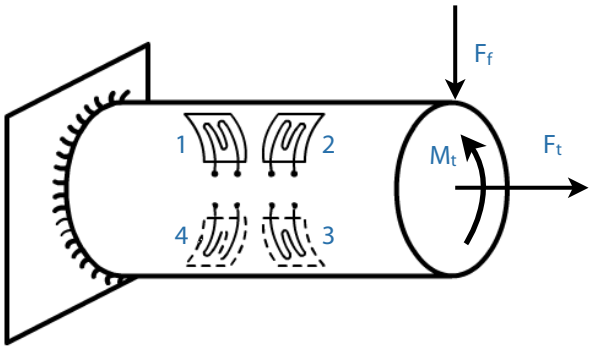
lo que indica que mediremos la torsión con cuádruple sensibilidad siendo:

$$\tau = \varepsilon_F \cdot \frac{E}{4 \cdot (1 + \mu)}$$

Nota: Obsérvese que este último arreglo para la determinación de la tensión debida a la torsión elimina los efectos producidos por cualquier carga de flexión y tracción (o compresión) existentes simultáneamente.

En este caso, la expresión [4] sería:

$$\Delta V_S = (V_E / 4) \cdot K \cdot (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4)$$



Como dada una σ_x*, la tensión normal en un plano a 45º vale* $\sigma_x/2$*, tendremos (llamando* ε_t *al alargamiento unitario producido por la tracción y* ε_f *el producido por la flexión):*

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_{cort} + \frac{\varepsilon_t}{2} + \frac{\varepsilon_f}{2}$$

$$\varepsilon_2 = -\varepsilon_{cort} + \frac{\varepsilon_t}{2} + \frac{\varepsilon_f}{2}$$

$$\varepsilon_3 = \varepsilon_{cort} + \frac{\varepsilon_t}{2} - \frac{\varepsilon_f}{2}$$

$$\varepsilon_4 = -\varepsilon_{cort} + \frac{\varepsilon_t}{2} - \frac{\varepsilon_f}{2}$$

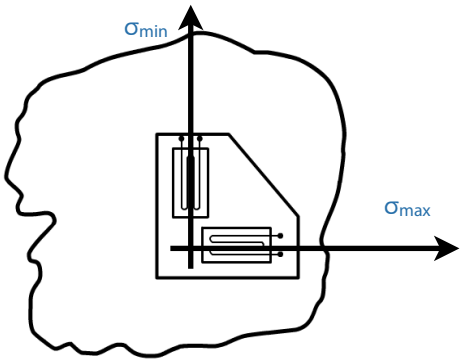
Valores que al sustituir en la expresión anterior, eliminan los valores ε_t *y* ε_f*, quedando*

$$\Delta V_S = \frac{V_E}{4} \cdot K \cdot 4 \cdot \varepsilon_{cort}$$

---

b.a. Estado superficial general de tensiones. Direcciones principales conocidas.

En el caso de que se conozcan las direcciones principales σ_{max}, y σ_{min} , el procedimiento será el colocar una galga en cada dirección que midan ε_{max} y ε_{min} , con total independencia entre sí.



En la práctica se coloca una galga doble a 90º, coincidiendo sus direcciones con la de las tensiones principales, configurándose luego dos puentes 1/4 (uno con cada galga).

Conocido ε_{max} y ε_{min} (con sus respectivos signos), las expresiones [12´] y [13´] nos permitirán hallar σ_{max}, y σ_{min} .

$$\sigma_{max} = \frac{E}{1+\mu^2} \cdot (\varepsilon_{max} + \mu \cdot \varepsilon_{min})$$

$$\sigma_{min} = \frac{E}{1+\mu^2} \cdot (\varepsilon_{min} + \mu \cdot \varepsilon_{max})$$

También puede calcularse Γ_{max} por la expresión:

$$\tau_{max} = \frac{\sigma_{max} - \sigma_{min}}{2} = \frac{E}{2 \cdot (1+\mu)} \cdot (\varepsilon_{max} - \varepsilon_{min})$$

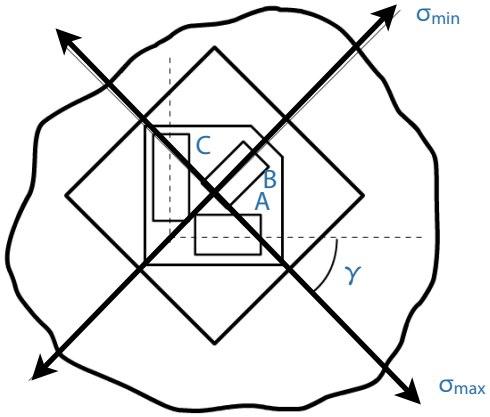
(Expresión que indica que la Γ_{max} también podría hallarse con una galga doble y un solo puente en configuración 1/2, colocando ambas galgas en ramas contiguas).

b.b. Estado superficial general de tensiones. Direcciones principales desconocidas.

En caso de que no se conozca nada del estado de tensiones en un punto, el único procedimiento es colocar una galga triple (roseta) y calcular las deformaciones en sus tres direcciones, ε_A , ε_B y ε_C . Luego, la aplicación de las expresiones [30], [31] y [32] nos permitiría hallar las tensiones principales σ_{max}, y σ_{min} , así como Γ_{max} .

$$\sigma_{max} = E \cdot \left[\frac{\varepsilon_A - \varepsilon_B}{2 \cdot (1-\mu)} + \frac{1}{2 \cdot (1+\mu)} \cdot \sqrt{(\varepsilon_A - \varepsilon_B)^2 + (2 \cdot \varepsilon_B - \varepsilon_A - \varepsilon_B)^2} \right]$$

$$\sigma_{min} = E \cdot \left[\frac{\varepsilon_A - \varepsilon_B}{2 \cdot (1-\mu)} + \frac{1}{2 \cdot (1+\mu)} \cdot \sqrt{(\varepsilon_A - \varepsilon_B)^2 + (2 \cdot \varepsilon_B - \varepsilon_A - \varepsilon_B)^2} \right]$$



$$\tau_{max} = \frac{E}{2 \cdot (1 + \mu)} \cdot \sqrt{(\varepsilon_A - \varepsilon_B)^2 + (2\varepsilon_B - \varepsilon_A - \varepsilon_B)^2}$$

$$\Phi_{max} = Tag^{-1} \cdot \frac{2\varepsilon_B - \varepsilon_A - \varepsilon_B}{\varepsilon_A - \varepsilon_B}$$

Obviamente el cálculo de las deformaciones ε_A , ε_B y ε_C habrá de hacerse con total independencia unas de otras, lo que exige la disposición de 3 puentes, en configuración 1/4, cada uno sobre la galga de la roseta triple.

Nota: Cuando se miden tensiones en configuraciones 1/4 y 1/2 de puente, y aún más cuando se usan rosetas, el resto de las resistencias del puente han de ser completadas con resistencias idénticas (aunque no necesariamente), pudiendo hacerse con otras galgas similares (lo cual sería un derroche innecesario) o lo que es más usual, con resistencias normales.

En este caso, suelen disponerse estas resistencias en unidades de "adaptación" o "regletas de compensación" exprofesamente preparadas para este fin, y que incluyen incluso las posibilidades de montaje a tres hilos, equilibrado inicial resistivo y capacitivo (necesario en caso de utilizar alimentación alterna-portadora) de cada canal, conmutadores manuales, etc.

4.7. Medida de fuerzas y pares

4.7.1. Características del parámetro a medir:

Tal como sabemos, una fuerza sólo se reconoce por sus efectos sobre el cuerpo al que se aplica. En consecuencia, es imposible medir directamente una fuerza: sólo puede medirse a través de los efectos.

La fuerza se define por la ecuación:

$$F = m \cdot a$$

con lo cual los parámetros fundamentales de una fuerza serán los de la masa (Kg), los de desplazamiento (m) y los de tiempo (s).

En el Sistema Internacional, la unidad de fuerza se denomina Newton.

$$1\ N = 1\ Kgr \cdot 1 m/s^2$$

El par es también otra unidad derivada definida como el producto de una fuerza por una longitud.

$$M = F \cdot 1$$

En el Sistema Internacional se mide en $N \cdot m$.

La medida de fuerzas y pares es fundamental en ingeniería mecánica, y ello tanto cuando sus valores sean constantes (medidas estáticas) como aún mucho más cuando son variables (fuerzas y momentos "dinámicos").

El cálculo de las fuerzas y momentos sobre los elementos de máquinas en movimiento, cálculo de potencias en motores, pesaje automático en cadenas de producción, etc., etc., son ejemplos prácticos de ello.

4.7.1. Características del parámetro a medir:

Una fuerza puede medirse en base a los siguientes métodos:

1. Equilibrándola con una fuerza gravitacional conocida, bien directamente, bien a través de un sistema de palancas.

2. Midiendo la aceleración de un cuerpo de masa conocida al que se aplica la fuerza desconocida.

3. Convirtiendo la fuerza en presión de un fluido, y midiendo luego tal presión.

4. Aplicando la fuerza sobre un miembro elástico (sensor) y midiendo luego la deformación resultante.

Desde el punto de vista que a nosotros nos interesa, sólo son de interés los métodos 1º, 3º y 4º que son los que vamos a estudiar.

Un par puede medirse por alguno de los siguientes métodos:

1. Equilibrándolo con un par antagonista conocido (o que podemos conocer).
2. Midiendo la aceleración angular que su aplicación produce en un cuerpo en rotación.
3. Aplicándolo sobre un miembro elástico (sensor) y midiendo luego la deformación resultante.

Desde nuestro punto de vista sólo los métodos 1º y 3º tienen interés.

4.7.3. Sistemas prácticos a utilizar:

A la vista de los métodos de medida, y de los transductores de desplazamiento existentes, expondremos los siguientes sistemas de medida:

Medida de fuerzas:

- Balanzas (analítica, de péndulo y báscula de plataforma)
- Célula hidráulica
- Sensores elásticos de fuerza, mecánicos
  - Resortes dinamométricos.
  - Anillos dinamométricos.
- Sensores elásticos de fuerza, eléctricos.
  - Con transd. LVDT.
  - Con transd. extensométricos.
  - Con transd. piezoeléctricos.

Medida de pares:

- Sensores elásticos en línea.

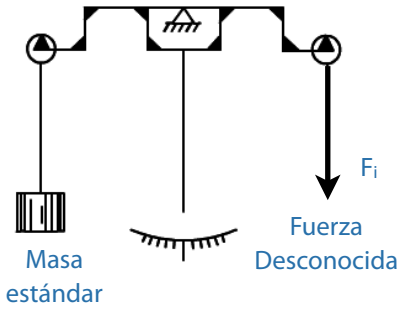
- Con transd. LVDT.
- Con transd. extensométricos.
- Con transd. fotoeléctricos.

- Sensores de par de reacción.

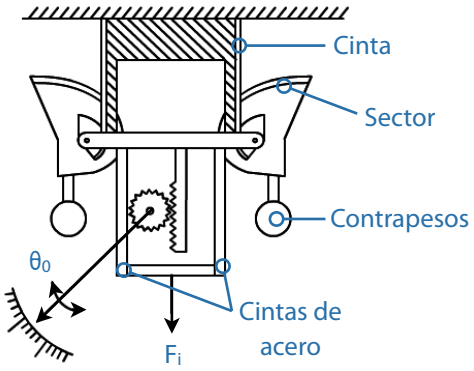
a. Balanzas para medida de fuerzas:

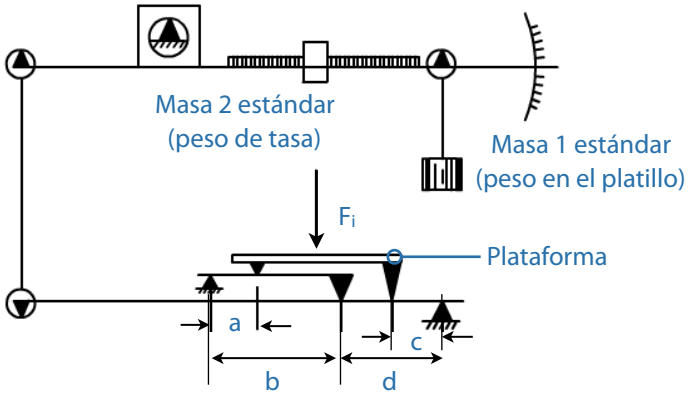
Las figuras representan los tres tipos de balanzas más empleados. En realidad, ninguno de ellos mide fuerzas, sino masas (por comparación con masas standard).

Tampoco, evidentemente, permiten efectuar medidas dinámicas (variables en el tiempo).



Balanza Analítica





Báscula

En el caso de balanzas analíticas, existen con rangos de medida desde 200 a 1000 gramos, y resolución de 10^{-4} gramos, hasta ultramicrobalanzas con amplitudes de pesada entre 0,01 y 1 gramos y resoluciones de 10^{-7} gramos.

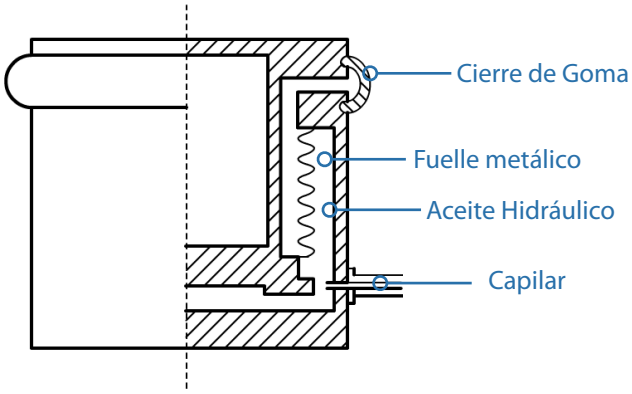
La báscula de péndulo utiliza la fuerza gravitacional de dos péndulos (que como sabemos, no es lineal) para equilibrar la fuerza desconocida. Precisamente para evitar la alinealidad se

usan unos sectores de forma especial y cintas, de manera que la fuerza producida sobre las cintas por el movimiento de los péndulos tenga una variable lineal.

La báscula de plataforma usa un sistema de palancas para permitir la medida de grandes masas utilizando masas standard de pequeño tamaño. Siempre se fabrican de modo que a/b = c/d, con lo cual la lectura que se obtenga en la escala es independiente de la posición de F_1 en la plataforma.

Con este tipo de básculas se miden cargas estáticas desde pocos gramos hasta cientos de toneladas.

b. Células hidráulicas para medida de fuerzas:



La célula hidráulica consiste esencialmente en un recipiente lleno de aceite hidráulico, el cual pasa a través de un capilar cuando una fuerza hace que disminuya el volumen del recipiente. El líquido que pasa a través del capilar acciona un manómetro (tipo tubo de Bourdon o similar) que indica, con una graduación apropiada de la escala, el valor de la fuerza aplicada. El resorte metálico permite la recuperación de la posición inicial (por lo común, estas células tienen una presión previa del orden de 30 lb/pulg^2.

Tienen un rango de medidas que puede llegar hasta los 1000 Tn o más, con una presición del 0,1 % SFE.

Su aplicación más extendida es el pesaje de contenedores y cubas móviles en condiciones ambientales duras, pues su medida no se ve afectada por el movimiento de las mismas.

c. Sensores elásticos con salida mecánica para medida de fuerzas:

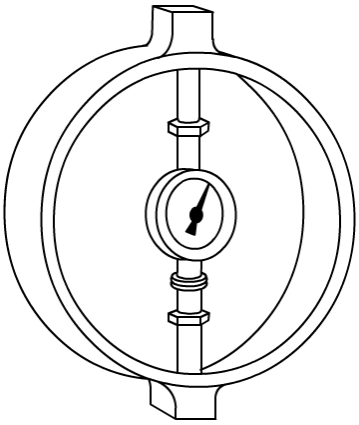
Los dos tipos más empleados son el dinamómetro de resorte y el de anillo.

El primero es el más sencillo de los sistemas mecánicos para medida de fuerzas.

Consiste simplemente en un resorte cuyo alargamiento es proporcional a la fuerza aplicada. Para su uso se requiere la previa calibración de su escala, por medio de fuerzas conocidas.

La indicación puede darse en una escala rectilínea o circular (en cuyo caso se precisa del sistema mecánico de conversión del movimiento lineal en circular).

Son bastantes baratos, robustos, fáciles de manejar, y pueden medir cargas desde gramos hasta pocos kilogramos. Su precisión no es muy elevada.



El segundo está formado por un anillo, como se ve en la figura. Al ser cargado se deforma (nunca mas de 1% de su diámetro exterior), midiéndose la deformación con un indicador mecánico.

Con estos sensores se consigue una buena linealidad, variando su rango entre 0 y 500 KN.

Tanto un tipo como otro sólo se emplean en la práctica para medidas estáticas.

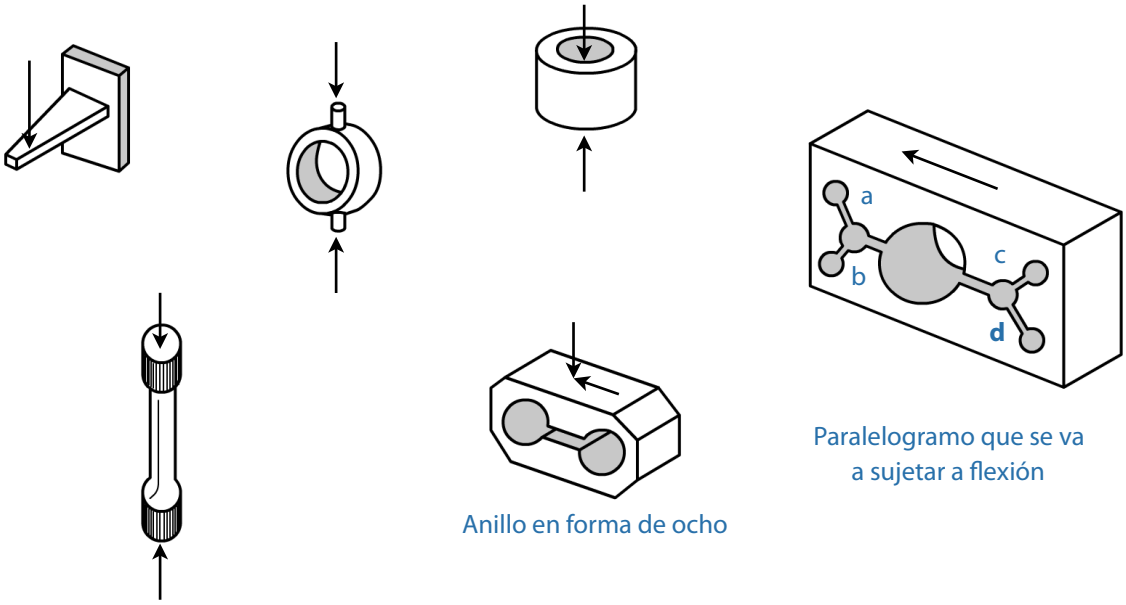
d. Sensores elásticos con salida eléctrica para medida de fuerzas:

Esencialmente constan de un elemento sensor, que se deforma cuando sobre él actúa una fuerza, y el correspondiente transductor primario a él asociado, capaz de medir la tensión en algún punto, o el desplazamiento, generando una señal eléctrica de salida.

Estos tipos de transductores de fuerza son los que se emplean para medidas dinámicas, aunque también valen para las estáticas.

Desde el punto de vista dinámico, todos pueden considerarse sistemas masa-resorte-amortiguador, o sea, sistema de segundo orden, siendo su comportamiento dinámico el típico de estos sistemas.

El elemento sensor puede adoptar diversas formas, según sea el uso que se le vaya a dar (tipo de fuerza y magnitud de la misma). La figura muestra alguno de los tipos más usados.



Anillo en forma de ocho

Paralelogramo que se va a sujetar a flexión

En cuanto al transductor primario que se une al sensor para medir su tensión o el desplazamiento de alguno de sus puntos, son fundamentalmente las galgas extensométricas, LVDT y transductores piezoeléctricos (en algunos casos se emplean también transductores capacitativos).

Nota: Los transductores de fuerza también se conocen con la denominación de "células de carga". Sin embargo, esta última se usa principalmente para la medida de cargas de compresión, mientras que nombre de "transductor de fuerza" es más general.

Por otro lado, las células de carga normalmente calibran en Kgr, mientras que los transductores de fuerza se calibran en Newtons.

Transductores de fuerzas con galgas extensométricas:

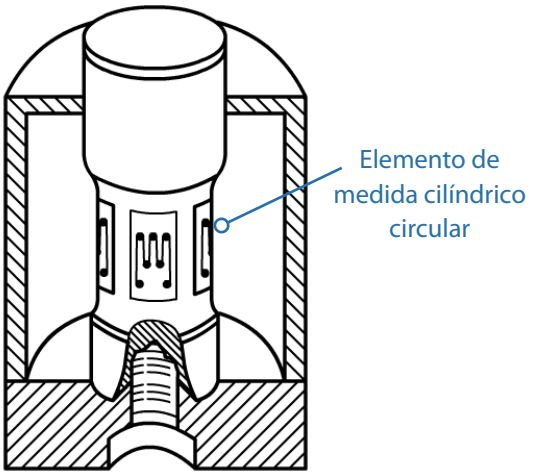
Son los más empleados de todos los transductores de fuerza, especialmente para los instrumentos de pesaje con salida digital empleados en el comercio, pesaje automático en cadenas de producción, etc.

El sensor puede ser de varios tipos, siendo lo más normal las columnas (con diferentes secciones), vigas en voladizo y anillos.

Las galgas se usan siempre en configuración de medio puente o puente completo, para compensar el efecto de la temperatura.

La alimentación del puente se hace tanto en continua como en alterna siendo la circuitería asociada análoga a la vista para el puente de Wheastone, sólo que en este caso toda la parte necesaria para equilibrado inicial, calibración, etc.,y a se dispone integrada en el transductor.

La figura representa un transductor de fuerza que trabaja a compresión (célula de carga). Obviamente, el sensor de fuerza o columna debe ser lo suficientemente rígido para evitar cualquier posible pandeo (corto en longitud y material de elevado módulo de elasticidad). Esto hace que su sensibilidad no sea generalmente muy alta.

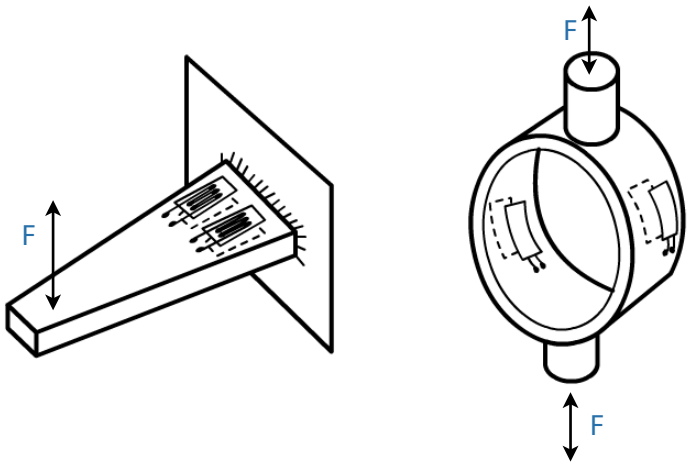


Su rango de medidas varía desde 10 a 250.000 libras, con una salida de escala completa de 35 mV y una linealidad del 0,05%.

Para ello usan 4 galgas activas de 350 Ω cada una, con una excitación del puente de 12 V.

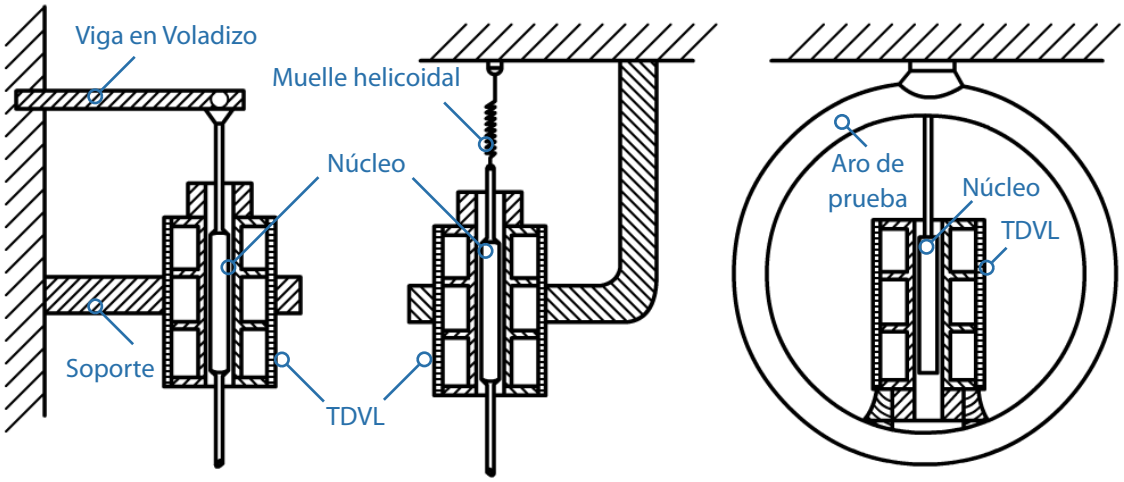
(La célula para medir cargas de 250.000 lb es un cilindro de 24 pulg de longitud y de 12 de diámetro, con un peso de 400 lb, de acero).

Las figuras representan un transductor de fuerza del tipo de viga de voladizo, que posee una sensibilidad mucho mayor que el anterior, así como otro a base de un sensor de anillo. Ambos no solamente obtienen una deformación mayor por unidad de carga aplicada sino que además su comportamiento dinámico se caracteriza por una frecuencia propia mucho más baja (con lo cual el rango se frecuencias de uso es menor que el anterior).



Transductores de fuerza con transformadors diferenciales LVDT:

Las figuras representan algunas soluciones adoptadas para transductores de fuerza usando como elemento sensor una viga en voladizo, un resorte en espiral y un anillo, y como transductor primario de desplazamiento un L.U.D.T.



Como características típicas de un transductor de fuerza con sensor de anillo pueden señalarse:

Rangos ..... desde ± 10 lb hasta ± 10.000 lb

Deformación a plena carga ..... 0,025 pulg

Salida máxima 2V

Excitación ..... 10 V, 3.000 Hz

Linealidad ..... 0,25 % SFE

Desviación del cero ..... 0,03 % por ºF

El acoplamiento de este tipo de transductores a la cadena de medida es el mismo que ya se vio para la medida de desplazamientos, por lo que no es necesario repetirlo aquí.

Transductores de fuerza piezoeléctricos:

En este caso, el elemento sensor y el transductor primario son el mismo elemento: el cristal piezoeléctrico. La compresión que éste sufre al serle aplicada la fuerza se convierte en una

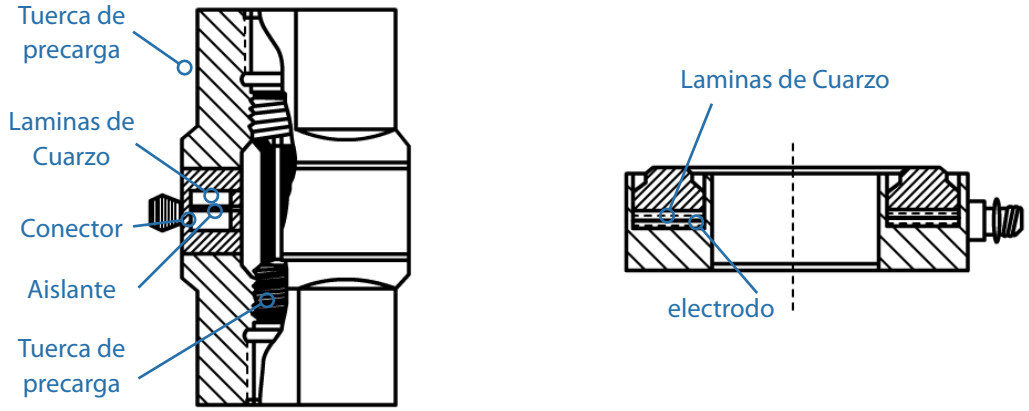
variación de la carga eléctrica, que puede ser posteriormente convertida en una variación de tensión (con el adecuado convertidor de carga y amplificador).

La aplicación más importante de estos transductores es en la medida de fuerzas rápidamente cambiantes (fuerzas dinámicas incluyendo las de impacto) aunque también, dentro de ciertos límites, permiten medir fuerzas estáticas "a corto plazo", (algunos poseen constantes de tiempo para el desvanecimiento de la carga lo insuficientemente elevada para que ésta pueda ser medida y registrada).

El cristal piezoeléctrico sólo puede trabajar a compresión y cortadura por lo que los transductores de fuerza precisan de una precompresión del cristal para medir fuerzas de tracción-compresión. Para ello disponen de tuercas de precarga, como se ve en las figuras.

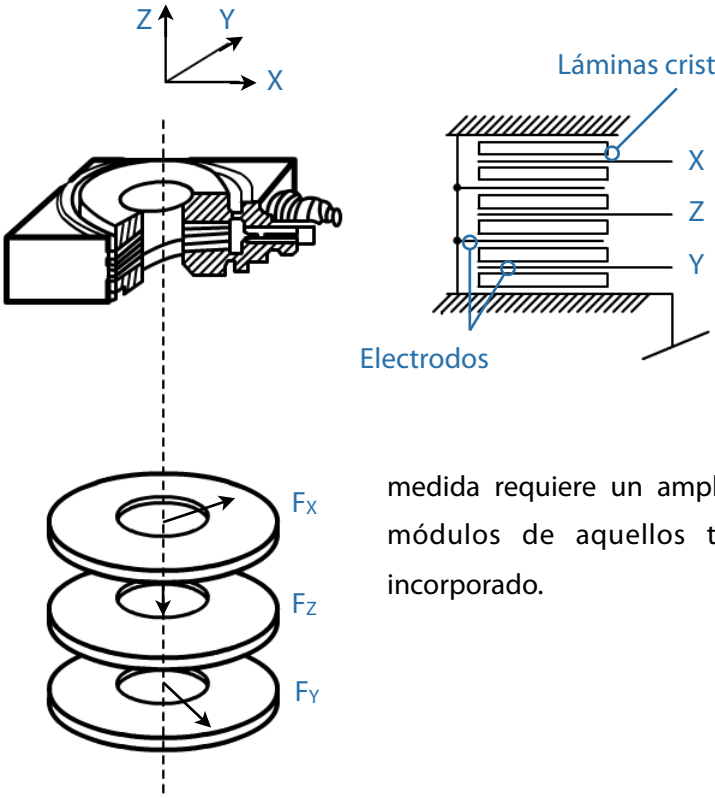
Comercialmente adoptan formas diversas, aunque en todas ellas el cristal piezoeléctrico se dispone en una o varias capas, formando anillos. (Los transductores más planos se les denomina "arandelas de fuerza", y normalmente sólo trabajan a compresión).

También existen transductores que combinan las propiedades piezoeléctricas a compresión y a cortadura para la medida de fuerza en varias direcciones, o para la medida simultánea de fuerzas y pares.



La figura representa un transductor con tres capas de pares de anillos de material piezoeléctrico, dispuesto de manera que el primer par responde a los esfuerzos de cortadura en la dirección x, la segunda a la compresión z, y la tercera a los esfuerzos de cortadura en la dirección y.

El rango de estos transductores varía entre 40 KN en tracción (con precarga) hasta MN en compresión. Una salida típica es de 4 pc/N, y el rango de temperatura oscila entre -196º C hasta 200º C, soportando una máxima carga transversal de 10 %.



En general tiene una frecuencia propia muy alta, del orden de 60 KHz, lo cual permite su empleo en casi todos los campos de la I.M. (En cuanto a frecuencias de variación de fuerzas se refiere).

El acoplamiento de estos transductores a la cadena de medida requiere un amplificador de carga excepto en los módulos de aquellos transductores que ya lo traen incorporado.

e. Sensores elásticos "en línea" para medida de pares:

Esencialmente constan de un elemento sensor, insertado entre la fuente de potencia y la carga ("en línea") que se deforma torsionalmente cuando sobre él actúa el par, y el correspondiente transductor primario a él asociado, capaz de medir la tensión en algún punto o el desplazamiento angular producido, generando la señal eléctrica de salida.

El elemento sensor puede adoptar diversas formas, siendo las más comunes las barras de torsión redondas (macizas o no), cuadradas o cruciformes.

En cuanto al transductor primario unido al sensor para detectar su tensión o el desplazamiento angular (relativo entre los dos extremos del sensor), se emplean fundamentalmente las galas extensométricas, los L.V.D.T. y los transductores fotoeléctricos.

Una particularidad de estos transductores de par es que la señal eléctrica generada por los transductores primarios unidos al elemento sensor no puede ser conectada a través de cables al resto de la cadena de medida debido a la rotación del transductor. Por ello, la conexión ha de efectuarse por medio de escobillas y anillos colectores, por un sistema de telemetría o por medio de un acoplamiento magnético.

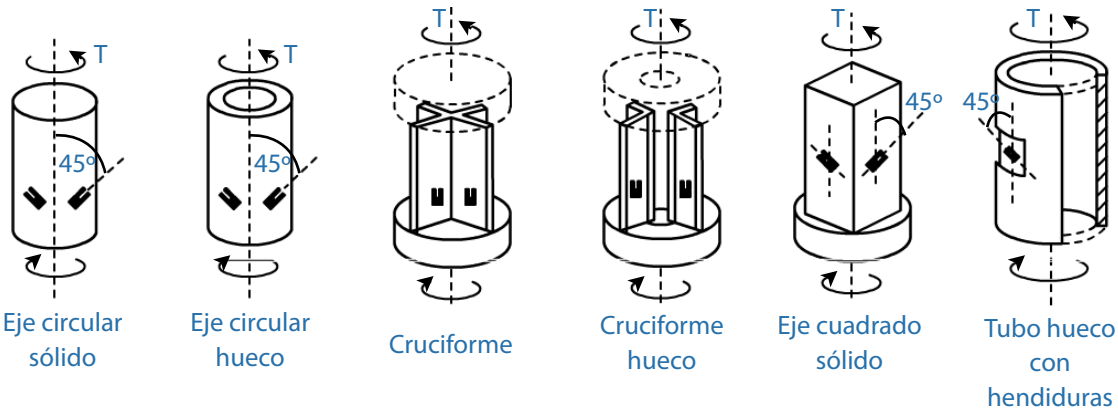
Transductores de par con galgas extensométricas:

Son los más utilizados para la medida de pares de torsión.

Los sensores cilíndricos se emplean para medida de pares elevados, mientras que las barras de torsión cruciformes producen elevadas deformaciones con bajos pares. Los pares más bajos se miden con sensores cruciformes en configuración hueca.

Estas estructuras cruciformes se someten a una torsión y un alabeo simultáneo, que es lo que provoca el aumento de su sensibilidad.

La barra de torsión cuadrada se usa para rangos elevados, y permite una más fácil colocación de las galgas.



Las galgas se colocan siempre en configuración 1/2 de puente, o en puente completo, siendo esta última la preferida al ser insensible a las deformaciones de flexión y tracción-compresión del sensor.

En los sensores sin alabeo, las galgas se colocan a 45º con el eje, (para detectar el máximo cortante) mientras que en los sensores con alabeo se colocan longitudinalmente, al prevalecer las tensiones de tracción.

Los cuatro terminales del puente se conectan a cuatro anillos aislados entre sí, sobre los cuales roza unas escobillas de plata y grafito. Un sensor típico a base de galgas extensométricas y anillos rozantes puede llegar hasta medidas de 100.000 lb · pulg, con una salida de 40 mV, pudiendo usarse para velocidades de hasta 5.000 r.p.m. (en unidades de menor rango puede llegarse a velocidades de 24.000 r.p.m.). La rigidez a la torsión es de $9{,}5 \cdot 10^6$ pulg· lb/rad. Su linealidad es del 0,1 % SFE.

La respuesta dinámica es la típica de un transductor de segundo orden, con una frecuencia natural elevada para los transductores con sensores circulares y cuadrado.

La necesidad de los anillos puede eliminarse si se usa un sistema de telemetría o un acoplamiento magnético.

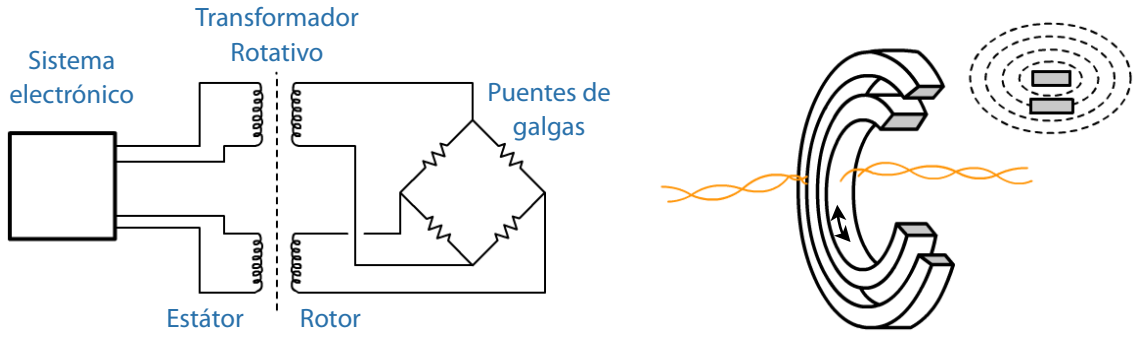
El primero necesita una alimentación del puente a base de una fuente acoplada al elemento giratorio, y toda la instrumentación asociada para transformar la señal generada por el puente en una señal modulada en frecuencia, que se envía a la antena de salida. Luego, una antena receptora recoge la señal que posteriormente es demodulada y convertida de nuevo en la señal en tensión original.

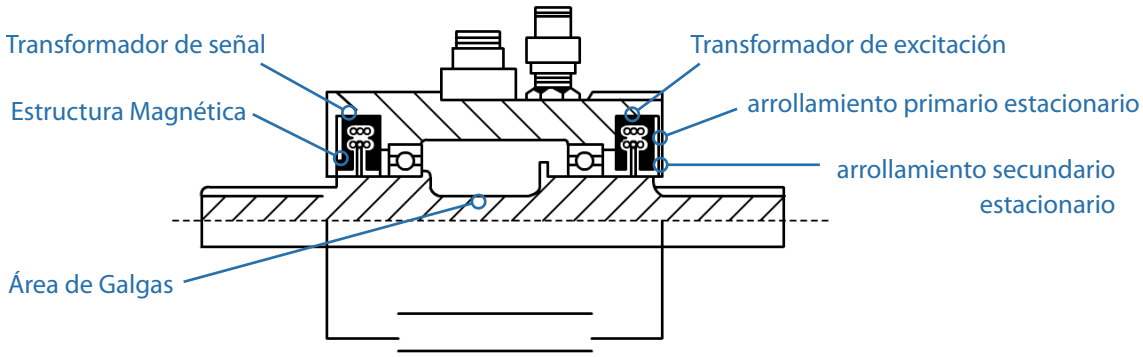
El segundo sistema usa dos transformadores giratorios, uno para alimentar el puente (a una frecuencia superior a 3 KHz) y otro para recoger la señal generada por éste.

Cada transformador consta de un par de devanados concéntricos, estando el devanado giratorio dentro del estacionario.

Una estructura magnética (núcleo del transformador) de elevada permeabilidad facilita la concentración de flujo y mejora el acoplamiento entre los devanados.

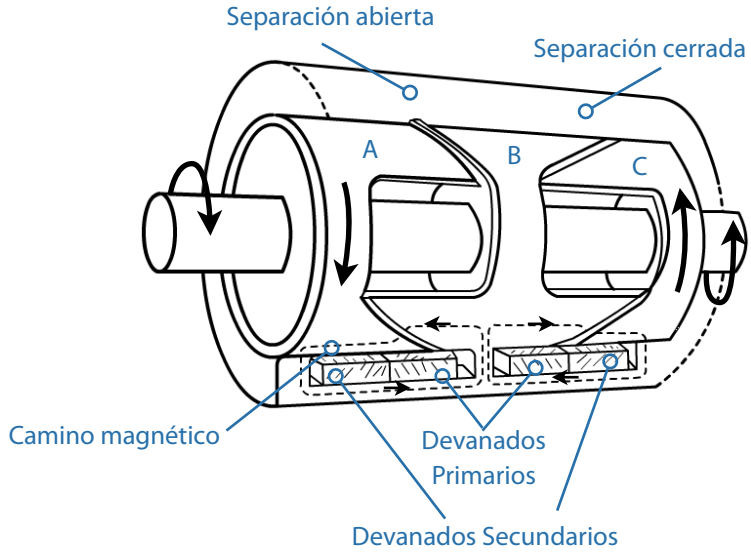
La figura representa un medidor de par basado en este acoplamiento magnético, y por tanto sin escobillas.





Transductores de par con transformadores diferenciales:

La figura muestra un transductor de par basado en un transductor primario LVDT, con la peculiaridad y los davanados primario y secundario se localizan en la parte estática del transductor.



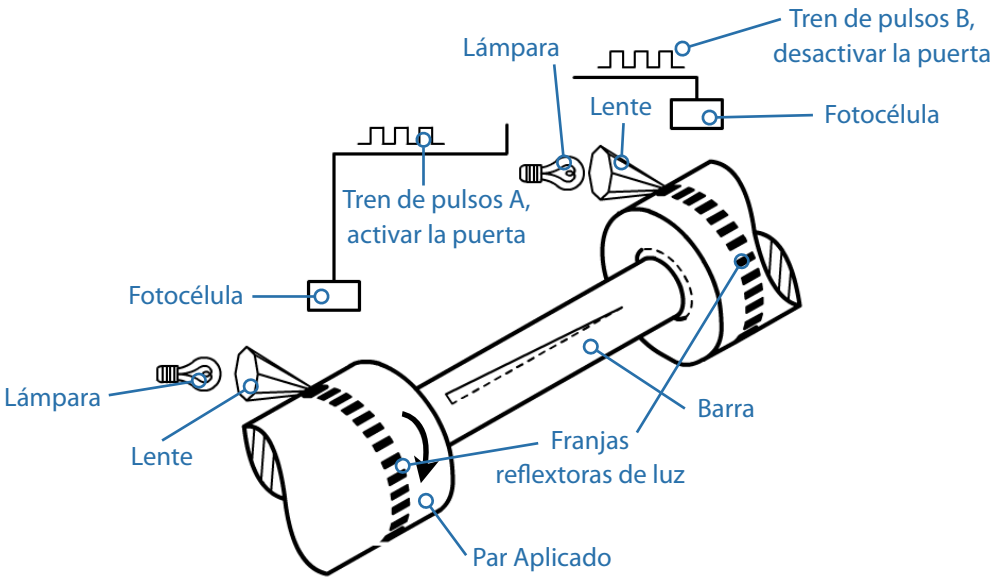
Como se ve, el árbol giratorio tiene caladas a él tres secciones tubulares de material ferromagnético A, B y C, con separaciones a 45º entre la sección central B y las otras dos A y C (el sensor del transductor no es de material ferromagnético).

Cuando se aplica un par al elemento sensor una separación tiende a aumentar y la otra a disminuir, dependiendo de que el par torsor sea positivo o negativo. Esto hace que la reluctancia aumente entre dos de las secciones y disminuya entre las otras dos. Los cambios de reluctancia son detectados por las dos bobinas, de manera que la tensión en una de ellas aumenta mientras que en la otra disminuye.

Un adecuado acondicionamiento de la señal produce una salida proporcional al par existente, y con polaridad que indica el sentido del par.

Medidores de par con transductores fotoeléctricos:

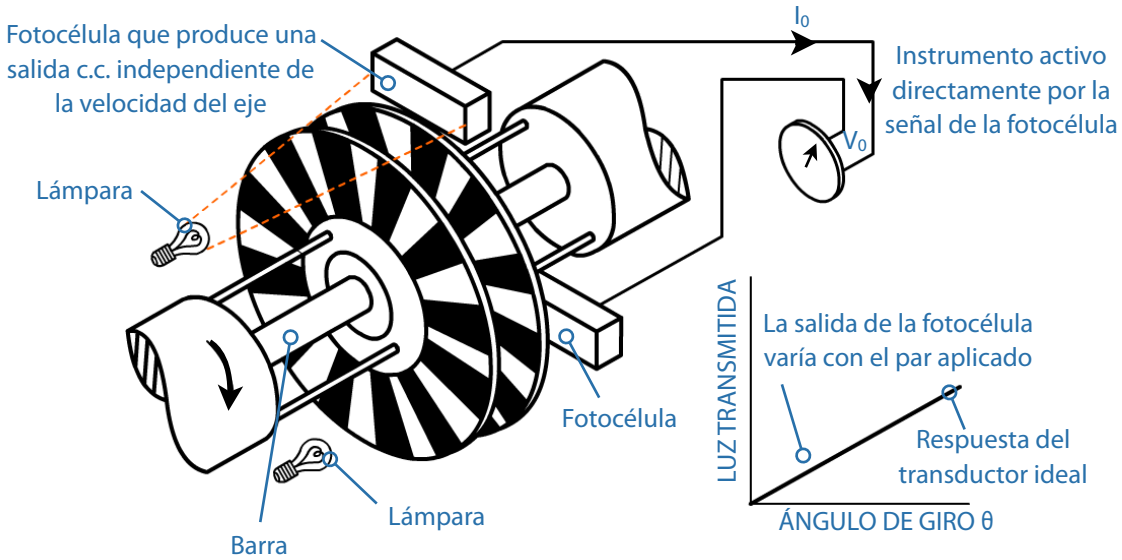
La figura representa un medidor de par que se basa en la medida del desfase entre las señales que llegan a dos fotocélulas, colocada cada una en los extremos de un elemento sensor compuesto por una barra circular de torsión, sobre cuyos extremos se han colocado unos segmentos reflectantes.



Un haz colimado de luz incide sobre cada conjunto de segmentos, y la luz reflejada es detectada por la fotocélula, produciéndose así un tren de pulsos de tensión. Al parecer un desplazamiento angular relativo entre los dos extremos, como consecuencia del par aplicado, aparece un desfase entre los dos trenes de pulsos, desfase que es proporcional al par.

Tal desfase entre los pulsos se convierte posteriormente en una señal de salida analógica

Otros transductores de par fotoeléctricos utilizan el principio de iluminación variable de la fotocélula, como se ve en la figura.



Dos discos renurados idénticos se unen a ambos extremos del sensor de torsión. Cuando no hay ninguna desviación angular entre ellos, sobre la célula fotoeléctrica incide la máxima intensidad luminosa.

Cuando se aplica un par se origina un corrimiento entre los dos discos de manera que menor cantidad de luz puede pasar entre ellos para incidir sobre la célula fotoeléctrica, generándose por ésta un menor corriente. La salida de las fotocélulas se aplica directamente sobre un microamperímetro, cuya medida es proporcional al par aplicado.

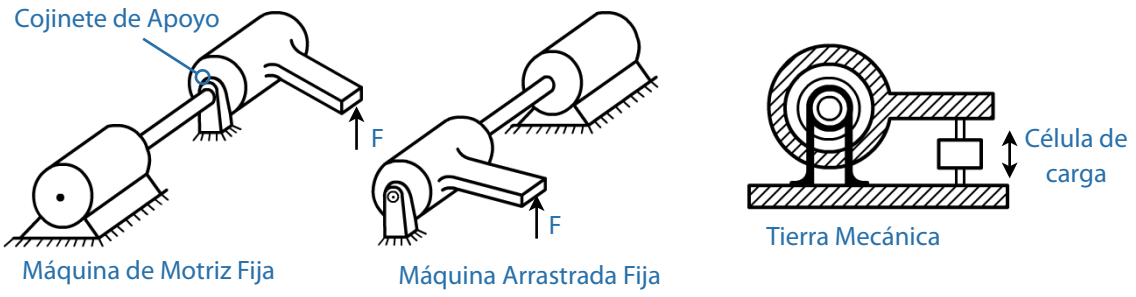
Normalmente los discos están posicionados, cuando no se aplica ningún par, de manera que ofrecen un 50 % de área de paso a la luz. Pares en un sentido aumentan el área y por tanto la intensidad de la corriente generada por la fotocélula, mientras que pares en sentido contrario disminuyen el área de paso, y por consiguiente, la intensidad de corriente. Así puede detectarse el sentido del par.

e. Sensores de par de reacción para medida de pares

El par reacción es el par que se necesita aplicar sobre el estator de una máquina rotatoria para evitar que este gire con el rotor.

El par de reacción es el par que se necesita aplicar sobre el estator de una máquina rotatoria para evitar que éste gire el rotor.

El par de reacción puede medirse tanto sobre el estator de la máquina motriz, como sobre el de la máquina arrastrada, como se ve en la figura.



La célula de carga puede ser una cualquiera de las estudiadas, aún cuando la configuración más sencilla es a base de galgas extensométricas, montadas sobre una viga de voladizo, como se ve en la figura.

4.8. Medida de presiones.

4.8.1. Características del parámetro a medir:

Tal como sabemos, la presión no es más que el resultado de la actuación de una fuerza sobre un área. En consecuencia no es una unidad fundamental, sino derivada de la masa, longitud y tiempo.

La presión se define por:

$$p = F/S$$

En el Sistema Internacional, a la unidad de presión se le denomina Pascal.

$$1\ Pa = 1\ N/\ 1\ m^2$$

(Prácticamente se emplean el Bar, que valen 100 KPa y la atmósfera que vale 101 KPa).

La presión de un líquido o un gas se mide siempre respecto de una presión de referencia. Cuando la referencia es el cero absoluto de presión, la presión medida se dice que es "absoluta". En caso contrario se dice que es "relativa".

Cuando la presión de referencia es la ambiental (atmosférica), la presión medida respecto de ella se le llama "manométrica". Cuando la presión de referencia es otro valor cualquiera, la presión medida se le denomina "relativa a ", o también, "presión diferencial".

Cuando la presión medida es menor que la atmosférica se dice que existe vacío. (En la práctica el vacío se mide en Tor, siendo 1 Tor = 133 Pa = 1 mm Hg).

La medida de presiones, tanto estáticas como dinámicas (variables en el tiempo) tiene un relativo interés en I.M., teniendo su mayor importancia en los sistemas hidráulicos y neumáticos, compresión de gases en cilindros, contacto entre sólidos, etc.

4.8.2. Métodos teóricos:

La presión de un líquido o un gas puede ser medida por alguno de los siguientes métodos:

1. Por comparación con la presión ejercida por un líquido contenido en una columna, por el interior de la cual puede desplazarse.

2. Por conversión de la presión en una fuerza (actuando la presión sobre un área conocida), y luego midiendo el valor de ésta por el procedimiento de aplicarla sobre

un sensor elástico, al cual se adosa el correspondiente transductor primario de desplazamiento o de tensión, o por medio de una salida mecánica directa.

En este caso, los sensores más empleados en la práctica son los tubos de Bourdon en sus diferentes configuraciones, los fuelles y los diafragmas, aún cuando también pueden usarse cilindros huecos, etc.

3. Por variación de la energía disipada desde un filamento calentado por una corriente constante cuando varía la presión del gas que lo rodea, dado que a presiones bajas la conductividad térmica de los gases disminuye (sólo para medidas de vacío).

4. Por la variación de velocidad de ionización de un gas, cuando varía su presión (sólo para medidas de vacío).

Cambio de la resistencia eléctrica de algunos materiales cuando se modifica la presión sobre ellos.

4.8.3. Sistemas prácticos a utilizar:

A la vista de todo lo expuesto, la medida de presiones (mayores o menores que la atmosférica) puede realizarse por alguno de los métodos siguientes:

- Comparación con una columna de líquido:
  - Manómetro.
- Deformación de un elemento sensor, con salida mecánica:
  - Tubo de Bourdon con indicador mecánico.
- Deformación de un elemento sensor, con salida eléctrica:
  - Midiendo tensiones.
    - Galgas extensométricas.
  - Midiendo desplazamientos.

- Potenciómetros.
- Capacitivos.
- Inductivos.
- LVDT.
- Piezoeléctricos.

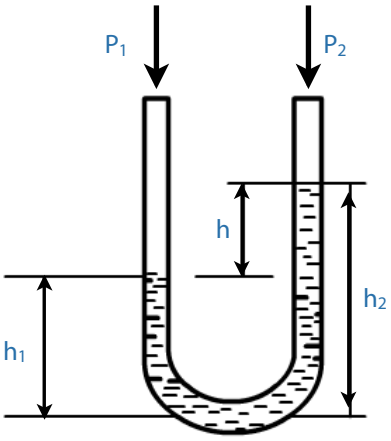
- Variación de la resistencia eléctrica:
  - Transductores de resistencia variable.
- Variación en la disipación del calor:
  - Termopares.
  - Pirani.
  - Bimetal.
- Variación de la velocidad de ionización:
  - Filamento caliente.

Manónetros para medida de la presión:

Los manómetros más usados son el tubo en U, el de cisterna o cubeta, el de tubo inclinado, etc. En todos ellos, los líquidos más empleados son el agua y el mercurio, y en su funcionamiento puede verse en las figuras, empleándose siempre para medida de presiones relativas, poco diferentes entre sí.

En realidad, su aplicación en I.M. es prácticamente nula.

- Tubo en U:



Si ρ_1 es la densidad del gas o líquido cuya presión P_1, relativa a P_2, (atmosférica, por ejemplo) va a ser medida, y ρ es la densidad del líquido del manómetro (mercurio, por ejemplo), puede escribirse:

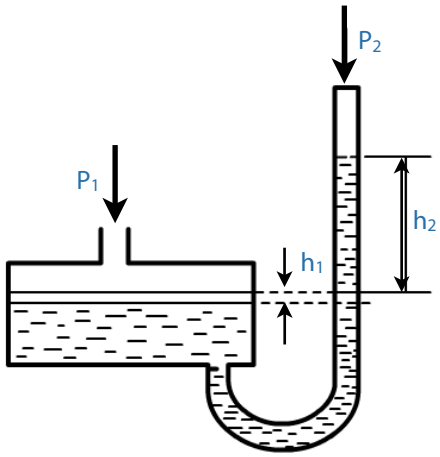
$$P_1 - P_2 = \rho \cdot g \cdot h - \rho_1 \cdot g \cdot h$$

Si $\rho >> \rho_1$, entonces:

$$P_1 - P_2 = \rho \cdot g \cdot h$$

- Manómetro de cubeta:

El manómetro en U requiere medir la altura de las dos columnas de mercurio. Sin embargo, si una de tales columnas tiene una gran sección, su descenso de nivel puede ser despreciable frente al que adquiere la columna delgada, con lo cual basta una sola escala de lectura.



$$P_1 - P_2 = \rho \cdot g \cdot h_C \cdot [1 + A_C/A_1)]$$

A_1 = área cisterna; Ac = área tubo.

Si $A_C << A_1$

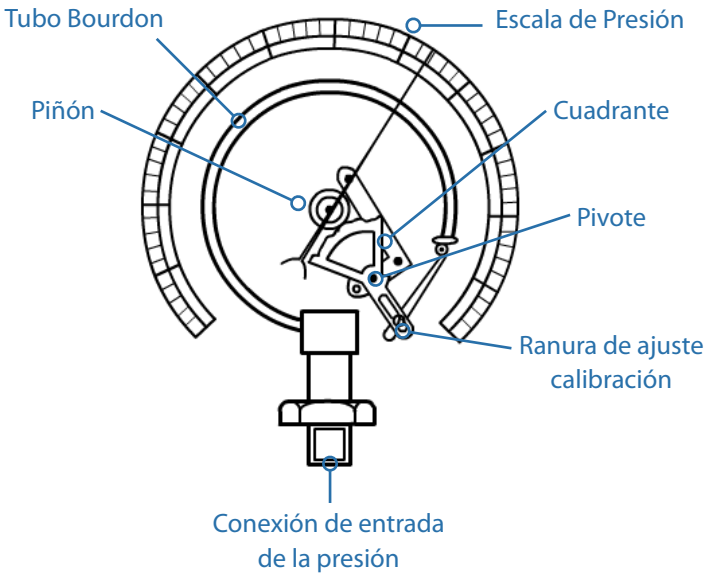
$$P_1 - P_2 = \rho \cdot g \cdot h_C$$

(El barómetro común es un ejemplo típico de ese instrumento)

b. Tubo de salida mecánica para medida de presión

La figura muestra claramente la composición y funcionamiento de un medidor de presión basado en un tubo de Bourdon, con salida mecánica.

Se emplea para medida de presiones estáticas o de muy baja frecuencia, los 500 MN/m^2.



c. Galgas extensométricas para medida de la presión:

En este tipo de transductores de presión, el diafragma es el elemento sensor más empleado.

Normalmente las galgas están directamente adheridas al diafragma, aunque también se adhieren a una viga en voladizo, accionada en un extremo por la deformación del diafragma.

Las galgas se colocan siempre en puente completo, estando toda la circuitería propia del puente normalmente incorporada al propio transductor.

Los modelos más primitivos usaban galgas de hilo. Hoy se utilizan las galgas de plancha metálica, o incluso, las de película metálica, depositada sobre el diafragma. En este caso, dos galgas se orientan radialmente y las otras dos tangencialmente.

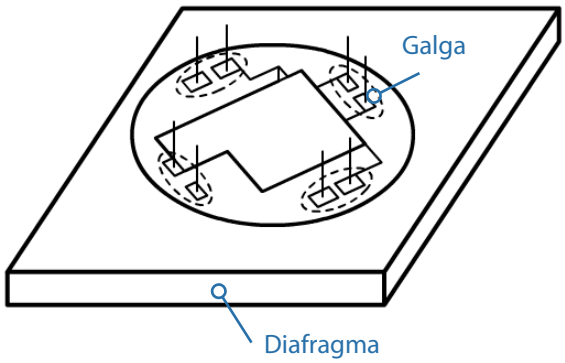
Actualmente están alcanzando un gran desarrollo las galgas semiconductoras, sobre todo las "integrales", consistentes en un diafragma de silicio tipo N dopado con un material tipo P, sobre el cual actúa directamente la presión a medir.

Las zonas dopadas forman las galgas propiamente dichas, formándose el puente por medio de brazos metálicos embebidos en el diafragma de silicio utilizando técnicas similares a la fabricación de circuitos integrados.

(Incluso en algunos diseños las resistencias de compensación, equilibrado térmico, etc., se encuentran embebidas en el diafragma).

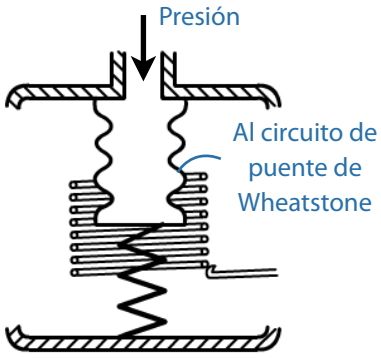
Este tipo de diafragmas alcanza rangos que van desde los 25 KPa hasta 200 MPa, con una precisión de $\pm$2% SFE y rango de temperatura de -40º C hasta + 150º C.

Su comportamiento dinámico es el típico de un transductor de segundo orden, midiendo perfectamente tanto presiones dinámicas (por encima de 50 KHz), como estáticas. La alimentación suele ser a 10 V c.c., con una salida de 100 mV máximo.



d. Transductores potenciométricos para medida de la presión:

En la figura se muestra un transductor de este tipo en el que el elemento sensor es un fuelle. Al estirarse éste por acción de la presión aplicada se desplaza el cursor sobre la bobina del potenciométrico, venciendo la acción de un resorte antagonista.



Este tipo de transductores tiene la ventaja de su simplicidad y la elevada señal de salida que no necesita amplificación. Pero sus inconveniente son muchos: no permiten la medida de presiones variables con frecuencias elevadas, su resolución es pobre, son muuy sensibles a las vibraciones, son voluminosos, sufren frecuentes desgastes, etc.

Un transductor de este tipo, que utiliza como elemento sensor un tubo de Bourdon helicoidal, tiene como características típicas las siguientes:

Rango ..... de 500 a 10.000 lb/pulg

Linealidad ..... ±1,2 % SFE

Resolución ..... ±1,2 %

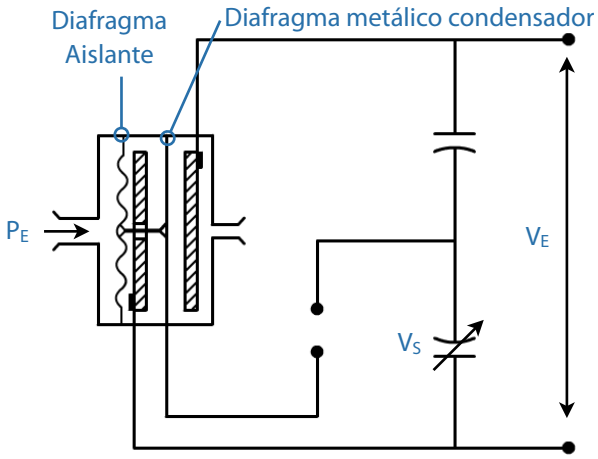
Tamaño ..... diámetro de 1 pulg; long de 2,7 pulg

Vida útil ..... 25.000 ciclos

Este tipo de medidores de presión se usan raramente en la práctica, dadas las ventajas que presentan los demás tipos.

e. Transductores capacitivos para medida de la presión:

En este tipo de medidores de presión el elemento sensor es un diafragma que se desplaza por efecto de la presión, constituyendo a su vez una de las placas del condensador que conforma el transductor primario (modelo de estator único), o estando intercalado el diafragma entre dos placas fijas (modelo de estator doble).



La figura presenta un modelo de estator doble, con la particularidad que el diafragma que hace variar la capacidad no esta en contacto directo con el gas o líquido del que se mide su presión.

Al flexionarse el diafragma del condensador, la capacidad de un estator aumenta, mientras la otra disminuye. Por ello, con un montaje conveniente como se ve en la figura, se logra una suma de capacidades, que hace que aumente la sensibilidad.

Estos transductores se caracterizan por su sencillez y robustez, necesitándose para su actuación un desplazamiento volumétrico muy pequeño (la flecha del diafragma nunca sobrepasa los 0,1 mm, para la máxima presión.

Son muy adecuados tanto para medidas estáticas como dinámicas, con un rango de funcionamiento desde 0,05 hasta 600 Kg/cm^2, con una linealidad del $\pm$ 0,5 % SFE.

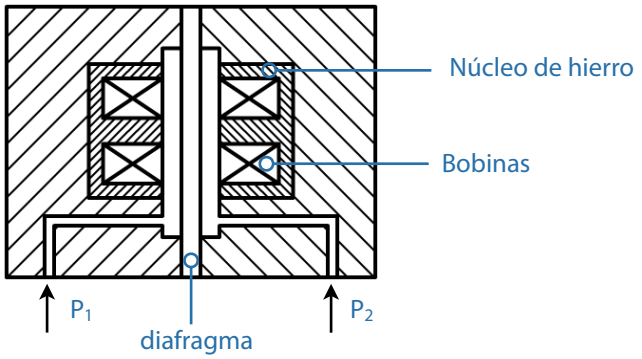
Normalmente el propio transductor incorpora toda la circuitería de amplificación y acondicionamiento de la señal, siendo salidas típicas de 10 a 50 mA, con una excitación de c.a. de alta frecuencia.

f. Transductores inductivos para medida de la presión:

En este tipo de medidores de presión el elemento sensor es un diafragma metálico que se desplaza por efecto de presión en las proximidades de una bobina, provocando un cambio en la autoinducción de ésta.

En otros casos, un diafragma desplaza el núcleo de hierro por el interior de la bobina.

La figura muestra un ejemplo de transductor inductivo con una doble particularidad: por un lado puede medir presiones relativas, al permitir la entrada por las dos caras del diafragma. Por otro lado, el diafragma puede ser cambiado (su espesor y el material), con lo que se obtiene diferentes escalas de medida.



Con un solo transductor de este tipo se pueden medir rangos de $\pm$ (1 ,5 ,25 ,100 y 500) lb/pulg^2, con una linealidad del 0,5 %.

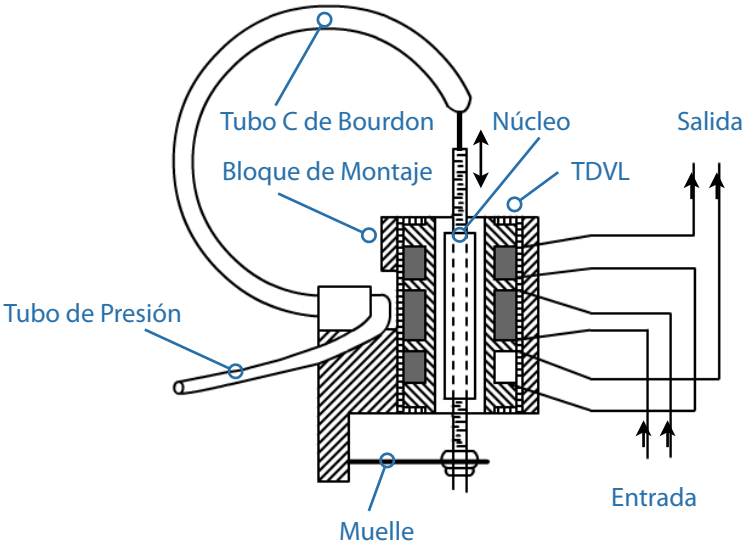
La alimentación es de c.a. de 300 Hz, dando una salida de 1,5 V. La frecuencia propia con el material más blando es de 5.000 Hz, y con el más duro, de 40.000 Hz.

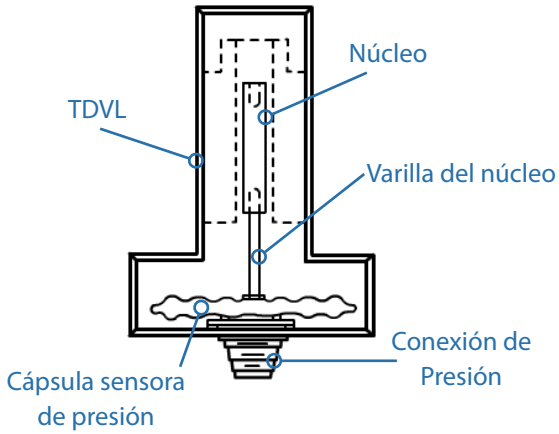
En general, estos transductores son pequeños, robustos, aptos para medidas dinámicas, pero mucho menos usados que los que se basan en el cambio de la reluctancia (LVDT).

g. Transductores LVDT para medida de la presión:

En este tipo de medidores de presión, el sensor puede ser un tubo de Bourdon (en sus diferentes formas), los fuelles, los diafragmas y las cápsulas (diafragmas dobles).

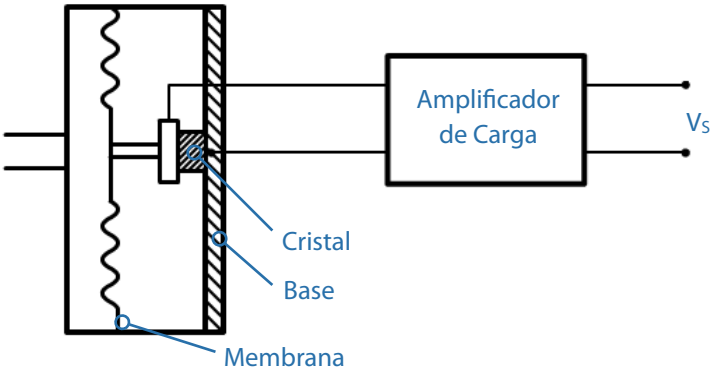
En todos ellos, el desplazamiento del elemento sensor desplaza el núcleo magnético por el interior de las bobinas que constituyen el transformador diferencial.





h. Transductores piezoeléctricos para medida de presiones:

Los transductores de presión piezoeléctricos son de los más utilizados para la medida de presiones. El elemento sensor es un diafragma que actúa sobre una serie de discos apilados de material piezoeléctrico.



Cuando al mismo tiempo de medir presiones puede estar el transductor sometido a aceleraciones se incluye también una masa sísmica, con otro cristal piezoeléctrico, que detecta la aceleración y genera una señal que compensa a la producida en los discos apilados y el diafragma por el efecto de la aceleración. Normalmente estos transductores incorporan toda la electrónica de conversión de carga y amplificación.

Estos transductores son los más adecuados para medidas dinámicas, poseyendo frecuencias propias de hasta 500 KHz y cortísimos tiempos de respuesta.

Los rangos de presión se extienden hasta los 150 MPa, siendo los más comunes de 50 a 100 MPa.

Transductores a base de cristales de cuarzo pueden trabajar hasta temperaturas de 350º C, existiendo otros materiales piezoeléctricos que soportan temperaturas mayores, e incluso existen medidores de presión con transductores piezoeléctricos refrigerados por agua.

Industrialmente existen medidores de presión piezoeléctricos de variadas formas, y para muchos usos. Algunos pueden reemplazar a una bujía en un motor de explosión (para el trazado del diafragma P-V), o situarse en la línea de inyección de fuel (para medir la presión de inyección), o medir la presión en el interior de la cámara de un cañón al ser disparado.

Valores típicos de este transductor son:

Rango ..... Hasta 5000 Bar

Frecuencia	0 - 2 KHz, para baja presión 0 - 150 KHz, para alta presión
Salida	2000 pC/bar, para baja presión 3 pC/bar, para alta presión (100 pC/bar es el valor más usual)

Rango de temperatura ..... -150ºC hasta 250ºC

i. Transductores de resistencia variable para medida de presiones:

Son los basados en la propiedad del cambio de la resistencia eléctrica de ciertos materiales conductores cuando varía la presión que actúa sobre ellos.

Entre éstos, el carbón en polvo (que disminuye su resistencia cuando es presurizado), y el "manganín" (84 % Cu; 12 % Mn; 4 % Ni) son los más usados.

Este último se usa en forma de hilo, enrollado en forma de rejilla o como láminas depositadas sobre una plancha metálica.

La presión del líquido o gas puede actuar directamente sobre el material, o a través de un elemento sensor del tipo del diafragma o de fuelle.

La manganina se emplea preferentemente para la medida de presiones elevadas, de hasta 1.400 TPa (400 Kbar) en periodos transitorios (ondas de choque).

Su sensibilidad es del orden de 2,1 a 2,8 μΩ/Ω/KPa.

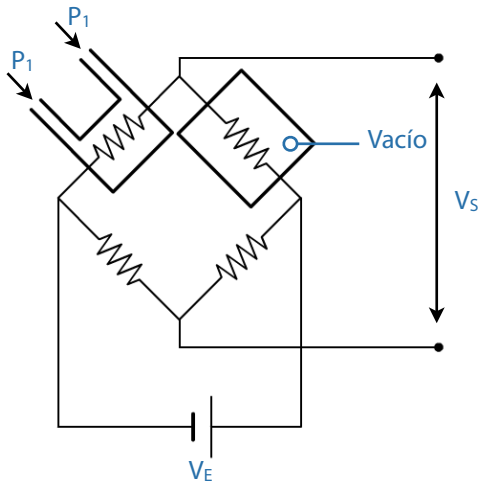
j. Transductor de Pirani para medida de presiones:

Se emplea sólo en la medida de presiones por debajo de la atmosférica.

Consiste en un filamento de tungsteno, calentado por una corriente constante a 160º C y situado en una cámara de vacío, y otro idéntico situado en la cámara con el gas cuya presión se quiere medir, y que por lo tanto, puede perder calor por conducción. Precisamente esta pérdida de calor, más o menos rápida según la cantidad de moléculas de gas presentes, origina un cambio en la resistencia del filamento.

Ambos filamentos se conectan a los brazos de un puente de Wheastone, alimentado por corriente contínua. La variación en la resistencia se refleja en una modificación de la tensión de salida.

Evidentemente, sólo pueden usarse para medidas de presión estáticas, entre 100 mbar y 10^{-4} mbar, con tiempos de respuesta del orden de 50 ms.



El circuito de medida completo comprende la calibración de puente, compensación de temperatura, equilibrado, etc., no representados en la figura.

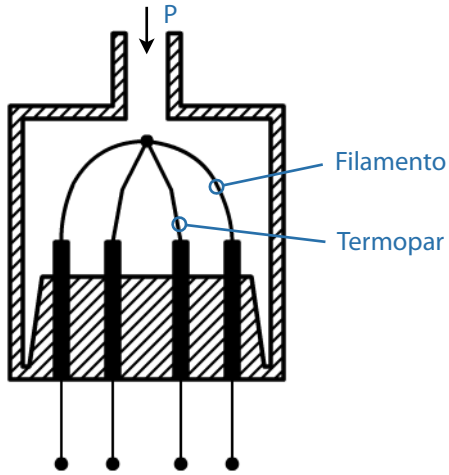
Este transductor es compacto y de funcionamiento sencillo, pero su principal inconveniente es que la calibración del puente depende de la composición del gas medido.

k. Transductores de termopar para medida de presiones:

Se emplean sólo para la medida de presiones estáticas, por debajo de la atmosférica.

El elemento sensor es en este caso un termopar, el cual detecta los cambios habidos en la temperatura de un filamento caldeado situado en el seno de la cámara de gas cuya presión se desea medir.

La figura muestra un esquema del conjunto.



Sin embargo, por lo general no se coloca filamento, y se provoca directamente el calentamiento del termopar.

Para compensar la temperatura ambiente se usa un segundo termopar, dentro de un tubo sellado al vacío, y calentado con la misma corriente. El conexionado entre ambos se efectúa de manera que la diferencia de tensiones entre ambos termopares sea proporcional a la presión.

Estos transductores se caracterizan por un bajo

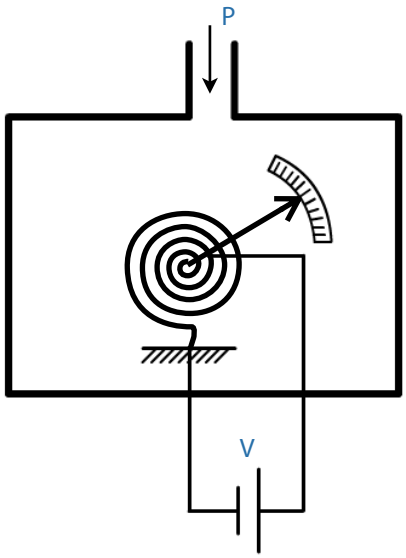
coste, duración y confiabilidad.

Su principal inconveniente es que son sensibles a la composición del gas, tienen características no lineales (precisan de un circuito de linearización) y pueden arder si se exponen calientes a la presión atmosférica.

Su rango de medidas varía desde 10-2 hasta 10-4 Tor. (desde 4 mbar hasta 10-3 mbar).

l. Transductores bimetálicos para medida de presiones:

El elemento sensor es una espiral bimetálica calentada por una corriente estabilizada, e introducida en una cámara con el gas cuya presión se desea medir.

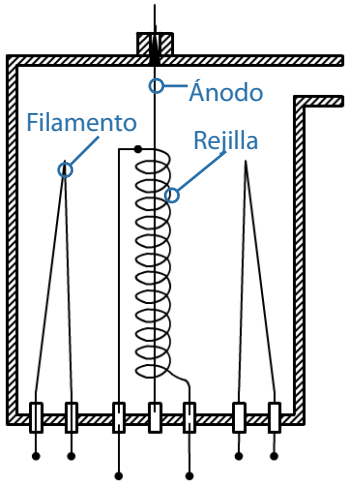


Cualquier cambio en la presión origina un cambio de temperatura que hace que la espiral modifique su posición.

Un índice mecánico señala en una escala convenientemente graduada la presión existente.

m. Transductores de ionización de filamento caliente para medida de presión:

El elemento sensor es un triodo de cátodo caliente (sonda de Bayard-Alpert) en el que el ánodo (colector de iones positivos, al mantenerse a una tensión negativa) es un hilo central, rodeado por la rejilla (que se mantiene a una tensión positiva), con el filamento (cátodo, emisor de electrones cuando se calienta) localizado alrededor de la rejilla.



Los electrones emitidos por el cátodo caliente se aceleran hacia la rejilla positiva.

En su camino encuentran moléculas del gas, con las cuales colisionan e ionizan.

Los iones positivos formados son atraídos hacia el ánodo negativo, (filamento central), produciéndose una corriente de ionización que es proporcional al número de

moléculas existentes, o en otra forma, a la presión del gas.

Estos transductores son muy sensibles, y miden vacíos extremadamente altos.

Tienen el inconveniente de ser sensibles a la composición del gas, y que el filamento puede arder si se somete a presiones del orden de 10^{-3} mmHg.

Su rango de medida es de 10^{-3} a 2 x 10^{-11} Tor.

4.9. Medida de sonido.

4.9.1. Características del parámetro a medir:

De una manera objetiva, el sonido puede definirse como la propagación de una perturbación de la presión a lo largo de un medio físico (aire, agua, acero, etc.)

En otras palabras, el sonido no es más que una sucesión más o menos rápidas de variaciones de la presión en un medio físico, por encima y por debajo de la presión estática imperante. Tales perturbaciones de la presión se "propagan" por el medio desde la fuente la originaria del ruido (un elemento vibrante, como puede ser una placa metálica que oscila en el seno del aire, por ejemplo), con una velocidad que depende de la naturaleza del medio y de las constantes que lo definen y a la que se llama "velocidad del sonido en tal medio".

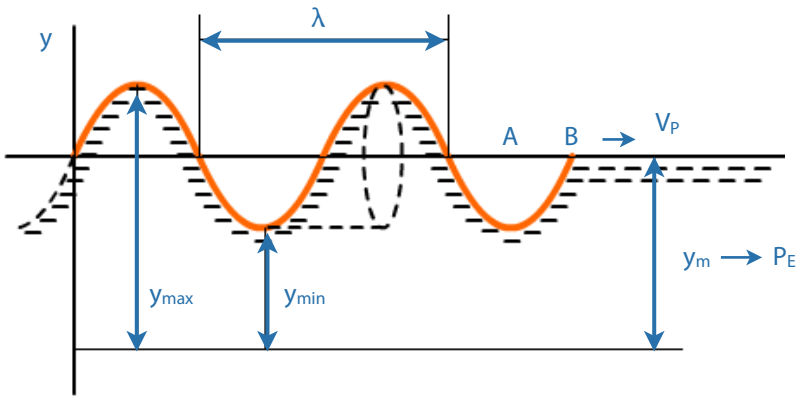
Desde el punto de vista subjetivo, el sonido puede definirse como la sensación que siente un humano cuando su oído es excitado por variaciones en la presión del aire que oscila arriba y abajo de la presión atmosférica imperante.

En la figura se ha representado el caso de la superficie de un líquido en reposo (un estanque) sobre el cual se desplaza una "ola" causada por una perturbación en su superficie.

Físicamente, cada partícula de agua se desplaza "arriba y abajo", en un pequeño movimiento helipsoidal cerrado (no existe desplazamiento neto de partículas a lo largo del eje x). Estos desplazamientos van transfiriendo energía a las partículas vecinas, que también oscilan arriba y abajo. Debido al amortiguamiento (rozamiento fluido), el movimiento de las partículas (de tipo oscilatorio) iría decreciendo en amplitud, salvo que la fuente de la perturbación siga excitando al fluido.

Situación "instantánea".

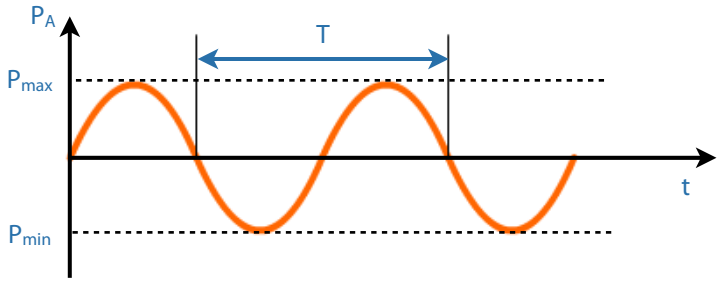
La onda se ha propagado desde su origen hasta el punto B, con la velocidad de propagación V_P.



La amplitud de esta onda es Y_{max} - Y_{min}. Su longitud es λ.

Evolución "temporal": En un punto de la superficie tal como el A, la presión (directamente relacionada con la altura) y oscila por encima y por debajo de la presión estática P_E, entre los valores extremos P_{max} y P_{min}, siendo T el período de la oscilación. Si la frecuencia es f, tendremos:

$$T = 1 / f \text{ (segundos)}$$



Estando relacionados λ y f por la expresión:

$$\lambda = V_P / f = V_P \cdot T \text{ (metros)}$$

La velocidad de la propagación del sonido en el aire viene dada por la expresión:

$$V_P = \sqrt{1,4 \cdot \frac{p_0}{\delta}}$$

siendo P_o la frecuencia estática y δ la densidad. A la presión atmosférica, $V_P \approx 344$ m/s.

(Para otros medios los valores standard en m/s son: agua, 1372; hormigón, 3084; hierro y acero, 5182; cristal, 3658; madera, 4000).

Refiriéndonos ahora concretamente al sonido en el aire, los parámetros que lo definen, desde un punto de vista objetivo, son su presión (en bar o pascal), su intensidad (en w/m^2), su frecuencia (en Hz) y su naturaleza (si es continuo o transitorio).

Desde un punto de vista subjetivo, los parámetros que lo definen son la "sonoridad" y el "nivel de ruido".

Los primeros pueden ser medidos con instrumentos, y son sobre los que vamos a centrar nuestra atención. Los segundos se "miden" con referencia a unos estandares, internacionalmente aceptados, y por salirse del campo de estudio de la instrumentación para el análisis y diseño de máquinas no vamos a considerarlos en toda su amplitud.

Dado que la presión en una onda sonora ha de medirse siempre respecto de una presión de referencia (vacío absoluto, presión atmosférica, etc.), se ha adoptado para la medida de los parámetros objetivos señalados, no sus valores "absolutos", sino unos valores "relativos", referidos a unos valores internacionalmente aceptados.

Por otro lado, y como tendremos ocasión de ver más adelante, los rangos de estos parámetros son tan amplio que su representación gráfica se hace prácticamente imposible, al menos que se utilice una escala logarítmica.

Por ambos motivos se ha extendido en la medida de los parámetros del sonido el uso de "niveles en decibelios"

Nota: Para un parámetro cualquiera C se define su nivel (en decibelios) por la expresión:

$$\text{"nivel de C"} = 10 \cdot \log_{10} (C/C_O)\ dB$$

siendo C el valor del parámetro en cuestión y C_o el valor de referencia para tal parámetro.

Nivel de potencia de una fuente de sonido se define por:

$$N_W = 10 \cdot \log (W/W_O)\ dB$$

Siendo W la potencia de la fuente que genera el sonido y $W_O = 10^{-12}$ vatios la potencia de la fuente de referencia.

(Evidentemente, $W = W_O \cdot \text{antilog} (N_W/10) = W_O \cdot 10^{Nw/10}$)

Valores de referencia son los siguientes:

Susurro ..... $N_W = 50$ dB

Voces (en una conversación) ..... $N_W = 70$ dB

Tocadiscos ..... $N_W = 90$ dB

Motor de aeroplano ..... $N_W = 120$ dB

Órgano ..... $N_W = 130$ dB

Aeroplano de 4 motores ..... $N_W = 140$ dB

Cohete espacial ..... $N_W = 195$ dB

Nivel de intensidad del sonido (en un punto)

$$N_I = 10 \cdot \log (I/I_O) \text{ dB}$$

siendo I la intensidad del sonido en w/m^2 (flujo de energía sonora que traspasa la unidad de área colocada en tal punto y en una dirección especificada) e I_O la intensidad del sonido en ese mismo punto e igual dirección generada por una fuente de 10^{-12} w.

Nivel de presión del sonido.

Dado que la presión de un sonido está relacionada con su intensidad por la expresión:

$$I = P^2 / \delta \cdot V_P, \text{ es decir, } I = P^2$$

se define el nivel de presión del sonido por la expresión:

$$N_P = 10 \cdot \log (P^2 / P^2_O) \text{ dB}$$

$$N_P = 20 \cdot \log (P / P_O) \text{ dB}$$

siendo P el valor de la presión en Pascales (valor instantáneo o valor r.m.s., según se desee. Este último es el más usual y se ha elegido por ser, como sabemos, independiente del ángulo de desfase entre los diferentes componentes que pueda contener la señal de presión, (en el caso de que ésta sea compleja), y P_O el valor de referencia tomado de $20x10^{-6}$ Pa (0,0002 µbar).

(Se ha tomado este valor por ser la presión del "sonido más bajo" que percibe un adulto medio, cuando la frecuencia del mismo es de 1000 Hz).

Nota: A título de recordatorio conviene ver los resultados de las operaciones de suma, resta y cálculo de valores medio cuando se emplean los decibelios.

Supongamos que se desean sumar m valores de niveles de presión del sonido, dados genéricamente por la expresión:

$$N_{P1} = 10 \cdot \log (P^2 / P^2_O)_1 \, dB \qquad [1]$$

Despejando $(P^2 / P^2_O)_1 = \text{antilog} (N_{P1} / 10)$, *tendremos:*

$$\left(\frac{p^2}{p_0^2}\right)_1 = \text{antilog}\left[\frac{N_{P1}}{10}\right] \qquad [2]$$

Para los n valores podremos escribir las expresiones:

$$N_{Pn} = 10 \cdot \log \left[\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{p^2}{p_0^2}\right)_1\right] dB$$

y también:

$$N_{Pn} = 10 \cdot \log \left[\sum_{i=1}^{n} \text{antilog}\left(\frac{N_{P1}}{10}\right)\right] dB$$

de lo cual puede obtenerse:

$$N_{Pn} = 10 \cdot \log \left[\sum_{i=1}^{n} 10^{N_{P1}/10}\right] dB$$

De igual manera también podía obtenerse el nivel de potencia suma de una serie de fuentes de sonido de potencias individuales N_{Wi}

$$N_{Wn} = 10 \cdot \log \left[\sum_{i=1}^{n} 10^{N_{W1}/10}\right] dB$$

A título de ejemplo, la suma de $N_{P1} = 90$ *dB;* $N_{P2} = 95$ *dB y* $N_{P3} = 88$ *dB da:*

$N_{Pn} = 10 \cdot \log (10^{90/10} + 10^{95/10} + 10^{85/10})$ *dB*

$N_{Pn} = 10 \cdot \log (10^{9} + 10^{9,5} + 10^{8,8})$ *dB* $= 10 \cdot \log (4,79 \cdot 10^{9})$

$N_{Pn} = 96{,}8\ dB$

Es fácil de demostrar que la suma de dos niveles idénticos de decibelios, por ejemplo, $N_P\ dB + N_P\ dB$ *da como resultado la misma cantidad más 3 dB.*

$$N_P\ dB + N_P\ dB = N_P + 3\ dB$$

También es fácil de demostrar que si la diferencia de valores entre los dos decibelios a sumar es mayor de 10 dB, la suma está comprendida entre el valor del sumando mayor y éste más 0,5 dB.

$$Si\ N_{P1} = N_{P2} + (\geq 10)\ dB$$

$$N_{P1}\ dB + N_{P2}\ dB = N_{P1} + (\leq 0{,}5)\ dB$$

Esto indica que la desaparición del sumando más bajo (para diferencias mayores de 10 dB) apenas afecta al resultado final.

La sustracción de decibelios también puede ejecutarse en forma similar a la suma, siendo lo más usual la sustracción del nivel de presión del sonido del ambiente N_{Pa} *de otro sonido en estudio* N_{PE} *(por ejemplo, restar del nivel de presión del sonido medido con una máquina en movimiento, el nivel cuando la máquina se para).*

Como sabemos:

$$(P^2/P^2_O)_E = 10^{NPE/10}$$

$$(P/P_O)_a = 10^{NPa/10}$$

Restando:

$$N_{Pd} = 10 \cdot \log\left[(P^2/P^2_O)_E - (P^2/P^2_O)_a\right] = 10 \cdot \log\left(10^{NPE/10} - 10^{NPa/10}\right)\ dB$$

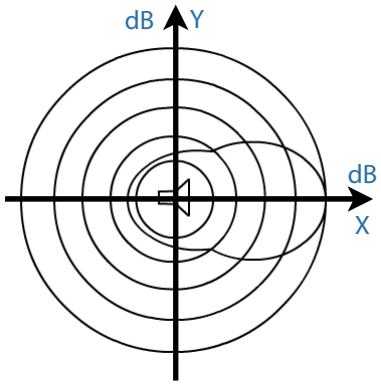
siendo N_{Pd} *el nivel de presión del sonido diferencia.*

Finalmente el cálculo del valor medio (por ejemplo, de diferentes valores de nivel de presión del sonido tomado en diferentes puntos de un recinto, o en el mismo punto, pero en diferentes instantes) puede hallarse de la misma forma que la suma, por la expresión:

$$N_p = 10 \cdot \log\left[\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} 10^{N_{p1}/10}\right] dB$$

En general, las fuentes de sonido no "irradian" de manera uniforme en todas las direcciones.

Por ello, se define también un término llamado "directividad", el cual define las características direccionales de una fuente de sonido.



En la figura se ha representado una sección plana del espacio de audición de un altavoz, en donde se aprecia claramente su directividad.

Matemáticamente, la directividad se define a través del factor de directividad Q y del índice de directividad D.I.

El primero se define para cada punto (caracterizado por la distancia a la fuente y el ángulo con que la mira) por la relación entre la intensidad del sonido $I_{r\theta}$ medida en ese punto y la intensidad I_r medida en el mismo punto si la potencia total de la fuente fuese irradiada uniformemente en todas direcciones (por ello a I_r no se le ha puesto el subíndice θ).

$$Q = I_{r\theta}/I_r = P^2_{r\theta}/ P^2r$$

siendo P_r el valor r.m.s. de la presión del sonido en una esfera de radio r originada por una fuente ideal de igual potencia, situada en su centro, y que irradia uniformemente.

El indice de directividad se define como:

$$D.I. = 10 \cdot \log (p^2_{r\theta}/ P^2r)\ dB$$

que también puede expresarse en términos de nivel de presión del sonido.

$$D.I. = 10 \cdot \log \left[\frac{\left(p_e^2 / p_o^2 \right)_r}{\left(p^2 / p_o^2 \right)_r} \right] dB$$

$$D.I. = 10 \cdot \log \left(\frac{p_e^2}{p_o^2} \right)_r - 10 \cdot \log \left(\frac{p_e^2}{p_o^2} \right)_r \quad dB$$

$$D.I. = N_{P\,(r\theta)} - N_{Pr}$$

siendo N_{pr} el nivel de presión del sonido en una esfera de radio r, en cuyo centro se encuentra la fuente ideal que con la misma potencia que la ideal, irradia uniformemente en todas direcciones.

Nota: En la práctica, el valor N_{pr} se calcula como el valor medio del nivel de presión del sonido en una esfera de radio r trazada alrededor de la fuente real de sonido, y en una cámara totalmente desprovista de reververaciones y otros efectos distorsionantes (cámaras anecoicas).

Como en la práctica es bastante difícil disponer de cámaras anecoicas lo suficientemente grandes para situar la fuente de sonido suspendida en su centro (piénsese en motores, por ejemplo), se han desarrollado técnicas para calcular este valor medio en cámaras anecoicas semiesféricas (con la fuente situada en su base), o con otras formas diversas.

Su estudio se sale de este trabajo, por lo cual remitimos al lector interesado a la bibliografía expuesta.

La medida del sonido, tanto en el aire como en el agua, presenta un gran interés en Ingeniería Mecánica.

La medida del sonido en el aire es importante para el desarrollo de equipos menos ruidosos (el ruido elevado es causa de trastornos en la salud, tales como irritabilidad y pérdida de audición, pérdida de eficiencia y seguridad en los operarios, impide la comunicación verbal, etc.), para el diagnóstico del estado de las máquinas (en la medida que existe una relación directa entre el ruido y la vibración que lo causa, en este caso), para el diseño más correcto de máquinas (piénsese que una cubierta de chapa de una máquina puede al vibrar originar un ruido que la haga inaceptable para el usuario, o en un caso opuesto, la vibración sobre una pieza, originada por un ruido fuerte y de gran frecuencia, puede causar una fatiga en la misma - fatiga acústica - produciéndose su rotura).

La medida del sonido en el agua ha alcanzado un gran desarrollo en los sistemas de conar (detección de bancos de peces, topografía submarina, etc.), así como en los de detección e identificación de vehículos submarinos.

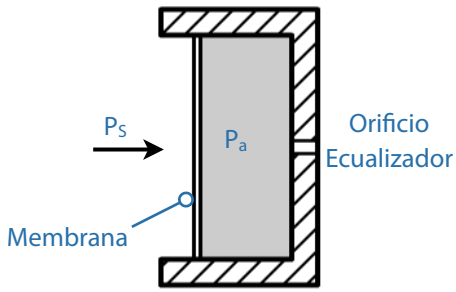
4.9.2. Métodos teóricos de medida:

Dado que la medida del sonido no es más que una medida de presiones (en un gas o en el agua), los métodos empleados para las medidas de aquellos son los que también se usan para la medida del sonido.

Sin embargo, de todos los allí expuestos sólo se usa para la medida del sonido la conversión de la presión en una fuerza (actuando la presión sobre una área dada), y luego aplicar ésta sobre un sensor elástico cuya deformación puede ser medida con un transductor primario que origine una señal eléctrica de salida.

En la práctica, el elemento sensor es siempre un diafragma que o bien transmite su movimiento al transductor primario, o bien constituye él mismo el propio transductor, como veremos en algunos casos.

El elemento sensor se configura generalmente como una sonda de presión manométrica, de manera que por un lado actúa la presión del sonido que se quiere medir y por el otro lado del diafragma actúa la presión atmosférica estática, lo cual se consigue con el "orificio ecualizador".



El orificio ecualizador no es más que un orificio lo suficientemente estrecho para que las rápidas oscilaciones de la presión del aire no puedan atravesarlo, aunque sí las variaciones lentas.

Precisamente el nombre de orificio acualizador procede de la propiedad que tiene de "igualar" las presiones estáticas, o de variación lenta, a ambos lados de la membrana.

La presencia de este orificio hace que este sensor no responda a presiones estáticas ni de variación lenta (lo que en general no causa ningún problema, pues tampoco el oído humano responde a frecuencias inferiores a los 10 - 20 Hz), por cuya razón también existen sistemas con cámaras de vacío, sin orificio conectado a la atmósfera.

(En realidad, el orificio ecualizador se comporta como un filtro de paso bajo).

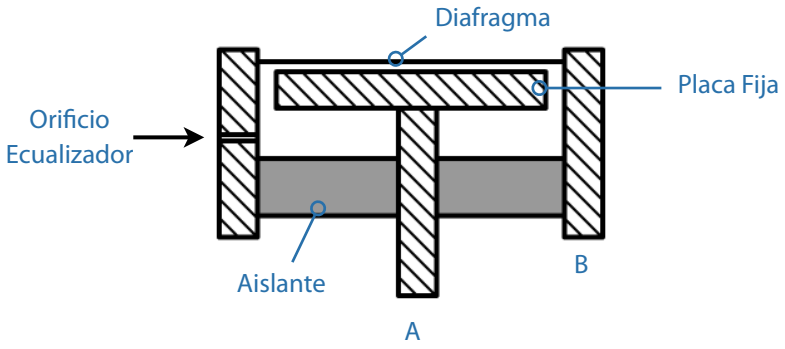
4.9.3. Transductores primarios:

Dado que para la medida del sonido (mejor, de la presión del sonido) se usa siempre un sensor de diafragma, el cual actúa sobre el transductor primario, se conoce a este conjunto como "micrófono", pudiendo ser éstos de varios tipos, según sea el transductor primario empleado.

En la práctica se usan micrófonos de los siguientes tipos:

- Micrófonos capacitativos, dentro de los cuales existe un modelo llamado Electret, en el cual el diafragma y el transductor primario forman una sola pieza.
- Micrófonos piezoeléctricos, con diferentes realizaciones.
- Micrófonos electromagnéticos, también llamados dinámicos o de bobina móvil.

a. Transductores capacitativos para la medida del sonido: Micrófonos capacitativos.

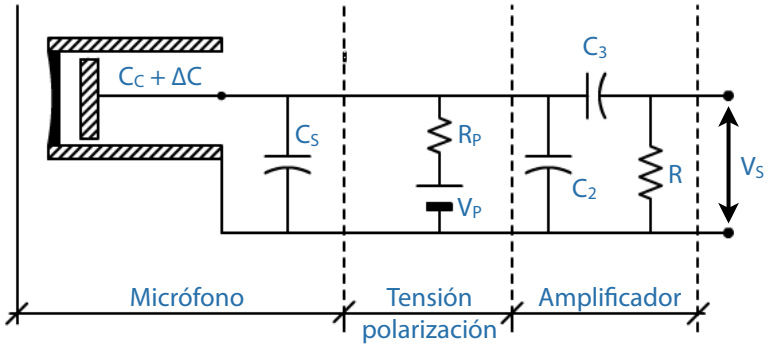


La figura representa la configuración básica de un micrófono de este tipo.

El diafragma metálico está unido mecánica y eléctricamente a la cápsula, formando una de las placas del condensador (la cual se mantiene a potencial fijo, puesta a tierra, por ejemplo). La otra placa la forma la armadura posterior, inmóvil, colocada en el ancapsulado mediante un material aislante que a su vez aisla la cavidad del aire (excepto el que pasa a través del orificio ecualizador).

Las dos placas se mantienen a una diferencia de tensión constante (tensión de polarización, que normalmente es de 200 V). Cuando el diafragma se desplaza, se produce una variación en la capacidad del condensador, que se traduce en la variación de la tensión entre los terminales A y B. Dado que esta señal es normalmente muy débil, se efectúa una

preamplificación de la misma, obteniéndose en definitiva un circuito como el que se ve en la figura.



Los micrófonos capacitativos tienen una buena respuesta en frecuencia, una alta sensibilidad, un bajo nivel de ruido, poca sensibilidad a las vibraciones del encapsulado, gran susceptibilidad a la humedad y una señal de salida muy débil (por lo que precisan una preamplificación y luego una amplificación posterior en muchos casos, según sea la cadena de medida a la que se acople).

Algunos micrófonos capacitativos trabajan con una portadora de alta frecuencia (10 MHz), en lugar de con una fuente de alimentación, con lo cual se consigue medir frecuencias más bajas.

Características típicas de micrófonos capacitativos son:

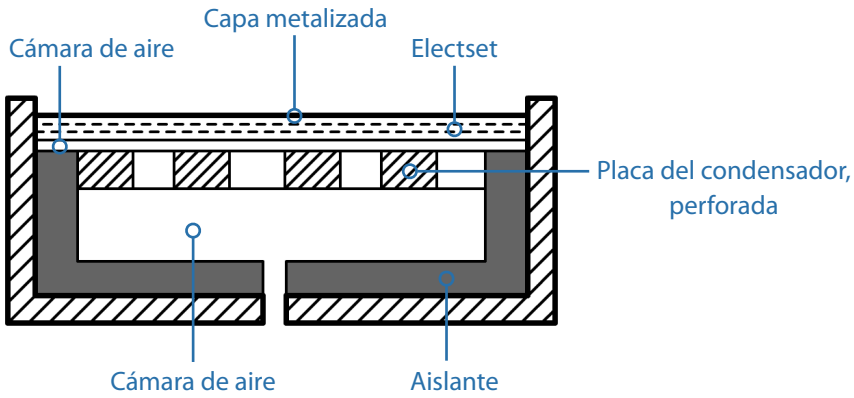
- Sensibilidad..... desde 60 hasta 120 db · V / µ · bar
- Nivel de presión máximo ..... hasta 180 dB
- Rango de temperatura ..... - 60 hasta 140 º F
- Sensibilidad a la vibración..... 90 dB/g
- Rango de frecuencias ..... desde 20 hasta 140 KHz

b. Transductores capacitativos para la medida del sonido: Micrófonos electret.

Los micrófonos electret son unos micrófonos capacitativos en los cuales el aire entre las placas se ha sustituido por una capa de dieléctrico permanentemente polarizado (el electret). En consecuencia, estos micrófonos no necesitan una tensión de polarización, diciéndose que son micrófonos "autopolarizados".

Por otro lado, la utilización de esta capa de dieléctrico sólida permite disminuir la distancia entre placas, aumentando así la capacidad del sensor.

La figura muestra la construcción de un micrófono de este tipo.



La placa exterior del micrófono la constituye una fina capa metálica depositada sobre el dieléctrico o electret.

Este conjunto es el que recibe directamente la acción de la presión del aire, deformándose, y desplazando el aire de una estrecha cavidad a través de los agujeros perforados en la placa rígida posterior.

Como se ve, la capa metalizada está unida al encapsulado y perfectamente aislada de la capa interior del condensador.

Nota: La fabricación del electret o dieléctrico polarizado se realiza colocando una hoja de material (poliéster, floruro de carbonato, etc.) entre dos electrodos planos y paralelos, y calentando el conjunto hasta una temperatura de 130º a 150º C para el poliéster y de 230º C para el fluoruro de carbonato, a la vez que se aplica una tensión de 4000 V entre las placas. Manteniendo el campo eléctrico se va enfriando el material, quedando así este polarizado cuando se alcanza la temperatura ambiente.

Para los electretes de fluoruro de carbono el tiempo de polarización a la temperatura ambiente alcanza varios años.

Una ventaja de este tipo de micrófonos es su baja sensibilidad a las vibraciones (piénsese lo importante que ello puede ser en audífonos, los cuales pueden verse sometidos a vibraciones de 1 g cuando la persona corre o salta, dando lugar en micrófonos piezoeléctricos, por ejemplo, a salidas de 90 dB sólo por esa causa).

Por contra, un inconveniente importante es su mal comportamiento frente a los cambios de temperatura (por variación de la constante dieléctrica).

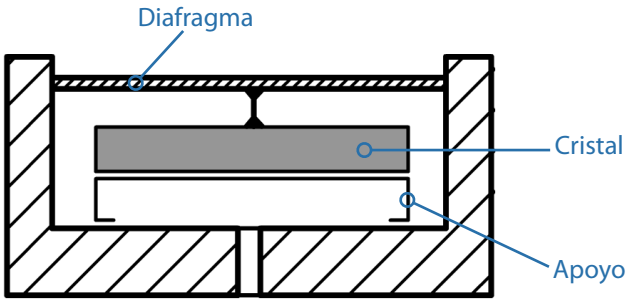
Este micrófono, al igual que el anterior, también necesita un preamplificador para aumentar la débil señal de salida del condensador.

También presentan la ventaja de eliminar la necesidad de una tensión de polarización, así como una construcción simple y robusta.

Su sensibilidad es del orden de 60 dB V/μ bar con una frecuencia de resonancia del orden de los 14 KHz.

c. Transductores piezoeléctricos para la medida de sonidos: Micrófonos piezoeléctricos:

La figura muestra la construcción de un micrófono de este tipo.



El diafragma metálico se deforma por la presión del aire y actúa sobre el material piezoeléctrico, deformándolo a su vez, y dando lugar a la aparición de una tensión de salida (como sabemos, no necesitan ninguna alimentación exterior, aunque sí un amplificador de carga).

El elemento piezoeléctrico puede trabajar a compresión, cortadura y flexión, siendo este último el caso más frecuente, pudiendo encontrarse el cristal biapoyado (como se ve en la figura) o en voladizo.

En muchos micrófonos de este tipo no existe una cavidad interior de aire, montándose directamente el diafragma sobre el material piezoeléctrico.

Incluso en los hidrófonos (micrófonos para la medida del sonido en el agua) la presión de ésta actúa directamente sobre el cristal piezoeléctrico, careciendo de diafragma (que es sustituido por una simple cápsula de neopreno, para su impermeabilización).

Como ventajas de este tipo de micrófonos pueden señalarse su elevada capacidad, robustez mecánica, ausencia de una fuente exterior de energía, amplio rango dinámico. Como inconveniente pueden señalarse su baja sensibilidad acústica y su gran sensibilidad a las

vibraciones (en algunos micrófonos de este tipo se incorpora un sistema para compensar el efecto de las vibraciones).

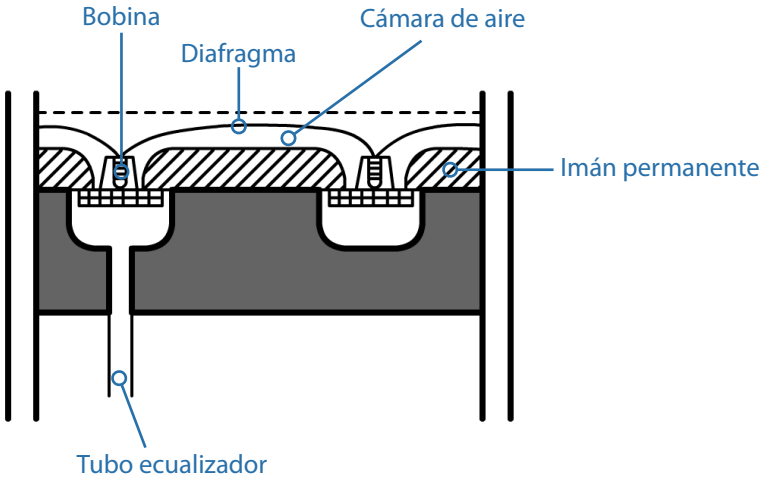
Características típicas de estos micrófonos son:

- Sensibilidad..... desde 60 hasta 120 dB · V/µ bar
- Nivel máximo de presión ..... hasta 200 dB
- Rango de temperatura ..... desde - 65º F hasta 500 º F
- Sensibilidad a vibraciones ..... desde 90 hasta 120 dB/g
- Rango de frecuencias ..... hasta 100 KHz, siendo lo más usual 20 KHz

d. Transductores electromagnéticos para la medida del sonido: Micrófonos dinámicos:

La figura representa la configuración básica de un micrófono de este tipo.

El elemento sensor es un diafragma al cual se sujeta la bobina, la cual se mueve en el entrehierro de un imán permanente.



Las variaciones de la presión del aire actúa sobre el diafragma, desplazando la bobina en el campo magnético del imán, e induciendo una corriente sobre la misma.

Las ventajas más destacables de estos micrófonos son su baja impedancia (que permite la utilización de cables largos), su bajo nivel de ruido y el no necesitar alimentación externa.

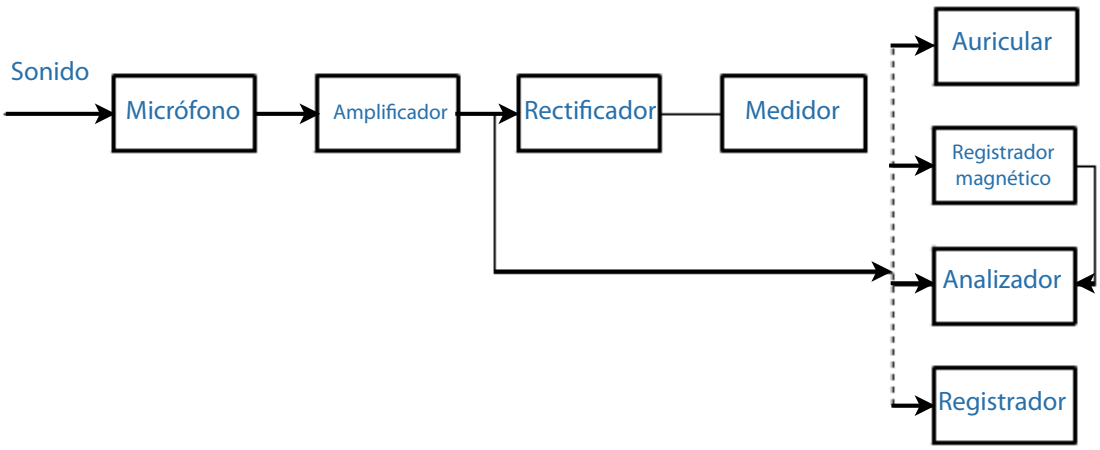
Sus principales inconvenientes son su elevada sensibilidad a los campos magnéticos exteriores así como a las vibraciones (debido a la masa de la membrana y bobina). La respuesta dinámica no es tan plana como la de los otros micrófonos.

Características típicas de estos micrófonos son:

- Sensibilidad..... 80 dB · V/µ bar
- Nivel máximo de presión ..... 150 dB
- Rango de temperaturas ..... de 14º F hasta 158 º F
- Sensibilidad a la vibración ..... 90 dB por g
- Impedancia de salida ..... 15 Ω
- Rango de frecuencias ..... de 20 KHz a 10 KHz

4.9.4. La cadena de medida para el análisis de sonidos en I. M.:

Para la medida y análisis de sonidos se emplea una cadena como la mostrada en el esquema adjunto:



El micrófono puede ser cualquiera de los tipos analizados.

El amplificador es normalmente a.c., aún cuando con una respuesta en frecuencia plana en el intervalo 20 Hz y 31,5 KHz, y con una alta impedancia de entrada. La ganancia es normalmente variable a voluntad, en escalones de 10 dB.

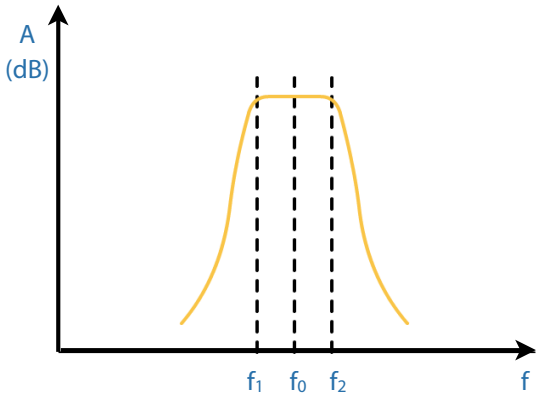
El rectificador se usa cuando se desea convertir la señal a continua para visualizarla en un medidor.

Desde el amplificador puede llevarse la señal a cualquiera de los sistemas señalados en el cuadro, tanto para su registro como para su análisis.

Un aspecto importante del análisis del sonido lo constituye la descomposición de una señal compleja en un conjunto de "bandas de frecuencia", operación que se realiza en los analizadores de espectros.

Estos pueden ir desde los más complejos, como un A.S.D.F.F.T., hasta los más simples (y por ello, los más empleados) tales como analizadores de banda de octava y los analizadores de banda estrecha (que no son más que analizadores de filtros paralelos).

Los analizadores de banda de octava son quizás los más usados en I.M. Ellos separan el espectro en frecuencia de una señal sonora en conjunto de "bandas" cada una con una anchura de una "octava", alrededor de la frecuencia central elegida f_o. Tal separación se efectúa con un filtro de banda de paso.

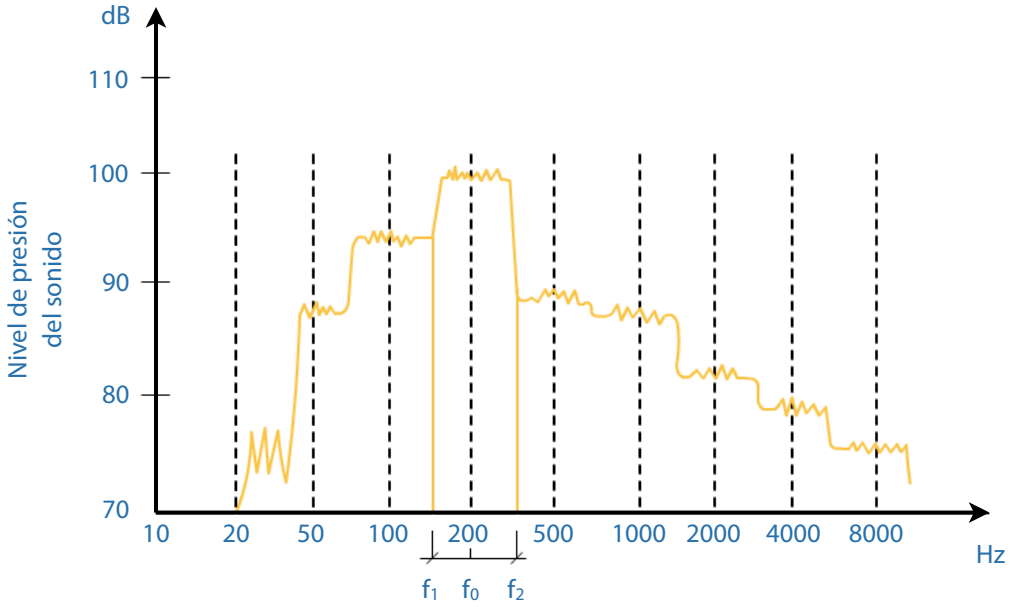


Si f_1 es la frecuencia se corte inferior y f_2 la superior, el ancho de banda será (f_2 - f_1).

Se dice que la anchura es de 1 octava, alrededor de la frecuencia central f_o, cuando se cumple que $f_2 = 2f_1$, para lo cual ha de verificarse también que $f_1 = f_0 / \sqrt{2}$ y $f_2 = \sqrt{2} \cdot f_0$

Las frecuencias centrales comúnmente usadas (en el rango de frecuencias audibles) son 31,5; 63; 125; 250; 500; 1000; 2000; 4000; 8000; 16000 Hz.

La figura representa un registro del sonido de un compresor de aire, obtenido con un analizador de bandas de octava (y con el micrófono situado a 5 ft del compresor).



Como se ve, cada filtro de octava, situado sobre la correspondiente frecuencia central f_0, define un "escalón" del espectro de frecuencias caracterizado por una amplitud determinada, siendo todos ellos de la misma anchura.

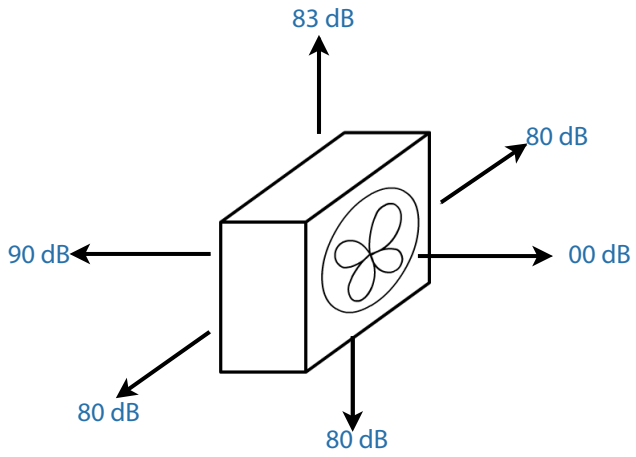
Los analizadores de banda estrecha usan filtros de banda de paso más estrechos que los anteriores, siendo los más comúnmente usados los de 1/3 de banda de octava y los de 1/10 de banda de octava. Con estos, evidentemente, se mejora la resolución del espectro en frecuencia de una señal sonora (al mismo tiempo, se incrementa también el número de frecuencias centrales usadas).

Nota: Existen también analizadores de sonido de bandas de octava y de banda estrecha que no mantienen fijo el ancho de banda para todas las frecuencias, sino que éste varía en función del valor de la frecuencia central. Estos se conocen con el nombre de analizadores de ancho de banda de "porcentaje constante".

4.9.5. Aspectos prácticos en la medida de sonidos: Propagación del sonido:

En principio y como tónica general, puede considerarse que el sonido se propaga se manera uniforme, a partir de la fuente, en todas direcciones (formándose ondas de presión esféricas, cuyo centro es la fuente).

Sin embargo, en fuentes de sonido reales (como puede ser una máquina vibrando) la manera en que el sonido es "radiado" desde la fuente está relacionado con sus dimensiones. Así por ejemplo, cuando la longitud de onda del sonido radiado es grande comparada con las dimensiones de la fuente, ésta puede admitirse que irradie sonido uniformemente en todas direcciones. Por el contrario, cuando la longitud de onda es pequeña en comparación con las dimensiones de la fuente, el sonido es irradiado con mayor intensidad en unas direcciones que en otras.

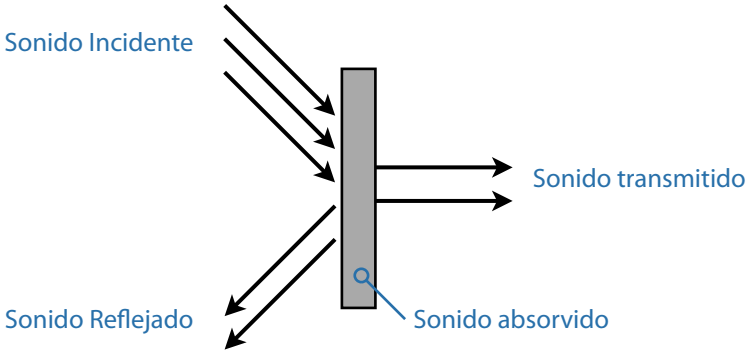


Por otro lado también se ha comprobado que en el aire la amplitud de la onda de presión que se propaga desde una fuente, libremente, decrece a la mitad cuando la distancia a la misma se dobla.

(Esto significa que el nivel de presión del sonido decrece en 6 dB cuando la distancia pasa de 1 a 2 m; en 12 dB, cuando pasa de 2 a 4 m; etc.).

Lo expuesto en el párrafo anterior es cierto solamente en el caso de que la propagación de la onda no encuentre obstáculos.

En el caso de que estos existan, una parte del sonido se refleja, otra parte es absorbida por el objeto y otra parte lo atraviesa y es de nuevo irradiado.



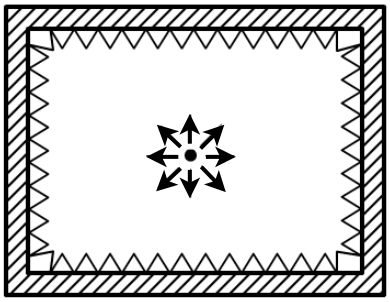
La cantidad que se absorbe, refleja y transmite depende de las características acústicas (elásticas, etc) del objeto, de su forma y tamaño, y de la longitud de onda de la señal sonora incidente.

(Por ejemplo, una longitud de onda en el aire de 3,4 cm, equivalente a 10 KHz, se ve fuertemente perturbada por un pequeño objeto situado en su campo, mientras que el mismo objeto no perturbaría apreciablemente una onda de 3,4 m, equivalente a 100 Hz).

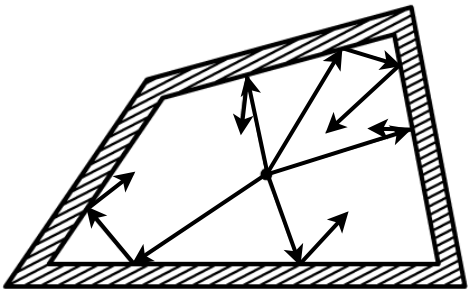
Un campo de sonido en el que éste se propaga sin encontrar ningún obstáculo se le denomina "campo libre". Carece por tanto, de ondas de sonido "reflejadas".

Estas condiciones se dan sólo en la práctica en espacios abiertos amplios (como puede ser el sonido emitido por una sirena situada en un poste alto, sin edificios próximos), o en salas especialmente acondicionadas de manera que sus paredes absorban todo el sonido incidente o lo transmitan al exterior sin reflejos ninguno, denominadas "cámaras anecoicas".

Cámara anecoica



Cámara reverberante



Al contrario que las cámaras anecoicas, las "cámaras reverberantes" están construidas de paredes duras y lo más reflectivas posibles a las ondas de sonido, evitando incluso las caras paralelas. De esta forma, al sonido de la fuente se superpone, en cada punto el proveniente de múltiples reflexiones, quedando "confinada" en esta cámara toda la potencia sonora emitida por la fuente.

El campo sonoro de este movimiento se le denomina "campo difuso".

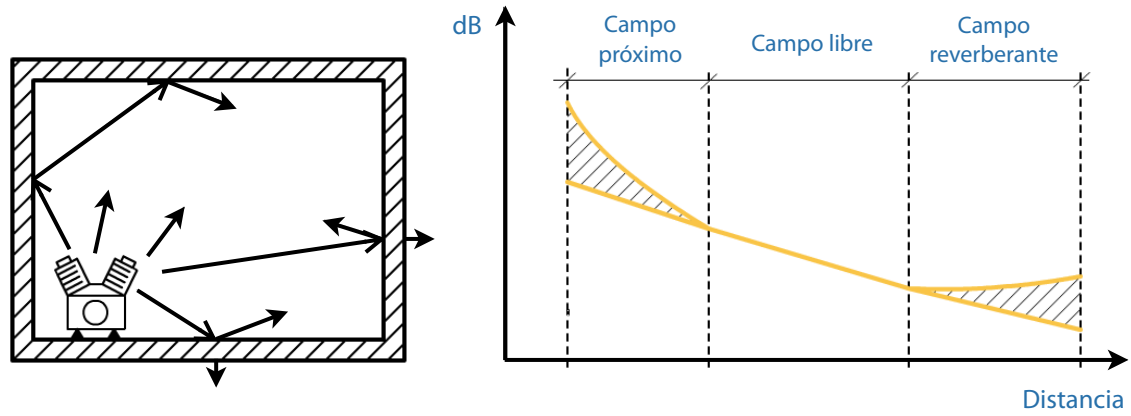
(Se define el "tiempo de reverberación" como el tiempo que transcurre, desde el momento en que se desconecta la fuente sonora hasta que la presión en un punto desciende en 1/1000 de su valor original o lo que es igual, el tiempo que se tarda en producir un descenso del nivel de presión del sonido de 60 dB).

En un campo libre puede medirse el nivel de presión sonora en diferentes puntos, de manera que la caída de este nivel en 6 dB cuando se duplica la distancia caída constatarse. Por el contrario, en un campo difuso el nivel de presión del sonido es prácticamente el mismo en

todos sus puntos (por lo que también se le conoce como campo de presión), por lo que la regla anterior no se cumple. Sin embargo, si es posible medir en este caso la potencia sonora total irradiada por la fuente, lo que convierte a las cámaras reverberantes en un auxiliar importante para las investigaciones del ruido en máquinas, instalaciones de aire acondicionado, grifería, etc.

En el caso de cámaras reales, en cuyo interior se encuentran fuentes de sonido (máquinas funcionando, etc.) la situación es bastante compleja, pudiendo haber zonas donde predomine la radiación directa (y por tanto se tengan las condiciones de campo libre) y otras donde predominen las reflejadas (y se parezca más a un campo difuso).

En la figura se han representado una cámara real con una sola fuente de sonido en su interior (un compresor) y al lado un gráfico en el cual se representa en abscisas la distancia a la fuente (en una escala logarítmica) y en ordenadas el nivel de presión del sonido (mediso siempre a la misma altura sobre el suelo).



Si la cámara donde se encuentra la máquina es lo suficientemente grande, pueden encontrarse tres zonas diferenciadas:

Una primera zona, caracterizada por fuertes cambios en el nivel de presión del sonido, que se sitúa en las proximidades de la máquina y en una distancia menor que una longitud de onda o que dos veces la longitud mayor de la fuente. Esta zona se conoce como "campo próximo" y en ella deben evitarse las medidas tendentes a conocer el comportamiento sónico de una máquina, instalación, etc.

Una tercera zona, denominada "campo reverberante", mucho más alejada de la máquina, caracterizada porque el nivel de presión del sonido se mantiene constante al variar la distancia a la máquina. En esta zona, los sonidos reflejados (por la máquina, o por ruidos

ambiente que pudieran existir) son tan fuerte como los procedentes de la misma máquina, por lo cual tampoco su medida permitiría conocer el comportamiento sónico de la máquina.

Finalmente, entre ambos campos se encuentra el "campo libre", en el cual la presión cae 6 dB cuando la distancia se duplica, y es donde deben realizarse las medidas para conocer el comportamiento sónico de la máquina.

(Evidentemente, en cámaras pequeñas y/o fuertemente reverberantes, el campo libre no existe. En este caso, y si los ensayos de medida del nivel de presión del sonido se establecen para la protección auditiva de los operarios, por ejemplo, la medida ha de efectuarse en la posición de trabajo de éstos).

Los micrófonos y el campo sonoro:

Lo que se pretende medir con un micrófono es el nivel de presión del sonido, en un campo sonoro ¡pero en las condiciones que éste tendría si no se encontrase el micrófono!, dado que como sabemos la presencia de éste perturba, en mayor o menor medida, el propio campo sonoro.

En efecto, la impedancia acústica de un micrófono (que en definitiva es un cuerpo rígido en gran parte) es completamente diferente de la del medio (aire), por lo cual las ondas de sonido, al chocar contra él, produce reflexiones complejas que dependen de la frecuencia de la señal sonora, de la dirección de propagación, y del tamaño y forma del micrófono.

Cuando la longitud de onda es grande comparada con las dimensiones del micrófono (frecuencias bajas) el efecto de estas reflexiones no es muy importante, y el micrófono mide con bastante fidelidad la presión de campo libre.

Pero cuando la frecuencia de la señal sonora es muy alta, la longitud de onda puede ser más pequeña que las dimensiones del micrófono, funcionando éste como un "muro", haciendo que aparezcan sobre el diafragma ondas estacionarias que elevan el nivel de presión del sonido ficticiamente.

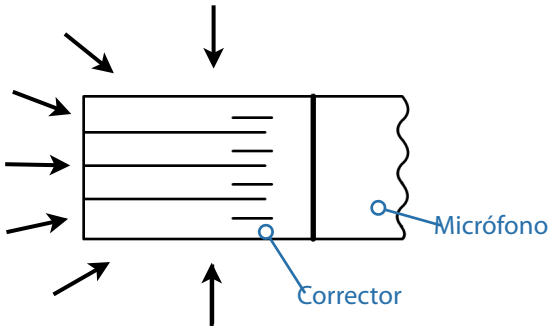
En concreto, el aumento de presión del sonido puede ser el doble del previamente existente, cuando la dirección de la onda sonora es perpendicular al diafragma.

Sin embargo, para las ondas que se propagan paralelas al diafragma, el promedio de presión sobre su superficie es cero, por lo que el micrófono no acusará la presencia del campo de sonido.

Ambos aspectos indican que diámetro del diafragma debe ser lo más corto posible, para evitar los problemas señalados.

Los micrófonos diseñados de manera que tengan la misma sensibilidad para los sonidos provenientes de diferentes direcciones se dice que son omnidireccionales.

Como para aumentar la sensibilidad de un micrófono se precisa que el tamaño no sea muy pequeño, se recurre a dotar a los mismos de una cápsula correctora, denominada "corrector de incidencia aleatoria", lo cual mejora la omnidireccionalidad del mismo.



En la práctica se construyen micrófonos con una electrónica incorporada que permiten una autocorrección de los propio efectos que su presencia causa en el campo sonoro, de manera que la medida efectuada corresponda a la de campo libre: se denominan "micrófonos de campo libre".

Los micrófonos que no poseen tal corrección se denominan "micrófonos de presión". Finalmente, aquellos especialmente diseñados para medir ondas que inciden desde cualquier dirección, simultáneamente, se denominan "micrófonos de incidencia aleatoria".

Evidentemente, la medida del nivel de presión del sonido en campo libre, con un micrófono de presión, introduce errores aun cuando los fabricantes suministran tablas y gráficos que permiten su corrección.

Consideraciones prácticas sobre la medida:

La medida del sonido con micrófonos puede verse perturbada por múltiples causas, tales como:

- Presencia del operador, el cual puede causar sombras sobre los sonidos que llegan de ciertas direcciones, o convertirse en un reflector de sonidos (en frecuencias alrededor

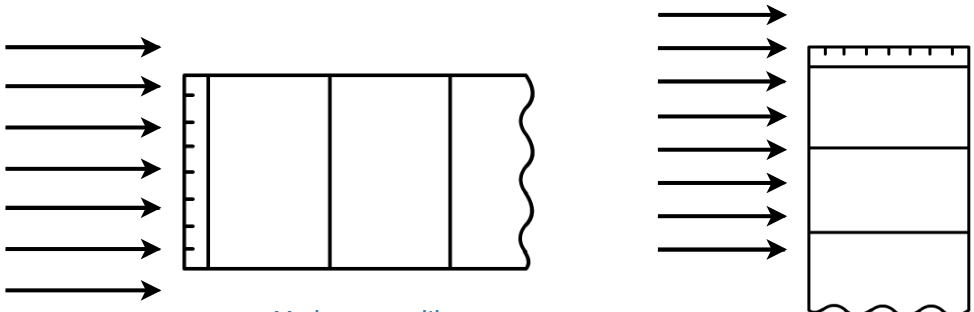
de 400 Hz las reflexiones del cuerpo pueden causar errores de 6 dB) cuando el micrófono se encuentra a 1 metro de distancia).

Para aminorar este problema se coloca el micrófono sobre un trípode, lejos del operador.

- Presencia del propio aparato de medida, especialmente cuando éste es un medidor de nivel de presión sonora integrado (que comprende el micrófono analizador, etc., formando un conjunto de regulares dimensiones).

  Para minorar este problema se construyen estos aparatos con forma cónica, para perturbar en la menor medida posible el campo sonoro.

- Los micrófonos de campo libre han de colocarse con el diafragma perpendicular a la propagación del sonido (apuntando a la fuente) mientras que los micrófonos de presión se colocan con el diafragma paralelo a la dirección del sonido.

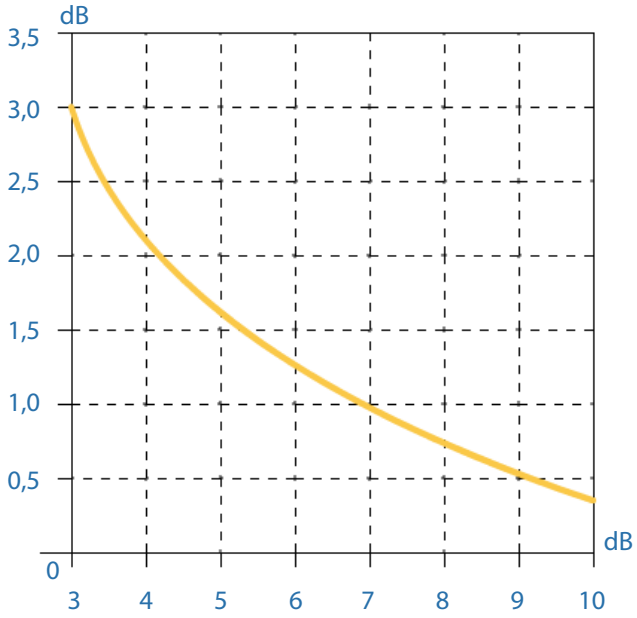


M. de campo libre

M. de presión

- La presencia de un ruido de fondo puede afectar de manera importante la medida del sonido procedente de una fuente (por ejemplo, cuando se quiere medir el ruido producido por una máquina, en presencia del ruido producido por otras).

  En general, si el nivel de ruido de la máquina en ensayo excede en 10 o más dB el ruido de fondo, éste puede despreciarse a efectos de la medida. Sin embargo, si la diferencia es menor de 10 dB, el ruido de fondo afecta al valor obtenido para la máquina de ensayo, y debe ser aplicado un factor de corrección dado por la gráfica adjunta.



En abscisas se representa la diferencia entre el nivel de presión del sonido total (ruido de fondo más máquina de ensayo) y el ruido de fondo (con la máquina en ensayo parada).

En ordenadas se representa el valor que ha de ser sustraído del total medido (máquina más ruido) para obtener el valor del nivel de presión del sonido producido por la máquina. Como se observa en la gráfica, cuando la diferencia es menor de 3 dB no existe un factor corrector a aplicar. En este caso sólo cabe disminuir el ruido ambiente, bien parando las máquinas que lo causan, o bien colocando "barreras acústicas temporales" que lo disminuyan.

- La presión ambiente también puede afectar a la medida con micrófonos, sobre todo cuando la variación de presión es mayor del 10% de la atmosférica a nivel del mar.

  Los fabricantes dan coeficientes correctores para considerar estos efectos.

- La temperatura también puede afectar a la sensibilidad de los micrófonos, aún cuando algunos trabajan correctamente correctamente entre - 40º C y 150º C.

  Los fabricantes suministran en todo caso los datos precisos al respecto.

- Las corrientes de aire (viento, etc.) pueden desarrollar fenómenos de turbulencias alrededor del micrófono que afectan profundamente las medidas del mismo.

Para minimizar este efecto se usan unas "pantallas antiviento" que consisten en una esfera esponjosa de polyuretano que rodea al micrófono y evita la turbulencia del mismo en su interior (siendo, lógicamente, totalmente "transparentes" a las ondas de presión sonora).

4.9.6. Medida subjetiva del sonido:

Introducción.

En todo lo visto hasta ahora se ha realizado un estudio totalmente objetivo del sonido, analizando la instrumentación para la medida de la amplitud de la onda sonora, así como el nivel en dB (comparado con una presión de referencia).

Sin embargo, ello no es suficiente. En efecto, aparte del ensayo sobre el estado de las máquinas en función de su respuesta sonora, también es de gran interés para el ingeniero mecánico, a la hora del diseño de las máquinas, y de su posterior operación, el conocer como percibe el hombre el sonido que tal máquina produce, no sólo para poder evitar los ruidos molestos que ellas pueden producir, sino incluso para poder cumplir las cada día más estrictas normas sobre las limitaciones de los niveles de ruido.

En consecuencia, en lo que sigue vamos a centrar la atención en "cómo percibe el hombre el ruido de las máquinas" y como puede medirse esta magnitud "subjetiva".

El oído humano tiene una gran sensibilidad, así como un enorme rango de funcionamiento. Su umbral de audición es de $20 \cdot 10^{-6}$ Pa mientras que el umbral de daño es de $100.000.000 \cdot 10^{-6}$ Pa.

(Correspondiente a 0 dB y 135 dB, respectivamente).

A parte de ello, el oído humano es fuertemente no lineal. En efecto, el oído humano cambia su sensibilidad con la frecuencia (por ejemplo, el nivel de presión sonora más bajo que puede captar de un sonido puro es de 0 dB a 200 Hz, pero sube a 15 dB si la frecuencia es de 200 Hz); igualmente el oído siente como "más ruidoso" un sonido complejo cuyas frecuencias se concentran en una banda estrecha que si la misma energía sonora se dispersase en una banda ancha; así mismo, un sonido que eleve su nivel rápidamente aparece más ruidos que otro que llegue al mismo nivel, pero más lentamente; un sonido intermitente o irregular parece más ruidos que si es continuo; de dos sonido del mismo nivel de presión parece más ruidoso el de más frecuencia; etc.; etc.

Como consecuencia de todo esto se han desarrollado unas medidas subjetivas del ruido (y como tales, basadas en acuerdos internacionales alcanzados en base a múltiples ensayos y

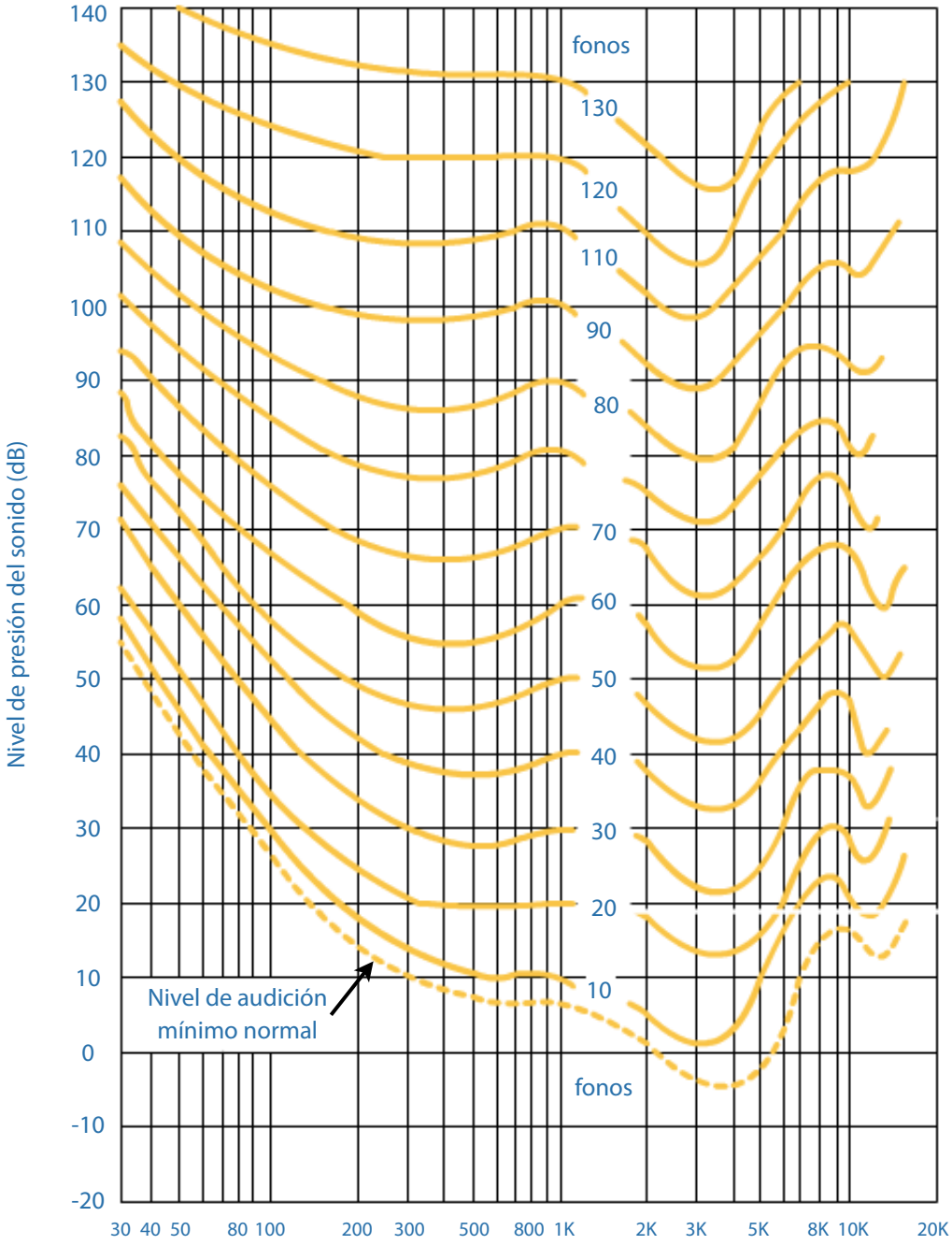
datos estadísticos obtenidos con individuos "normales") así como se han desarrollado instrumentos para su medida.

Medida subjetiva del ruido:

En la figura se ha representado las "curvas de audición", o "curvas de niveles de audición", obtenidas para sonidos puros (de una sola frecuencia), a base de comparar tal sonido puro (de amplitud y frecuencia variable a voluntad) con otro sonido puro de frecuencia igual a 1000 Hz y de amplitud conocida.

En la práctica se aplica a uno de los oídos del sujeto un sonido puro de frecuencia 1000 Hz y una amplitud (nivel de presión del sonido) de por ejemplo 40 dB; por el otro lado se va emitiendo un sonido de frecuencia fija, por ejemplo, 200 Hz, y amplitud creciente, hasta que el sujeto "sienta" la misma sonoridad (igual nivel de audición). El resultado para un individuo medio, como muestra la figura, sería de 43 dB.

Así se han obtenido todas las curvas de la figura.



Cada una de estas curvas presenta el mismo nivel de audición, para todas las frecuencias (y en particular, para la frecuencia de referencia de 1000 Hz).

El nivel de audición (de cada curva) se mide en "fonos", y se representa por un número que es la amplitud (nivel de presión sonora en dB) del sonido puro de referencia, a 1000 Hz.

En definitiva, cada curva tiene el mismo valor en fonos en todos sus puntos, representando cualquiera de ellos la combinación frecuencia - amplitud de un sonido puro que es percibido

con igual nivel de audición que un sonido puro de 1000 Hz, con la amplitud indicada por la curva para esa frecuencia de referencia.

Del análisis de estas curvas se deducen algunas peculiaridades del comportamiento del oído humano:

- En primer lugar se observa que la máxima sensibilidad del oído se encuentra en la banda de 2 KHz a 5 KHz.

- En segundo lugar, el valor mínimo de las curvas de audición se encuentra siempre sobre los 4 KHz (máxima audición del sujeto).

- En tercer lugar, las curvas de audición tienden a la horizontalidad para niveles de presión del sonido muy altos, lo que significa que para presiones altas, la "audición" de un sonido varía poco con la frecuencia.

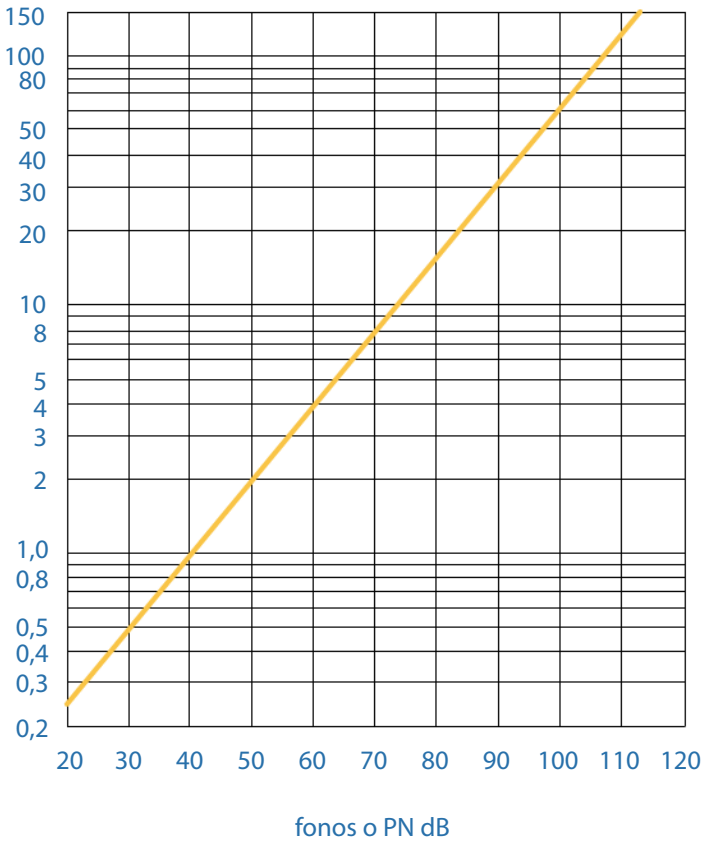
Otro aspecto también importante del oído humano, y que demuestra su fuerte "alinealidad" se encuentra en la medida de la "intensidad de audición".

En efecto, para un sonido puro y una frecuencia dada, el nivel de presión del sonido ha de aumentarse en 10 dB para que el nivel de audición aumente el doble (subjetivamente, para que parezca un sonido de doble intensidad).

Para cuantificar esta relación se establece el concepto de "sonoridad" de un sonido, siendo su unidad el "son" que corresponde a la sonoridad de un sonido puro de 1000 Hz, con un nivel de presión de 40 dB.

(De la figura anterior se deduce que una audición de 40 fonos correspóndese a una sonoridad de 1 son).

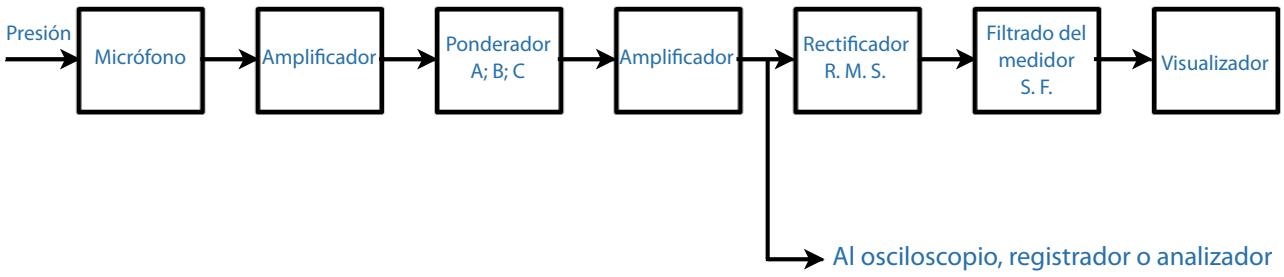
La figura representa la relación entre fonos y sones.



Instrumentos para la medida subjetiva del ruido: sonómetros:

Los sonómetros no son más que medidores del nivel de presión del sonido pero con unas características apropiadas que asemejan su comportamiento al del oído humano.

La figura representa el esquema de un sonómetro simple, que consta del micrófono, el amplificador c.a., las redes de ponderación, otro amplificador c.a., el rectificador, el circuito de filtrado para el medidor y el visualizador.



El micrófono es del tipo de los estudiados (normalmente capacitativos o piezoeléctrico).

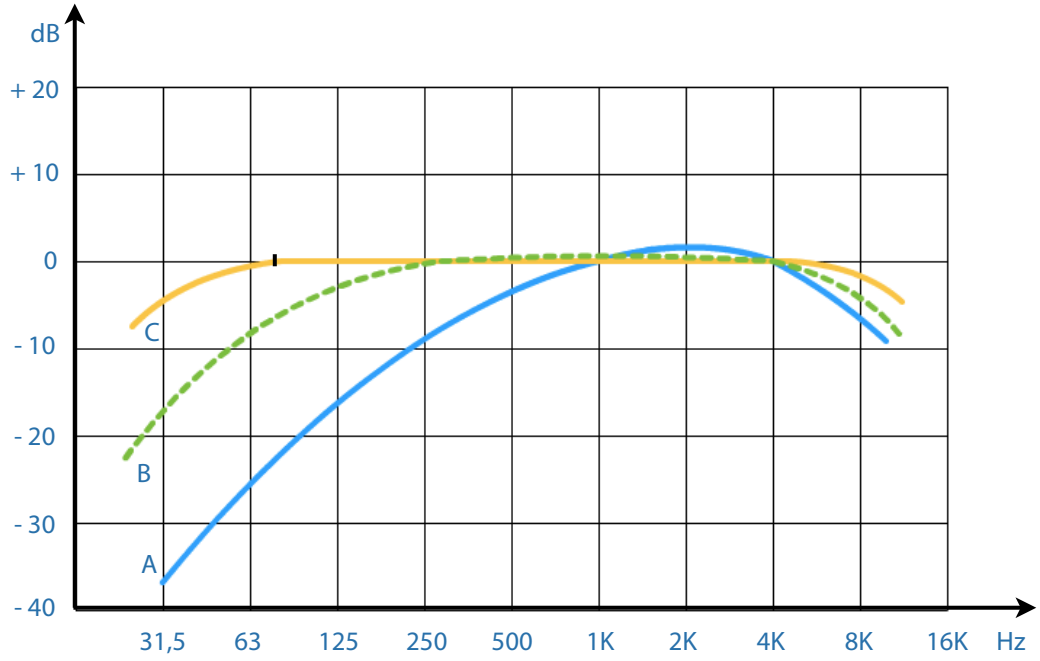
Como su salida es muy débil, se amplifica la señal en el primer amplificador.

A continuación del primer amplificador se colocan las "redes de ponderación", que son más que filtros cuya respuesta a la frecuencia se ajusta aproximadamente a la respuesta en frecuencia del oído humano.

Como por otra parte la respuesta del oído también varía con la amplitud del sonido, se introducen redes de filtrado diferentes para distintos valores del nivel de presión del sonido.

En la práctica se usan tres redes diferentes, denominadas A, B y C: la primera para niveles desde 0 hasta 55 dB, la segunda entre 55 y 85 dB y la tercera para más de 85 dB.

La respuesta en frecuencia de cada una de estas redes puede verse en la figura.



La curva A es la que más se parece a las curvas de "niveles de audición" (para pequeños valores de niveles de presión del sonido) (obsérvese que la señal se atenúa para bajas frecuencias, lo que también ocurre con el sonido humano: para bajas frecuencias necesita mayor presión del sonido "para oír lo mismo" que a altas frecuencias de 4 KHz).

Por esta razón, la ponderación A es las más usada para la medida en sonidos en los que se desea conocer su repercusión sobre el hombre.

Al contrario que la red A, la C tiene una respuesta prácticamente plana entre 100 Hz y 4 KHz, por lo cual se emplea cuando se desea conocer la medida real de la presión del sonido (la medida objetiva, en lugar de la subjetiva).

A la salida de la red de ponderación se dispone de un nuevo amplificador que permite llevar la señal a un osciloscopio, un registrador magnético o un analizador de señales dinámicas.

Si sólo se desea el valor de la amplitud del sonido (mejor, su nivel de presión) se dispone de un rectificador y un circuito para calcular el valor R.M.S. de la señal. Este valor puede llevarse directamente al instrumento visualizador, graduado en dB.

Como los niveles de presión del sonido pueden cambiar rápidamente, se dispone de un sistema que permite amortiguar más o menos el movimiento de la aguja (a base de filtros) y que normalmente tienen dos posiciones: "slow" (el cual suaviza las oscilaciones de la aguja y permite hacer medida en máquinas, por ejemplo) y "Fast" (que permita que la aguja siga las variaciones rápidas de los cambios del nivel de presión del sonido, y se usa para medidas en ambientes urbanos, domésticos, etc.).

Algunos sonómetros también permiten medir valores picos (en lugar del valor r.m.s.), para estimar el riesgo de lesión por ruidos impulsivos. En este caso se dispone de un sistema de retención (Hold) para facilitar su lectura.

4.10. Medida de temperaturas.

4.10.1. Características del parámetro a medir:

Tal como sabemos de Termodinámica, la temperatura de un cuerpo es una medida de la energía cinética de las moléculas que lo forman.

La temperatura de un cuerpo no puede medirse directamente, sino sólo frente a otro de referencia, de manera que se dice que un cuerpo tiene más temperatura que otro cuando puestos en contacto se origina un trasvase de calor del primero al segundo.

Nota: La temperatura tiene una naturaleza completamente distinta a la longitud, masa o tiempo. En efecto, estas son "extensivas" (de manera que pueden sumarse o restarse, siendo el resultado la suma o diferencia de las variables iniciales. Por ejemplo, si dos cuerpos de igual longitud se ponen en contacto, el resultado es un cuerpo de longitud doble), mientras que la temperatura es una variable "intensiva" (la "combinación" de dos cuerpos a igual temperatura da otro cuerpo a la misma temperatura).

En consecuencia, la idea de una unidad standard de masa, longitud o tiempo, que puede indefinidamente dividirse o multiplicarse para producir cualquier magnitud de esas variables, no puede ser aplicada al concepto de temperatura.

En el Sistema Internacional, la unidad de temperatura es el Kelvin.

Se define como cero grados Kelvin (0 K), la temperatura más baja posible para cualquier sustancia. Se define así mismo como 273,15 K la temperatura del punto triple del agua.

Ambos puntos definen la escala Kelvin de temperatura, que se toma como referencia para la medida de la temperatura de cualquier cuerpo.

Tradicionalmente la escala más extendida de temperaturas era la Celsius, cuyo cero (0º C) es la temperatura de la mezcla agua-hielo, y el cien (100º C) es la temperatura de ebullición del agua a la presión de 760 mm.

La relación aproximada entre ambas escalas viene dada por la expresión:

$$x\ ^{o}C = (x + 273)\ K$$

También se usa la escala Fahrenheit que establece 32º F para la mezcla agua-hielo y 212º F para la temperatura de ebullición del agua.

La medida de temperaturas presenta un relativo interés en Ingeniería Mecánica, siendo las áreas de mayor aplicación la medida de temperaturas de sólidos (partes de máquinas en funcionamiento, como culatas de compresores y motores, toberas de reactores, etc.) medida en gases (temperaturas de gases de escapes de motores, etc.), medida en líquidos (temperatura del aceite en un motor, temperatura del líquido de refrigeración, etc.).

En general, la medida de temperaturas en I.M. se aplican al control de todos los procesos térmicos, así como al control, mantenimiento y vigilancia del estado de las máquinas.

4.10.2. Métodos teóricos de medida:

En principio, los métodos teóricos de medida de temperatura se pueden dividir en dos grandes grupos: métodos de contacto y métodos a distancia.

Los métodos de contacto pueden dividirse a su vez en dos grupos: métodos no eléctricos y métodos eléctricos.

Los métodos no eléctricos se basan en:

1. Modificación del volumen de un sólido, líquido o gas, al variar la temperatura.

2. Variación de la velocidad de propagación del sonido en un sólido, líquido o gas al variar su temperatura.

Los métodos eléctricos se basan en:

1. Generación de una f.e.m. en un termopar (efecto termoeléctrico) en función de la diferencia de temperaturas entre sus extremos.

2. Variación de la resistencia eléctrica de un conductor (o de un semiconductor) al variar su temperatura.

3. Variación de la carga generada en cristales piezoeléctricos (cuarzo) al variar su temperatura (termómetros de cristal de cuarzo).

4. Variación del "ruido térmico" generado en una resistencia, al variar su temperatura (termómetros de ruido).

5. Variación de las características de los materiales dieléctricos al cambiar su temperatura (termómetros capacitativos).

En cuanto a los métodos de medida sin contacto (usados para medir temperaturas muy altas o en puntos inaccesibles), se basan en:

1. Medida de la intensidad de radiación de la luz emitida por el cuerpo caliente (la cual es proporcional a su temperatura) (pirómetros ópticos).

2. Calentamiento de un termopar altamente sensible por la irradiación infrarroja procedente del cuerpo caliente (pirómetros infrarrojos).

De todos los métodos señalados, los más comúnmente utilizados en I. M., y los únicos que vamos a estudiar, son los basados en la modificación del volumen (de un sólido, líquido o gas), los basados en el efecto termoeléctrico y los basados en el efecto termoresistivo.

4.10.3. Transductores primarios a emplear:

Transductores no eléctricos:

- Transductores temperatura-desplazamiento.
    - Termómetros bimetálicos.
    - Termómetros de líquidos.

- Termómetros de presión.

Transductores eléctricos:

- Transductores termoeléctricos.
  - Pirómetros termoeléctricos.
- Transductores resistivos.
  - Termómetros de resistencia (conductores y termistores).

a. Medida de las temperaturas con termómetros bimetálicos:

Su fundamento ya se expuso al hablar de transductores temperatura-desplazamiento, por lo que no precisa ningún comentario adicional.

Son termómetros de construcción robusta y bastante exactos, teniendo el inconveniente que no pueden usarse "a distancia" (excepto que se les adose un transductor de desplazamiento con salida eléctrica).

Su uso más extendido se encuentra dentro de los sistemas de control de temperaturas (del tipo de "encender" y "apagar").

También se emplean como interruptores de sobrecargas en aparatos eléctricos.

Su rango de trabajo oscila entre -100º F y 1000º F, con imprecisiones no mayor del 1% SFE.

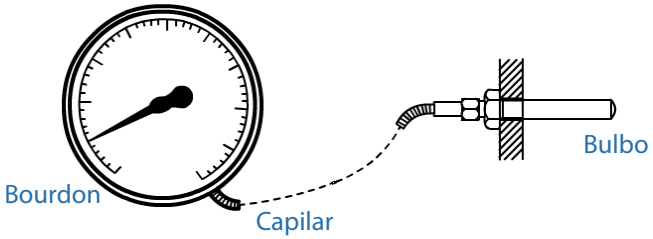
b. Medida de temperaturas con termómetros de líquidos:

Se basan en la medida de la expansión que sufre un líquido encerrado en un recipiente, cuando se incrementa su temperatura.

El más común es el termómetro de líquido en un recipiente de vidrio. Como líquidos se emplean el mercurio (entre -38º F y 1000º F), el alcohol (entre -80º F y 130º F), el pentano (-330º F), etc. El bulbo de vidrio se emplea preferentemente por su bajo coeficiente de dilatación (frente a los muy altos de los líquidos mencionados) y la facilidad de moldearlo y crear el tubo capilar sobre el que se mide la expansión del líquido.

Su inconveniente es la fragilidad, por lo que a veces se recubre de una cápsula protectora metálica (lo cual incrementa el tiempo de respuesta, debido a la inercia térmica de la misma).

En la industria también se emplean termómetros con bulbo metálico (normalmente acero). Esto permite no sólo una mayor robustez, sino también la posibilidad de una lectura remota por medio de un tubo capilar flexible conectado a un tubo de Bourdon, por ejemplo.



Los errores que pueden producirse por la dilatación del tubo capilar y el de Bourdon (los cambios de temperatura ambiente, por ejemplo) se minimizan haciendo que el líquido encerrado en estas partes del medidor sea mucho menor que el existente en el bulbo.

(Existen termómetros de este tipo con la escala graduada situada a más de 30 m del bulbo).

c. Medida de temperaturas con termómetros de presión:

Están constituidos en la misma forma que los de líquido, con un bulbo metálico, un tubo capilar (que puede llegar hasta 200 pies) y un tubo de Bourdon con escala graduada.

Existen dos tipos diferentes, uno de ellos denominado "termómetro de vapor" contiene un líquido volátil que llena parcialmente el bulbo (etano, cloruro de elico, etc.) y que se evapora o condensa en función de la temperatura de éste (a título de ejemplo, la presión del vapor del cloruro de etilo pasa de 0 a 600 lb/pulg^2 cuando la temperatura pasa de 40 a 350º F aumentando o disminuyendo la presión sobre el tubo de Bourdon.

Este sistema tiene la ventaja de ser sensible sólo a los cambios de temperatura del bulbo, y no del tubo de conexión con el Bourdon.

El otro tipo, denominado "termómetro de gas" contiene un gas no volátil, cuya presión varía al modificarse la temperatura del bulbo donde se encuentra confinado en su mayor parte (el gas suele ser nitrógeno u otro gas inerte). Tiene el inconveniente que las dilataciones producidas en el capilar hasta el tubo de Bourdon modifican la medida, aunque algunos módulos tienen unos sistemas que compensan estas variaciones.

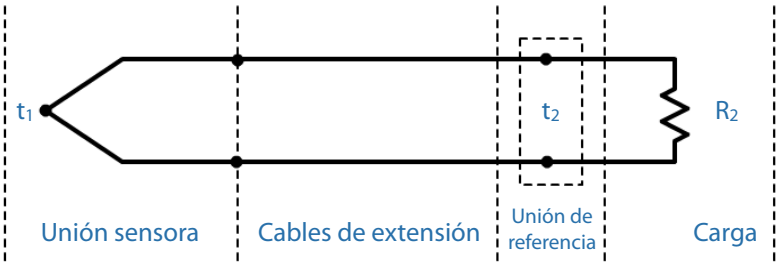
d. Transductores termoeléctricos para medida de temperaturas: Pirómetros termoeléctricos:

Los pirómetros termoeléctricos, basados en los transductores termoeléctricos, son los medidores de temperaturas más versátiles y más empleados en I.M. El fundamento de estos transductores ya se vio, por lo que no precisan una mayor aclaración.

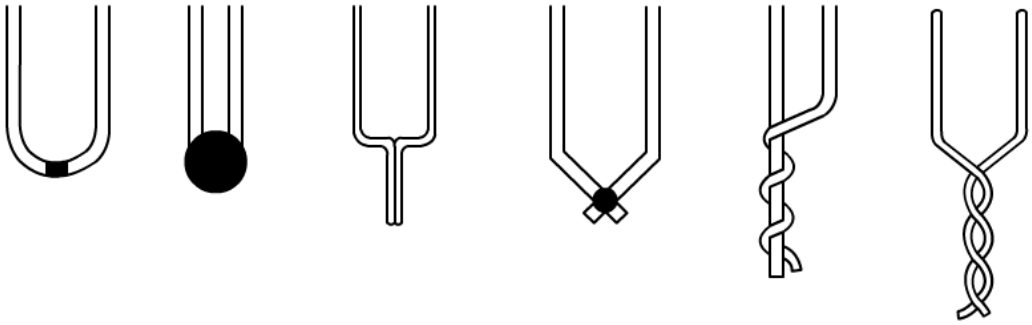
Sin embargo, el uso de estos transductores para su empleo como pirómetros precisa algunas ampliaciones, sobre todo en lo que respecta a los tipos de termopares, soldaduras de unión, cables de conexionado, etc.

El tipo más sencillo de termopar consta de dos hilos desnudos, unidos por un extremo (el que constituye la "unión sensora"), los cuales van a su vez unidos por medio de lo "hilos de extensión" (que se encuentran perfectamente aislados).

Los extremos de los hilos de extensión se mantienen a una temperatura fija y conocida, constituyendo la "unión de referencia".



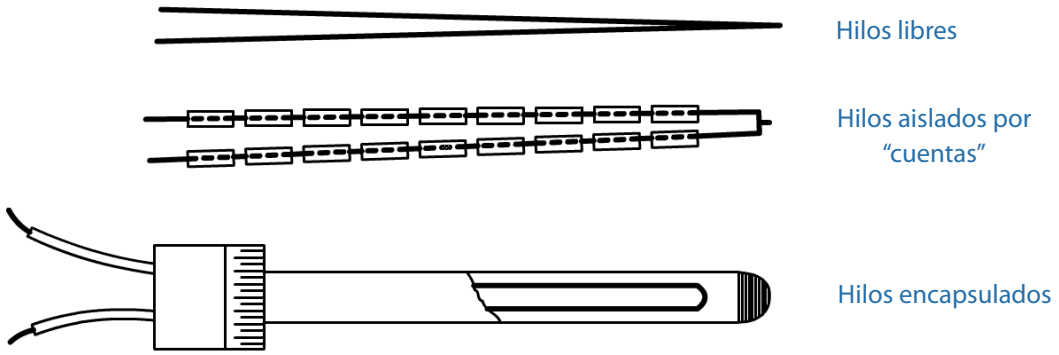
Las uniones de los dos hilos termopares pueden resolverse con técnicas diversas, como se ve en las figuras:



La unión sensora puede quedar desnuda o encapsulada.

En el primer caso, los hilos pueden estar totalmente desnudos, o ir recubiertos de un material eléctricamente aislante, como asbestos o cerámicas (con formas de "cuentas", para darles cierta flexibilidad).

En el segundo caso se utilizan cápsulas de acero en el interior de la cual se encuentran los dos hilos del termopar rodeados de un aislante eléctrico (se usan encapsulados cuando se precise una mayor resistencia mecánica, facilidades para su montaje y desmontaje), así como una protección de la oxidación, corrosión, agentes químicos, etc. Su inconveniente es que se aumenta el tiempo de respuesta del termopar).



Otro tipo de termopares también muy usados son los de tipos "sonda", colocados permanentemente en el interior del cuerpo del que se quiere conocer su temperatura, existiendo en el mercado muchos modelos diferentes.

Finalmente, también existen termopares "laminares", usados para medir la temperatura en superficie de cuerpos.

(En éstos, el termopar suele ir pegado sobre una base o matriz, a base de un material plástico resistente al calor, que es el que a su vez se pega al cuerpo).

Cuando el instrumento de medición se encuentra muy alejado del extremo sensor se utilizan los hilos de extensión. Estos se fabrican de materiales diferentes a los del termopar (que normalmente son de muy alto precio) pero han de tener propiedades termoeléctricas similares a las del termopar, dentro de su rango de temperaturas de funcionamiento (del cable, no del termopar).

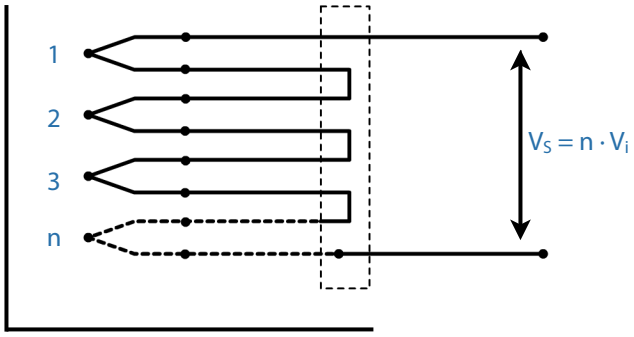
La temperatura de la unión de referencia puede ser cualquiera con tal de que se mantenga constante durante la medida.

En la práctica, los sistemas más empleados son: mantenerla a temperatura ambiente (en algunos casos se miden éstas y se hacen las correcciones oportunas de la medida); mantener la unión de referencia inmersa en un baño de agua y hielo (empleada sólo en medidas de laboratorio); usar un calefactor y un termostato para mantener la unión a una temperatura superior a la mayor temperatura ambiente esperada.

Nota: Los voltajes de salida generado por los termopares son bastantes bajos, del orden de pocos mV (en c.c.) para elevaciones de temperatura de varios cientos de grados.

Para obtener salidas mayores se emplean conjuntos de termopares conectados en serie, de manera que la tensión de salida se multiplica por el número de termopares existentes.

Todos juntos se conocen con el nombre de termopilas.



e. Medidas de temperaturas con transductores termoresistivos: Termómetros de resistencia y termistores:

Este tipo de medidores de temperatura basan su funcionamiento en el efecto termoresistivo, analizado en la página 112.

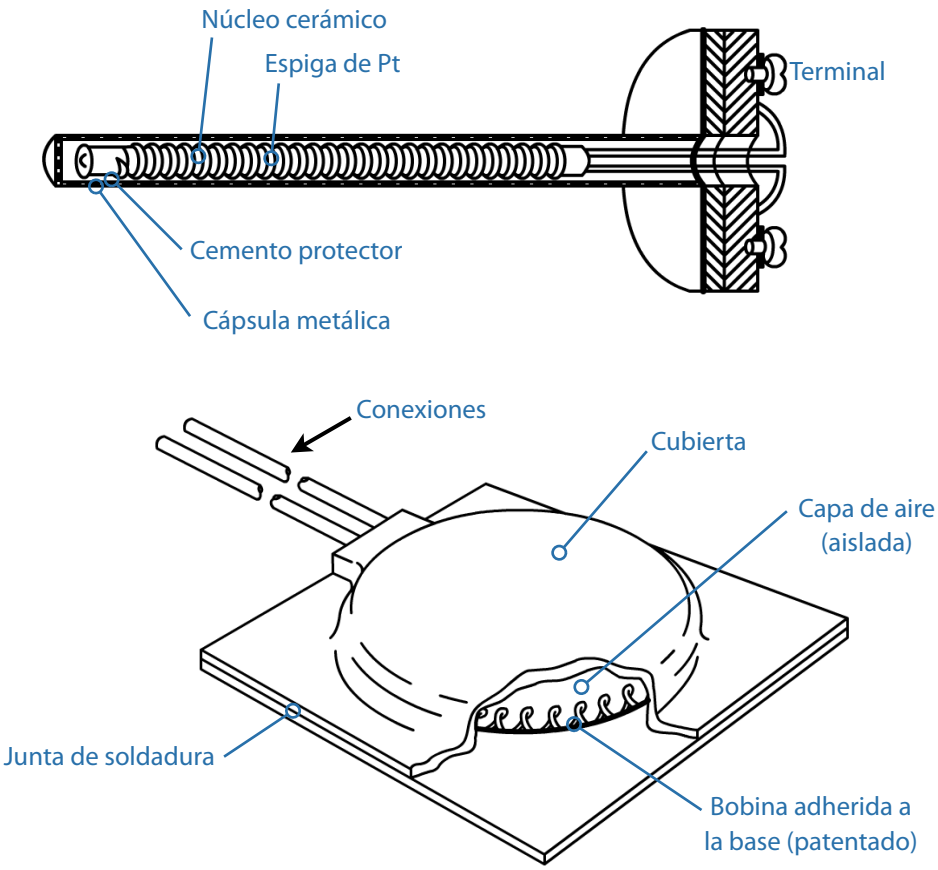
Como se vio allí, este efecto lo presentan tanto los conductores como los semiconductores, por lo que ambos pueden ser empleados.

Los termómetros con resistencias metálicas se emplean tanto para medidas de laboratorio como en la industria y se caracterizan por su gran estabilidad a lo largo del tiempo y por su alta sensibilidad.

los materiales más empleados son el cobre, níquel y platino, siendo este último el mejor de los tres.

Las formas de estos termómetros son muy variadas, aún cuando puede hacerse una primera clasificación atendiendo a la forma que se le da a la resistencia eléctrica: termómetros de hilo y termómetros de película. Los primeros se constituyen a base de hilos (normalmente de platino) colocados en diversas configuraciones, y los segundos se ejecutan colocando una delgada película de metal sobre un estrato aislante.

Los termómetros de resistencia de hilo se fabrican para la industria en dos versiones: sondas de inmersión y sensores de temperatura superficial.



Las sondas de inmersión llevan siempre la resistencia rodeada de un material cerámico eléctricamente aislante, e introducido el conjunto en una cápsula metálica (cápsula que puede ir sellada o perforada). la cápsula va exteriormente roscada para su fijación, y contiene a veces parte de la circuitería para el acondicionamiento de la señal.

Los sensores de temperatura superficial también adoptan formas muy variadas, aún cuando todas se caracterizan por su pequeño espesor. Su colocación puede ir desde pegados sobre la superficie hasta sujetos con abrazaderas.

Los termómetros de resistencia de película están siendo cada vez más usados debido a su bajo costo (derivado de las técnicas de fabricación usadas) y su buen comportamiento, así como pequeño tamaño (las medidas de un termómetro típico puede ser de 1,25 x 2,50 x 0,50 mm). Su rango de medidas oscila entre -70º C y 600º C.

Los termómetros a base de semiconductores son muy usados en la industria, no sólo para medida de temperaturas sino también para labores de control, interruptores de corriente, etc.

Se fabrican, como ya vimos, a base de óxidos de cobre, manganeso, níquel, cobalto, litio, etc., en formas de polvos, los cuales se mezclan con un material fijador y se sintetizan posteriormente, dándole diversas formas, siendo la más corriente la de perla y discos.

Tanto unos como otros suelen ir revestidos de cristal o también encapsulados (en este caso, para usarlos como sonda).

Las ventajas más importantes de estos medidores de temperatura son: pequeño tamaño (se fabrican perlas de diámetro inferior a 1 mm); alta sensibilidad (gran variación de la resistividad con la temperatura), lo cual permite medir cambios de temperatura muy pequeños; insensibilidad a los cambios de tensión mecánica; rango de temperaturas de funcionamiento elevado; amplio rango de valores de la resistencia (desde poco cientos de ohmios, hasta 1 M Ω).

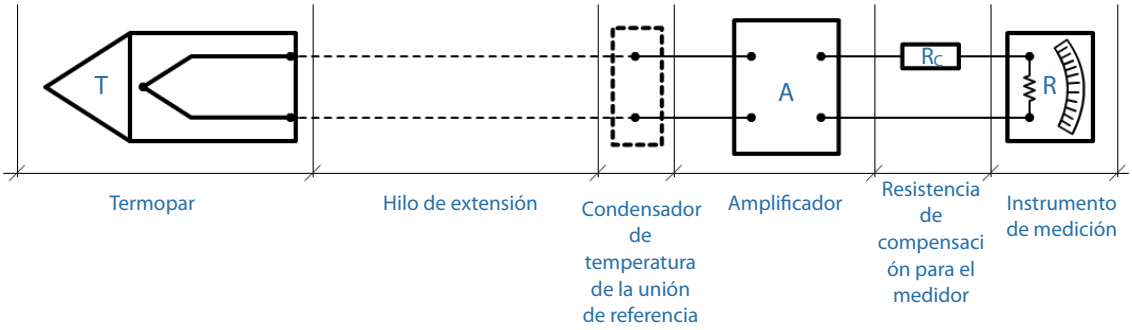
Sus inconvenientes más importantes son las no linealidad de los cambios de resistencia con la temperatura (que obliga al empleo de linealizadores) y los negativos efectos del autocalentamiento (que obliga a usar corrientes menores de 100 μA).

4.10.4. Configuración de la cadena de medida:

La cadena de medida se configura en forma diferente, según se use termopares o sensores resistivos.

Circuitos para termopares:

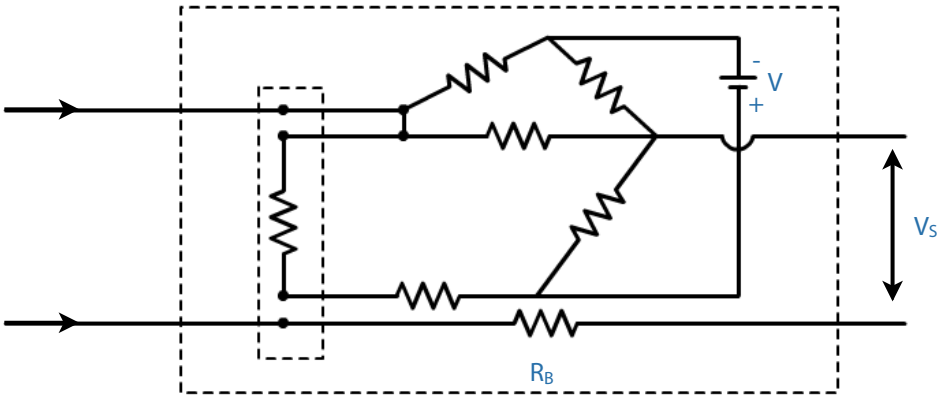
La figura representa un circuito típico para la medida de temperaturas usando un sensor de termopar.



El compensador de temperatura de la unión de referencia (aparte del procedimiento del baño de agua-hielo, o el de caldeo) puede resolverse por medio de un circuito eléctrico de compensación, de manera que éste “simule” una temperatura especificada. El circuito de

compensación se ajusta inicialmente de modo que simule una temperatura de referencia (por ejemplo, la ambiente de 25º C). Cuando la temperatura ambiente varía se genera un cambio de la resistencia de compensación que desequilibra el puente, y crea una "tensión de compensación" que se inserta en serie en el circuito del termopar, como se ve en la figura.

La polaridad y magnitud de este circuito de polarización es tal que la tensión de salida V_S es igual a la tensión que existiría si la unión de referencia no hubiera modificado su temperatura desde el momento del ajuste inicial.



(R_B es la resistencia para el equilibrado de compensación).

Dado que por lo general el voltaje de salida generado por los termopares es muy bajo, se usa un amplificador d.c. de alta ganancia, para accionar el instrumento de visualización o registro. Sin embargo, también se usa muchas veces una visualización directa, sin amplificación, a base de galvanómetros de alta sensibilidad.

(Su escala puede estar graduada en mV, o más frecuentemente, directamente en ºC).

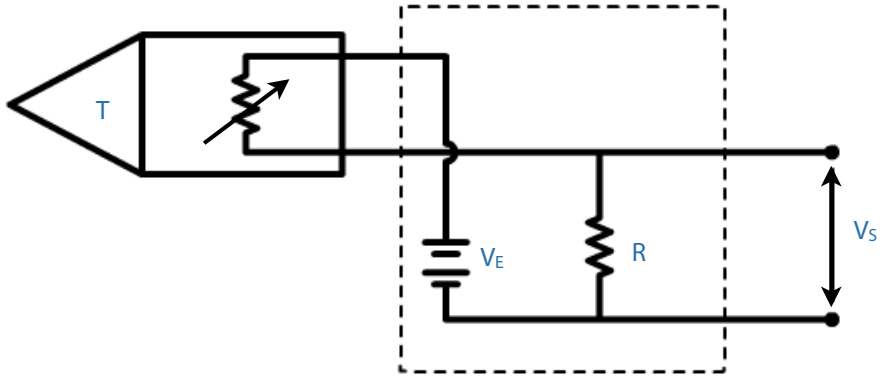
Como la resistencia del indicador o registrador (R_V) también puede variar con la temperatura, se coloca en serie con el aparato una resistencia R_C, de gran valor (frente a la del indicador) e insensible a los cambios de temperatura, de manera que los cambios de resistencia del aparato de visualización no afecten a la medida (ya que la resistencia suma (R_C + R_V) es prácticamente igual a R_C).

Circuitos para sensores resistivos.

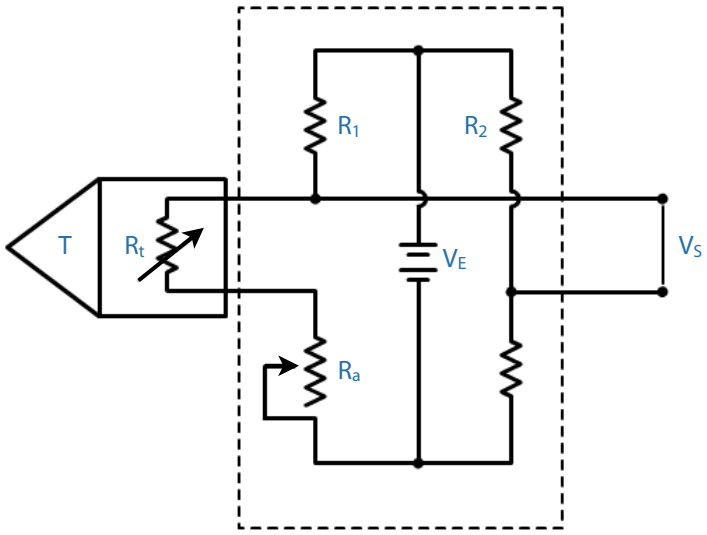
Evidentemente, se requiere una circuitería para convertir los cambios de resistencia en cambios de tensión.

Dos son los circuitos empleados para este fin: el divisor de tensión y el puente de Wheastone.

En la figura se ha representado un circuito divisor de tensión en el cual la resistencia fija R se elige mucho mayor que la del sensor de temperatura. La tensión del alimentador puede ser c.c. o c.a., aun cuando se prefiere la primera. La señal de salida permite el accionamiento directo de los aparatos de visualización y registro.



La figura siguiente representa el circuito clásico del puente de Wheastone en el cual puede verse la resistencia de ajuste R_a, colocada en serie con la del sensor y sobre el mismo brazo del puente, y que sirve para equilibrar el mismo en el extremo inferior del rango de temperaturas a medir.

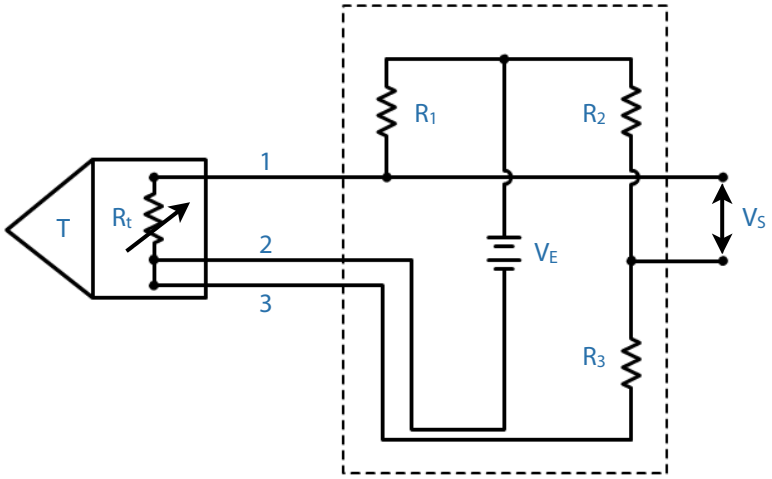


La alimentación también puede ser c.c. o c.a. y la tensión de salida viene dada por la expresión:

$$V_S = V_E \cdot \left[\frac{R_1}{R_1 + R_t + R_e} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right]$$

Como los hilos de extensión forman parte de un lado del puente (donde se encuentran R_t y R_a), los cambios de temperatura ambiente pueden modificar su resistencia (sobre todo si éstos son largos), falseando la medida del sensor.

Para evitarlo se recurre al montaje a tres hilos, como se ve en la figura.



Obsérvese que el hilo 1 está en serie con R_t, (en el mismo lado del puente), mientras que el cable 3 está en serie con R_3 (en el mismo lado del puente).

Si $R_3 = R_t$, los cambios idénticos en dos lados contiguos del puente se compensan.

Por otro lado, los cambios en el cable 2 no afectan al equilibrio del puente, modificando ligeramente la corriente de alimentación.

4.11. Medida de Gastos.

4.11.1. Características del parámetro a medir:

Se denomina "flujo" al movimiento de un fluido. La velocidad del movimiento del fluido se denomina "velocidad del flujo", "caudal" o gasto".

El gasto se puede expresar tanto en unidades de volumen por unidad de tiempo (velocidad volumétrica) como en unidades de masa por unidad de tiempo (velocidad másica).

En el Sistema Internacional ambas se miden, respectivamente, en:

m^3/s y Kgr/s

(En el caso de gases, ambas medidas se refieren a unas condiciones standard de presión y temperatura).

En Ingeniería Mecánica, la medida del gasto sólo tiene una relativa importancia, siendo sus aplicaciones más importantes la medida de velocidad de fluidos en conductos (abiertos o cerrados), la medida de velocidad de fluidos en espacios abiertos (específicamente, la velocidad del aire), la medida de velocidad de móviles que se desplazan en el aire (aviones) y la medida de gastos en conductos (abiertos y cerrados).

4.11.2. Métodos teóricos de medida:

La medida de gastos puede realizarse por alguno de los procedimientos siguientes:

1. Midiendo la diferencia de presiones entre dos puntos del fluido, cuando éste circula por un conducto cerrado con restricciones.

2. Midiendo el empuje del fluido sobre un elemento mecánico interpuesto en su camino.

3. Midiendo la cantidad de calor transferida entre dos puntos del fluido, la cual es proporcional a la velocidad del flujo.

4. Midiendo la f.e.m. inducida por un fluido conductor que circula por el seno del campo magnético.

5. Midiendo los movimientos oscilatorios que se producen en el seno de un fluido en movimiento, cuando son especialmente perturbados (oscilaciones de los vórtices).

6. Midiendo la velocidad con la que se desplaza una disolución tintada introducida en el fluido en movimiento, una traza radiactiva, etc.

7. Midiendo la diferencia de velocidades con la que se desplaza un ultrasonido en el seno de un fluido, cuando viaja a favor y en contra de la corriente.

Aunque existe otro variado grupo de procedimientos para la medida de los caudales volumétricos y másicos, no nos vamos a referir a ellos por carecer de importancia dentro del contexto de este trabajo.

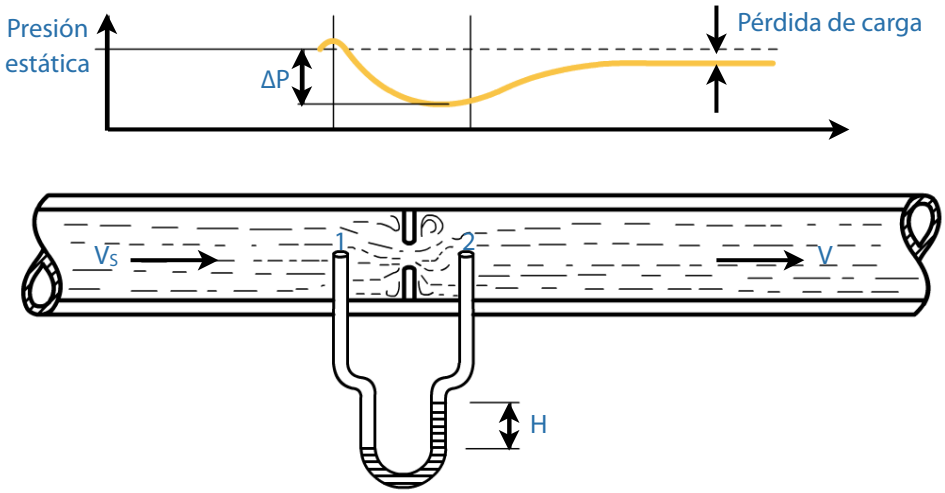
4.11.3. Sistemas prácticos a utilizar:

a. Medidores de gastos por diferencia de presión.

Es el proceso más empleado en la industria para la medida de caudales.

Se basa en la diferencia de presiones que se origina entre dos puntos de un fluido en movimiento cuando entre ellos se intercala un elemento perturbador que varíe la velocidad del flujo.

En la figura se ha representado un conducto por el que circula el fluido, y en el cual se ha colocado un diafragma que restringe la sección de paso.



(Obsérvese que los orificios de los tubos para la medida de presión se disponen siempre en el mismo plano que el movimiento del fluido, para evitar la sobrepresión dinámica que se generaría si la corriente de fluido impactara directamente sobre la entrada de este tubo).

La aplicación el teorema de Bernoulli da:

$$\frac{v_1^2}{2g} + \frac{p_1}{\tau} = \frac{v_2^2}{2g} + \frac{p_2}{\tau} \qquad \tau = \text{densidad}$$

$$S_1 \cdot V_1 = S_2 \cdot V_2$$

Si H es la diferencia de alturas de presión del fluido y llamando ß = d/D, siendo d el diámetro del estrangulamiento y D el de la tubería, queda:

$$Q = \frac{H \cdot D^2}{4} \cdot \sqrt{2g} \cdot \frac{\beta^2}{\sqrt{1-\beta^4}} \cdot \sqrt{H} = k \cdot \sqrt{H}$$

siendo K un coeficiente constante.

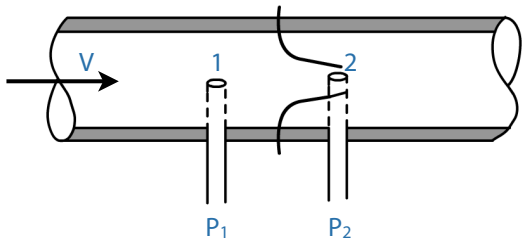
Esta fórmula teórica puede ponerse en la práctica en la forma:

$$Q = K \cdot \sqrt{h/\tau}$$

siendo Q el caudal en m^3/h, K´ una constante, h la presión diferencial en mm de columna de agua y T el peso específico en Kg/m3.

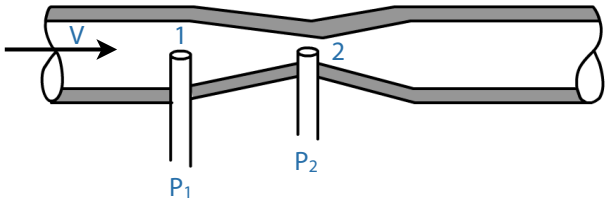
En la práctica el elemento perturbador que restringe la sección de paso puede tener la forma de una placa horadada (como la ya expuesta), con un orificio de paso concéntrico o excéntrico, biselado o no.

También se usa la tobera, con la forma en que se ve en la figura. En ella, uno de los orificios esta "aguas arriba" y el otro en la sección de salida de la tobera.



Esta permite el paso de caudales un 60% superiores a los de la placa-orificio, en las mismas condiciones de servicio. La pérdida de carga de la tobera es del orden de un 30% a un 80% de la presión diferencial alcanzada. (Puede emplearse en fluidos que arrastren sólidos en pequeña cantidad).

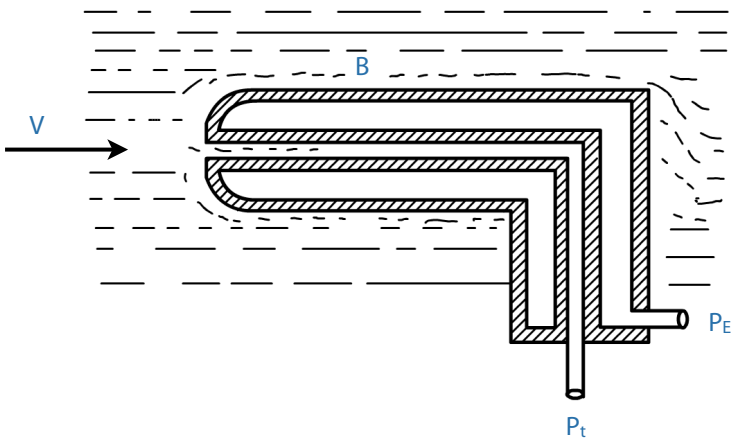
Otro estrangulamiento muy usado es el tubo de Venturi, que tiene una configuración como se ve en la figura.



Como se observa, un orificio de toma de presión se encuentra al inicio de la tobera, aguas arribas, y el otro en la sección más estrecha.

El tubo de Venturi permite medir caudales del mismo orden que la tobera, pero con pérdidas menores, de un 10% a un 20% de la presión diferencial. Tiene una elevada precisión y permite el paso de fluidos con un elevado porcentaje de sólidos en suspensión, Su precisión es del orden de $\pm$ 0,75%.

Otro sistema también muy empleado es el tubo de Pitot, mostrado en la figura.



Consiste en un tubo en ángulo recto insertado en el seno del fluido en movimiento con un orificio A enfrentado a la corriente y otro B tangente a la misma.

La presión en A será la debida a la presión estática (igual que en B) más la presión debida al impacto de la corriente fluida (presión dinámica) (también se llama "presión de estancamiento", puesto que las partículas de fluido situadas en el orificio A no se mueven).

Se puede demostrar que la velocidad del fluido viene dad por la expresión:

$$V = \sqrt{\frac{2 \cdot (p_t - p_E)}{\tau}}$$

Nota: Una de las aplicaciones más importantes del tubo de Pilot es la medida de la velocidad de aviones.

La medida simultánea de la presión estática y la de estancamiento permite conocer la velocidad del aparato (relativa al viento), mientras que la medida aislada de la presión estática permite conocer su altura (si se mide la altura con errores de 100 pies, la medida de la presión estática ha de hacerse con una precisión del 0,5%, lo cual requiere tubos de Pitot muy perfeccionados).

Por otro lado, en fluidos comprensibles como el aire, y velocidades elevadas (aun cuando inferiores a la de Mach), la expresión [1] debe sustituirse por:

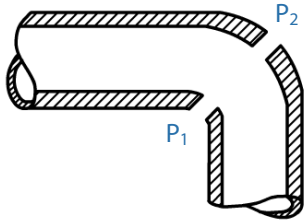
$$V = \sqrt{\frac{2 \cdot K}{K-1} \cdot \frac{p_E}{\tau_E} \cdot \left[\left[p_t / p_E\right]^{(K-1)/K} - 1\right]} \quad \textit{siendo} \quad K = \frac{c_p \text{ (calor específico a presión constante)}}{c_v \text{ (calor específico a volumen constante)}}$$

Cuando el número de Mach es mayor de 1, se forma una onda de choque (compresión) delante del tubo de Pitot. Entre esta onda de choque y el extremo del tubo la velocidad es subsónica, y se reduce a cero en el punto de estancamiento. La relación entre la presión de estancamiento (P_t) y la estática (P_E) viene dada por

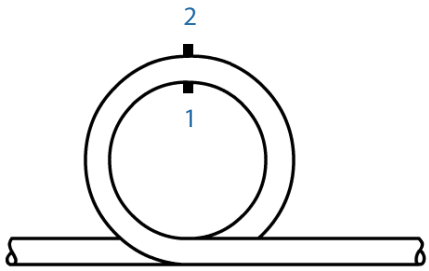
$$\frac{p_t}{p_E} = M^2 \cdot \left[\frac{(k+1)}{2}\right]^{k/(k-1)} \left[\frac{2KM - K + 1}{M^2 \cdot (K+1)}\right]^{1-(1/K-1)}$$

Finalmente, otro de los sistemas empleados para la medida de gastos por presión diferencial consiste en las "secciones centrífugas", tanto de codo como de bucle.

En ellas, la fuerza centrífuga causada por el cambio de dirección del flujo origina un gradiente de presión a lo largo del radio, que se emplea para la medida del gasto.



$P_2 > P_1$



$P_2 > P_1$

Obviamente, la diferencia de presiones resultante se mide con cualquier transductor de presión diferencial, con sensores de diafragma o de fuelle.

Como el caudal es proporcional a la raíz cuadrada de la presión diferencial, los medidores de caudal ya disponen de los correspondientes sistemas de tratamiento de la señal para "extraer la raíz cuadrada" de la misma.

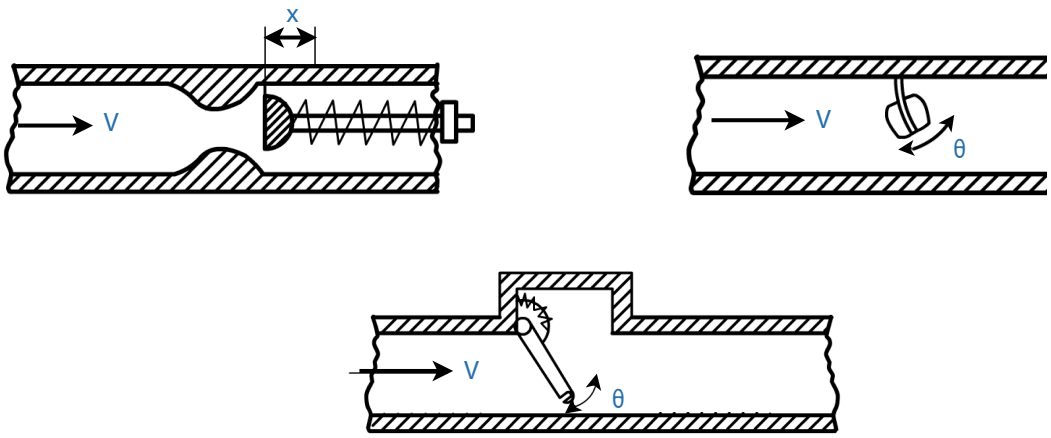
b. Medidores de gasto por empuje del fluido:

Los medidores del gasto por empuje del fluido pueden dividirse en tres grupos: medidores del empuje y deformación (medidores "de blanco"); medidores de empuje y rotación (turbinas, hélices y cazoletas); medidores de empuje y flotación (rotámetros).

- Medidores de blanco:

Contienen un cuerpo inmerso en el fluido, en forma de disco o placa, sujeto por un elemento deformable. La fuerza ejercida por el líquido sobre el blanco (impacto más arrastre viscoso) origina una deformación del soporte, la cual se mide con un transductor primario de desplazamiento (normalmente galgas extensométricas o L.V.D.T.). Evidentemente, la fuerza medida es proporcional al cuadrado de la velocidad (dentro de ciertos límites) y en consecuencia, al caudal.

Las figuras muestran los tres casos más típicos:

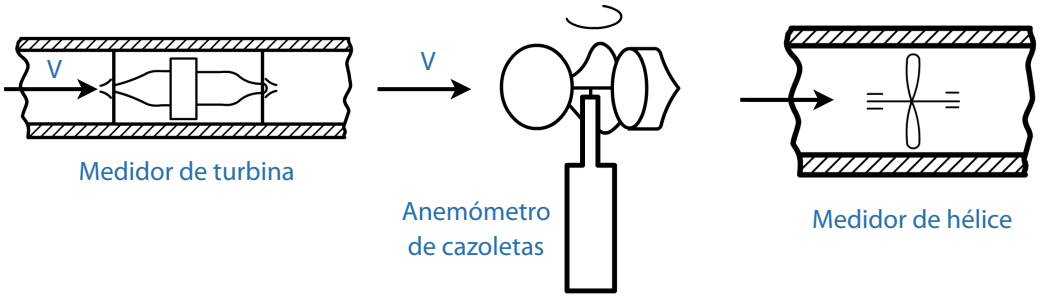


- Medidores de turbina:

Consiste en un rotor que gira al paso del fluido con una velocidad que es directamente proporcional al caudal.

Se emplean profusamente en la industria, para la medida de caudales en conductos cerrados, en la edificación para la medida de consumos de agua domésticos, y en meteorología, para la medida de la velocidad del viento.

La figura representa dos ejemplos típicos de estos medidores:



En los medidores de turbina, la forma de los conos anterior y posterior se realiza de modo que el efecto de la diferencia de presiones sobre ambas caras, por efecto de la

variación de velocidad (teorema de Bernoulli), compese al efecto del arrastre por la viscosidad del fluido, de modo que no sea preciso usar cojinetes de empuje.

El mayor problema de estos medidores es su incapacidad para medir caudales bajos, debido a los efectos de la viscosidad del fluido (en efecto, en caudales bajos la velocidad del fluido en las proximidades de las paredes es casi nula, por lo cual la punta de las palas apenas si reciben empuje).

En condiciones normales de flujo, la precisión es bastante elevada, del orden de $\pm$0,3%, obteniéndose el valor máximo con un flujo laminar, con la turbina instalada en una tubería recta de una longitud mínima de 15 diámetros aguas arriba, y 5 aguas abajo. El intervalo de medida puede ser de 15 a 1 (15 veces el caudal mínimo).

La captación de la velocidad de la turbina (y la medida consecuente del gasto) puede hacerse por procedimientos mecánicos (como en los contadores domésticos de agua) o eléctricos.

En este caso puede usarse transductores de tipo electromagnético, ópticos, etc.

Los más empleados son los de reluctancia variable (el campo magnético creado por un imán fijo varía su reluctancia cada vez que una pala de la turbina pasa por sus proximidades, lo cual induce una corriente sobre una bobina que rodea al imán) y los de tipo inductivo (el rotor lleva incorporado un imán permanente. El campo magnético giratorio induce un pulso de corriente cada vez que pasa frente a una bobina fija colocada en el exterior del conducto).

En ambos, la frecuencia de la señal eléctrica se salida es proporcional a la velocidad del fluido. Un acondicionamiento posterior permite tener una medida directa del gasto.

Existen medidores de turbina para gastos entre 0,1 y 30.000 g.p.m. (gramos por minuto) para líquidos y de 0,1 a 15.000 pie^3/min para gases. la alinealidad puede oscilar entre 0,01% y 0,3% SFE.

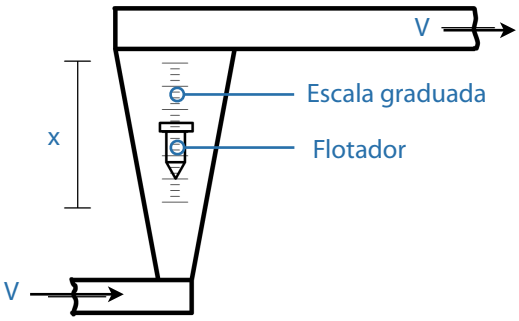
El voltaje de salida con transductores electromagnéticos oscila entre 10 mV y 100 mV. La caída de presión a través del medidor puede valer entre 3 y 10 lb/pulg^2. Su constante de tiempo es del orden de 2 a 10 ms, por lo que puede seguir variaciones rápidas del caudal.

Los anemómetros de cazoletas también emplean transductores electromagnéticos o electroópticos para generar trenes de impulsos cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del viento. Normalmente también incorporan una veleta para medir su

dirección, por medio de un transductor de desplazamiento angular (normalmente de tipo potenciométrico).

- Rotámetros

El rotámetro consiste en un tubo vertical cónico por el que circula el fluido de abajo hacia arriba y un flotador (libre o guiado por un cable fijador), de formas diversas (como se ve en la figura, o en forma de esfera y otras).



Sobre el flotador actúan la fuerza de gravedad (que lo intenta desplazar hacia abajo) y la fuerza debida a la diferencia de presiones en la parte superior en inferior del mismo (que vale la diferencia de presiones multiplicada por la sección transversal del flotador) (que lo intenta desplazar hacia arriba) y la fuerza debida al arrastre viscoso (que también lo intenta arrastrar hacia arriba).

La diferencia de presión entre 1 y 2 depende de la velocidad del fluido en esos puntos (teorema de Bernoulli), la cual a su vez es función de las correspondientes áreas de paso.

Para un gasto dado, la posición del flotador está determinada y todas las fuerzas se encuentran en equilibrio. Cuando el gasto varía el flotador se desplaza, modificándose el área de paso, hasta que se restablece el equilibrio de fuerzas.

La posición del flotador es la señal de salida del medidor y se hace prácticamente lineal con el gasto haciendo que el área del tubo varíe en forma lineal con la altura (dándole forma troncocónica).

Para fluidos incomprensibles, el gasto viene dado por la expresión:

$$Q = \frac{C_d \cdot (A_t - A_f)}{\sqrt{1 - \left[\frac{A_t - A_f}{A_t}\right]^2}} \cdot \sqrt{2g \cdot V_f \cdot \frac{t_f - \tau_i}{A_f \cdot \tau_i}}$$

siendo

C_d = Coeficiente de descarga o relación entre el gasto real Q_r y el teórico, y que estos medidores es aproximadamente 1.

A_t = área del tubo.

A_f = área del flotador.

V_f = volumen del flotador.

τ_f = peso específico del flotador.

τ_1 = peso específico del líquido.

Si se toma $\left[\frac{A_t - A_f}{A_t}\right]^2$ <<1, entonces puede ponerse:

$$Q = K \cdot (A_t - A_f)$$

Y si la forma del tubo es tal que el A_t varíe en forma lineal con la altura:

$$Q = K_1 + K_2 \cdot x$$

que como se ve da una relación lineal entre el gasto y a posición del flotador.

El flotador suele construirse de acero inoxidable níquel, etc., mientras que el tubo se construye de cristal (para ver el flotador y leer directamente su posición en una escala que puede estar gravada en m^3/s u otra unidad de caudal), de PVC, acero, etc.

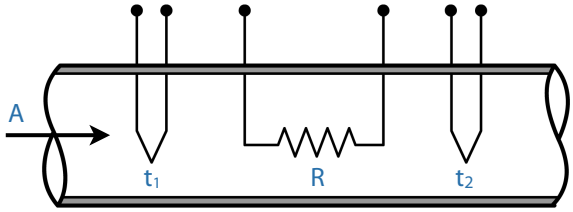
Cuando se desea una señal eléctrica proporcional al gasto se emplean transductores potenciométricos o LVDT accionados por el flotador a través de un acoplamiento magnético (en el flotador se monta un imán el cual es seguido en su movimiento vertical por una varilla magnética que es la que acciona el cursor del potenciómetro o desplaza el núcleo del LVDT, por medio de un mecanismo apropiado).

c. Medidores de gasto por transferencia de calor:

Los medidores de gasto por efectos térmicos basan su funcionamiento en dos efectos diferentes: la elevación de temperatura del fluido a su paso por un cuerpo caliente

(medidores de caudal por fluido calentado) y la pérdida de calor que experimenta un cuerpo caliente sumergido en un fluido (anemómetros térmicos).

El medidor de calor por fluido calentado más conocido es el medidor de Thomas, el cual consta de un elemento calefactor que calienta la corriente de fluido y dos sensores de temperatura, uno aguas arriba y otro aguas abajo.



Cuando el fluido está en reposo la temperatura es idéntica en las dos sondas. Cuando el fluido circula se transporta una cierta cantidad de calor hacia el segundo sensor, desde el calefactor, con lo cual la temperatura t_2 aumenta respecto a la t_1, tanto más cuanto mayor sea el caudal circulante.

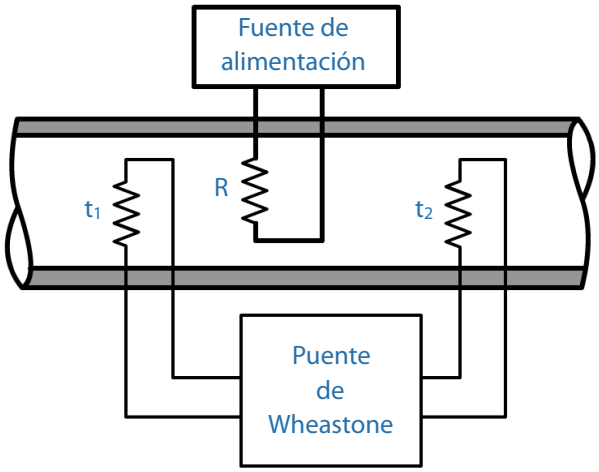
El calor cedido está relacionado con la masa del fluido que circula (en la unidad de tiempo) por la expresión:

$$Q = m \cdot c \cdot (t_2 - t_1)$$

siendo Q el calor cedido y la m la masa circulante.

Como el calor cedido se puede conocer a partir del calefactor exterior (por ejemplo si este es una resistencia será $I \cdot R^2$), la expresió´n anterior permite conocer m (masa circulante por unidad de tiempo).

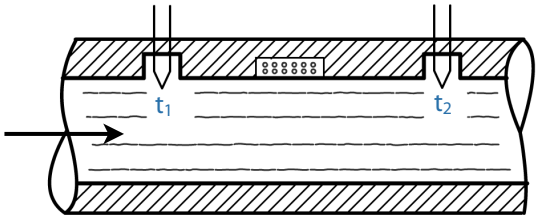
Inicialmente se emplearon dos termopares como sensores de temperatura, pero hoy se han sustituido por sensores de temperatura resistivos, formando parte de un puente de Wheastone.



Los cambios de resistencia producidos por las diferentes temperaturas se traducen en una señal de salida del puente, la cual, previos los acondicionamientos adecuados, puede ser visualizada o registrada (a veces, en aparatos situados hasta 300 m de distancia).

Este sistema es el más adecuado para la medida del flujo de gases, como el aire, hidrógeno, nitrógeno, CO, CO_2, metano, CCH, etc., etc.

Su principal inconveniente es el gran consumo de energía en el elemento calefactor, sobre todo para grandes diámetros. Para obviar este inconveniente se usan "medidores de flujo de capa límite", en el cual sólo la capa externa de fluido en contacto con la pared del tubo es calentada (tiene el inconveniente que la relación entra la diferencia de temperaturas medida y la velocidad másica - caudal másico - es bastante más compleja que la anteriormente expuesta).



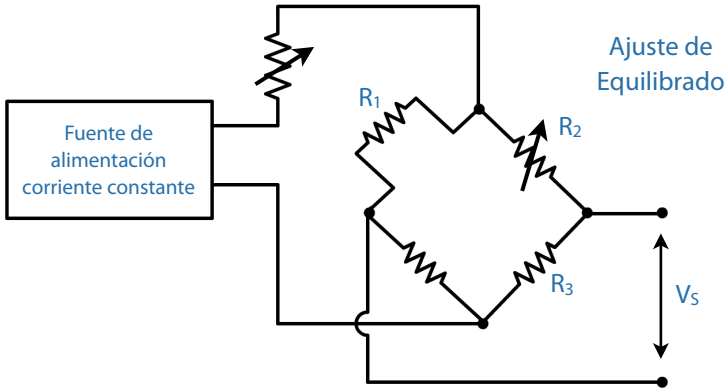
Los anemómetros térmicos (también llamados de hilo caliente) consisten en un hilo delgado calentado, inmerso en la corriente de fluido, y cuyo enfriamiento es proporcional a la masa circulante por unidad de tiempo.(Aun cuando su nombre sugiere un uso reducido a medir la velocidad del aire, se emplea para medir velocidades de gases en general, y también de líquidos).

El sensor forma una rama de un puente de Wheastone, siendo la tensión de alimentación del mismo la que provoca el calentamiento del hilo. Al introducirlo en el fluido, el hilo pierde calor por convección, proporcionalmente a la raíz cuadrada de la velocidad del fluido.

Los anemómetros de hilo caliente operan de dos formas diferentes: a corriente constante y a temperatura constante.

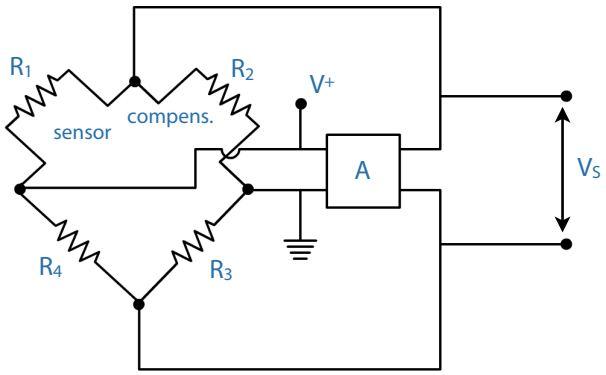
El sistema de corriente constante tiene un puente alimentado por una fuente de este tipo, que calienta el hilo sensor hasta la temperatura adecuada.

Al aumentar el caudal de fluido se aumenta el enfriamiento del hilo. Con ello se desquilibra el puente, originándose una señal de salida.



El sistema de temperatura constante tiene un sensor de temperatura no calentado actuando de compensación en el brazo adyacente al que se encuentra el hilo calentado.

A medida que el hilo se enfría (a causa del flujo del fluido), su cambio de resistencia desequilibra al puente. Esta señal se lleva a una unidad de control que contiene un amplificador de elevada ganancia, y cuya salida constituye la propia excitación del puente.



De esta manera, la unidad de control mantiene constante la temperatura del hilo, siendo la tensión de salida mostrada en la figura proporcional a la velocidad másica.

Los anemómetros térmicos se caracterizan por su pequeño tamaño, y elevada velocidad de respuesta.

El material del hilo es a base de aleaciones de platino-plata-tungsteno y de platino-sodio.

Los problemas más importantes de estos anemómetros son la limitada resistencia mecánica del hilo y los cambios de resistencia eléctrica por acumulación de suciedad sobre el mismo.

Para evitar estos problemas se ha sustituido el hilo por una película fina de platino depositada sobre una base de cristal (anemómetros térmicos de película).

También existen anemómetros triaxiales de hilo que no sólo permiten medir la velocidad del fluido ,sino también su dirección.

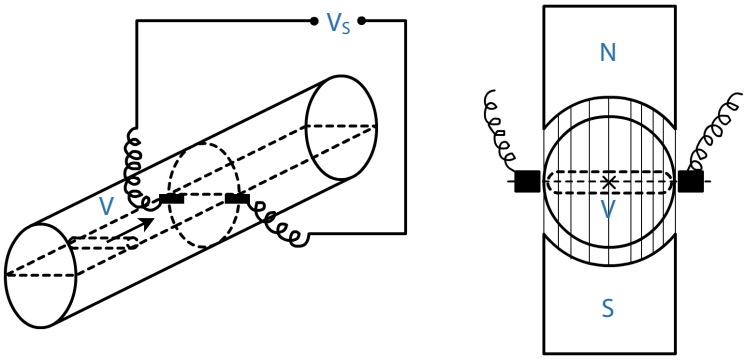
d. Medidores de magnéticos de flujo:

Basan su funcionamiento en la medida de la corriente inducida entre dos electrodos colocados en contacto con el fluido en movimiento, cuando éste se mueve en el seno de un campo magnético.

Como sabemos por la ley de Faraday, cuando un conductor de longitud d se desplaza en el seno de un campo magnético de densidad de flujo B, a la velocidad V, se induce en tal conductor una f.e.m. E, dada por la expresión:

$$E = K \cdot v \cdot B \cdot d$$

Si ahora consideramos un fluido conductor que se mueve por el interior de un tubo no magnético (para evitar perturbaciones del campo magnético) en el seno de un campo magnético, puede considerarse a los efecto de f.e.m. inducida como que el volumen de fluido está constituido por pequeños tubos de fluido, de longitud máxima igual al diámetro del tubo, y que se desplazan con la velocidad v de la corriente fluida por el seno del campo magnético.



Cada uno de estos tubos transversales elementales de fluido pueden asemejarse a un conductor, y sobre todos aquellos que se mueven dentro del campo magnético se generará una f.e.m. Sin embargo, sólo en el "tubo" alineado con los dos electrodos se puede establecer una corriente eléctrica sobre el circuito exterior de medida.

Como el caudal vale:

$$Q = v \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4}$$

Y la velocidad puede expresarse por:

$$v = \frac{E}{K \cdot B \cdot d}$$

podemos escribir:

$$Q = K' \cdot \frac{d}{B} \cdot E$$

expresión que indica que para conocer el caudal a partir de la señal generada entre los electrodos se precisa conocer B y la conductividad del fluido (K´).

Normalmente el campo magnético se genera por una bobina con su núcleo magnético, recorrida por una c.c. o por c.a. (con loo cual la señal de salida será una c.c. o una c.a., respectivamente), siendo más usual el empleo de corrientes alternas.

(Con ellas se evitan fenómenos de polarización en fluidos ionizables, así como se evitan distorsiones del perfil de velocidad por efectos magnetohidrodinámicos. También son más fáciles de amplificar las débiles señales de salida).

En realidad, el conocimiento de B y K´ no son precisos para efectuar la medida del gasto, pues basta con "tarar" inicialmente el medidor a partir de una velocidad de fluido conocida y una señal de excitación también conocida (el único problema es el mantener el valor de B estable, pues varía con la temperatura del fluido y con las posibles oscilaciones de la tensión de excitación. Para ello existen varios circuitos que permiten salvar esta eventualidad).

Sin embargo, la gran limitación de los medidores de caudal electromagnéticos es las conductividad del fluido, que debe ser lo suficientemente grande para que la señal generada pueda ser captada. Esto elimina completamente la posibilidad de medir gastos en gases quedando la media de líquidos limitada a aquellos cuya conductividad supere los 0,3 μΩ/cm (normalmente mayores de 5 μΩ/cm.

En la práctica se construyen medidores de caudal de este tipo para diámetros desde 0,25 cm hasta 200 cm, con cuerpos de vidrio, cerámica, fibra de vidrio, poliuretano, etc., y electrodos de níquel, platino, titanio, etc. El intervalo de medida entre el caudal máximo y el mínimo es 10:1.

Su sensibilidad es del orden de $\pm$ 0,1% SFE y la linealidad $\pm$ 0,5% SFE.

La velocidad del fluido no debe sobrepasar los 10 m/s, debiendo reducirse a 2:3 m/s si el líquido que circula lleva sólidos en suspensión.

Precisamente este tipo de medidores es óptimo para la medida de líquidos con gran número de sólidos en suspensión, además de permitir la medida de flujos en los dos sentidos.

e. Medidores de gasto por ultrasonidos:

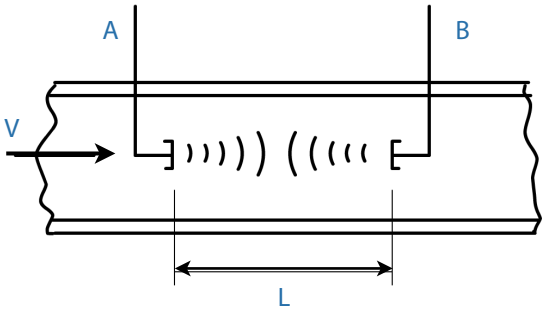
Como sabemos, las pequeñas perturbaciones de la presión se propagan a través de un fluido con una velocidad definida (velocidad del sonido). Si el fluido tiene una velocidad, la velocidad de propagación absoluta será la suma de ambas.

Como el gasto está relacionado con la velocidad, podemos calcularlo a partir de la medida de ésta.

En la práctica la perturbación de la presión se logra por la vibración de un cristal piezoeléctrico, de corta duración, excitado por una corriente de alta frecuencia (10 MHz), inaudible para el oído humano (de ahí el nombre de ultrasonido).

Si el cristal está en contacto con el fluido (o excita la pared del conducto en un punto) tal vibración se comunica al fluido y se transmite a través. Si en otro punto se dispone de un

receptor (normalmente constituido por otro cristal piezoeléctrico), éste será excitado, generándose una señal eléctrica de salida proporcional a la excitación.



Si la velocidad de la corriente es cero, el tiempo t_0 que la onda tarda en llegar de A a B vale:

$$t_0 = L/c$$

siendo c la velocidad del sonido en el fluido.

Si el fluido se mueve a la velocidad V, el tiempo empleado será:

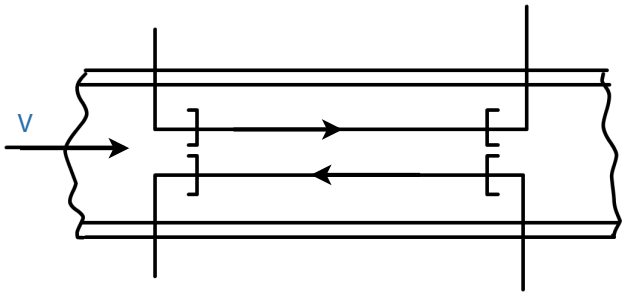
$$t = \frac{L}{c+V} \approx \frac{L}{c} \cdot \left[1 - \frac{V}{c}\right]$$

Llamando $\Delta t = t_0 - t$, queda:

$$\Delta t \approx L \cdot V/c^2$$

de esta modo, si se conoce c y L, la medida de Δt permite calcular V.

Normalmente, la medida de t_0 no podrá efectuarse, por lo que se recurre a la construcción de la figura, midiendo la velocidad de propagación en la misma dirección que V y en sentido contrario.

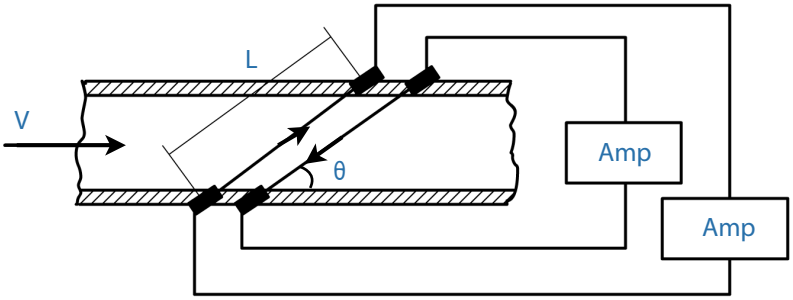


Si t_1 es el tiempo de tránsito a favor de la corriente y t_2 en contra:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{2V \cdot L}{C^2 - V^2} \approx \frac{2V \cdot L}{C^2}$$

(Con esta disposición Δt es el doble de lo que era antes, y por consiguiente, más fácil de medir).

El procedimiento más usado dispone de dos sistemas autoexcitados oscilatorios. Al recibir uno de ellos un pulso de presión origina el disparo del pulso siguiente.



La frecuencia de repetición de los pulsos que viajan a favor de la corriente es $f_1 = 1/t_1$ mientras que los que viajan en contra es $f_2 = 1/t_2$.

La diferencia de frecuencias será:

$$\Delta f = \frac{1}{t_1} - \frac{1}{t_2}$$

Como

$t_1 = L/(c + V \cdot \text{Cos}\ \theta)$

$t_2 = L/(c - V \cdot \text{Cos}\ \theta)$

se obtendrá en definitiva:

$$\Delta f = 2V \cdot \text{Cos}\ \theta / L$$

expresión que es independiente de la velocidad del sonido en el fluido (c), y que por consiguiente no está influida por los errores inherentes a las variaciones de c con la temperatura, sólidos en suspensión, etc.

Estos sistemas de medida tienen una precisión de $\pm$2% en toda la escala, con un intervalo lineal de 20:1, pudiendo adaptarse fácilmente para la medida de flujos en tubos de diferentes diámetros.

BIBLIOGRAFIA

1. Acoustic noise measurements

   J.R. Hassall; K. Zaveri

   Bruel and Kjaer (1979)

2. Aspectos básicos de la cadena de medida

   Salvador Breso

   ETSU Valencia

3. Circuitos electrónicos avanzados

   V. Tietze; CH Scheuk

   Marcombo (1983)

4. Diseño y aplicación de sistemas de medición

   Ernest O. Deebelin

   Diana (1980)

5. Enginering instrumentation and control

   J.A. Haslam; G.R. Sunmers

   E. Arnold (1981)

6. Extensometría

   Salvador Breso; Ignacio Cuadrado

   E.T.S.I.I. Valencia

7. Handbook of noise control

   Cyril N. Harris

   Mc. Graw-Hill (1979)

8. Industrial noise and vibration control

   J.D. Irwin

   Prentice Hall (1979)

9. Instrumentación eléctrica y sistemas de medidas

   B.A. Gregory

   Gustavo Gili (1981)

10. Métodos experimentales para ingenieros

   Jack P. Holman

   Mc. Graw-Hill (1986)

11. Noise and vibration control

   L. Beranek (varios autores)

   Mc. Graw-Hill (1971)

12. Primer seminario sobre visualización y registro analógico y digital

   ABC Analog-Alava Ingenieros

13. Sensores y analizadores

   Harry N. Norton

   Gustavo Gili (1982)

14. The fundamentals of signal analysis

   Application note 243

   Hewlet Packard (1985)

15. Transductores y medidores electrónicos

   Varios autores

   Marcombo (1977)