



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**DIAGNOSTICO DE FALLAS EN INTERRUPTORES
ELECTRICOS DE POTENCIA POR MEDIO DE SUS
VIBRACIONES MECANICAS**

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N :

MIGUEL F. MOCTEZUMA SANCHEZ
BERNARDO FIGUEROA ESPINOZA
MIGUEL ANGEL GARZA LOPEZ

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Agradecimientos:

- Al M. en C. José Antonio Martínez Méndez, por su paciencia y apoyo para la realización y finalización de este trabajo.
- Al M. en C. Horacio Sandoval por prestarnos generosamente bibliografía, y por sus explicaciones.
- A la Ing. María Elena Martínez Pérez, por su ayuda y consejos para el planteamiento de este trabajo.
- A todo el laboratorio de Control Analógico de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.
- Al Ing. Pedro Guerrero, por permitirnos usar sus equipos del Laboratorio de Multimedia.
- Al Dr. Baltasar Mena por soportarnos, durante la impresión de esta Tesis.
- Al Ing. Oscar Pérez.

Miguel Garza.
Bernardo Figueroa.
Miguel Moctezuma.

Dedicatorias:

- A mis Padres.

- A mis hermanos, Germán y María Cruz.

- A Gris.

- A mis amigos, en especial a Rubén, Jose Luis,
Luisa, Carlos M. Trujillo y Pablo Tovar y a mis
mecenas de toda la carrera Roberto, Mike,
Jessica y Oscar.

Bernardo.

Dedicatorias:

- **A mis Padres, Hector Carlos y Ma. deLourdes.
por su incondicional apoyo.**
- **A todos mis familiares y amigos que de
alguna forma me motivaron a seguir adelante.**

GRACIAS.

Miguel G.

Dedicatorias:

- A mis Padres.

- A mis hermanos Alberto y Andrés,

- A mis hermanas, Marina, Martha, Claudia,
Vicky y Esther.

- A todos mis amigos, en especial Javier, Carlos,
Claudia, Pedro, Alejandro y Javier por
el apoyo y ayuda que siempre me brindaron.

- A la nunca bien ponderada ... Banda de la maceta,
Oscar, Jessica, Roberto y Bernas.

- A los malosos, mejor conocidos como bad guys,
Joél, Guillermo, Jorge(s), Pablo, Mike...

- A la corporación Tro..., Ricardo, Jaime,
Ildefonso, y Jose Luis.

- A Charlotte y Eva María, por su amistad.

Miguel

INDICE

CAPITULO 1. **INTRODUCCION.**

| | |
|---|---|
| 1.1 Detección de fallas. | 2 |
| 1.2 Componentes de una Vibración. | 2 |
| 1.3 Señales aleatorias. | 3 |
| 1.4 Técnicas de caracterización de señales. | 3 |
| 1.5 Criterios de comparación. | 4 |

CAPITULO 2. **GENERALIDADES.**

| | |
|--|----|
| 2.1 Descripción y constitución de un Interruptor eléctrico de Potencia. | 5 |
| 2.1.1 Interruptores de gran volumen de aceite. | 6 |
| 2.1.2 Interruptores de pequeño volumen de aceite. | 9 |
| 2.1.3 Interruptores de aire. | 10 |
| 2.1.4 Interruptores en hexafluoruro de azufre. | 11 |
| 2.1.5 Interruptores en vacío. | 11 |
| 2.2 Descripción de las variaciones físicas en su funcionamiento por operación. | 14 |

CAPITULO 3. **INTRODUCCION A LA TEORIA DE LAS VIBRACIONES.**

| | |
|--|----|
| 3.1 Definición e importancia de las vibraciones. | 21 |
|--|----|

| | | |
|-------|---|----|
| 3.1.1 | Importancia de las Vibraciones. | 21 |
| 3.1.2 | Efectos deseables e indeseables de las vibraciones. | 21 |
| 3.2 | Clasificación de las Vibraciones. | 22 |
| 3.3 | Sistemas de un grado de libertad. | 24 |
| | - Vibración libre no amortiguada. | |
| | - Vibración libre amortiguada. | |
| | - Vibraciones forzadas. | |

CAPITULO 4.

NUEVA APLICACION DE LAS VIBRACIONES MECANICAS.

| | | |
|-----|---|----|
| 4.1 | Aplicación de medición de vibraciones en Interruptores eléctricos de potencia. | 34 |
|-----|---|----|

CAPITULO 5.

MEDICION Y ANALISIS DE VIBRACIONES.

| | | |
|-----|--|----|
| 5.1 | Medición de Vibraciones. | 36 |
| 5.2 | Transductores. | 37 |
| | - Transductores de desplazamiento. | |
| | - Potenciómetros | |
| | - Deformómetros de resistencia. | |
| | - Transformadores de diferencias de Tensión. | |
| | - Transductores Piezoeléctricos. | |
| | - Transformadores de desalojamientos sísmicos. | |
| 5.3 | Análisis de señales. | 54 |
| | 5.3.1 Análisis armónico. | 55 |

| | | |
|-------|--|----|
| 5.3.2 | Análizadores de espectro. | 62 |
| 5.3.3 | Funciones de entrada y salida de un sistema. | 65 |
| 5.3.4 | Respuesta a excitaciones no periódicas y transitorias. | 68 |
| 5.3.5 | Propiedades fundamentales de la Transformada de Fourier. | 75 |

CAPITULOS 6.
ANÁLISIS Y RESULTADOS.

| | | |
|-----|---|----|
| 6.1 | Técnicas de reconocimiento de patrones. | 81 |
| | - Reconocimiento. | |
| | - Diseño. | |
| | - Clasificación de patrones como un problema de decisión estadística. | |
| | - Clasificador bayesiano para patrones normales. | |
| 6.2 | Mediciones | 93 |
| | - Equipo utilizado | |
| 6.3 | Resultados. | 96 |
| | - Obtención y análisis de los datos. | |

CAPITULO 7.
CONCLUSIONES.

| | | |
|--------------|--|-----|
| | - Conclusiones. | 100 |
| | - Recomendaciones. | |
| APENDICE 1.. | Obtención de los archivos de datos que alimentan el programa de diagnóstico. | 102 |
| APENDICE 2. | El programa de diagnóstico. | 105 |

CAPITULO 1. INTRODUCCION.

Antecedentes.

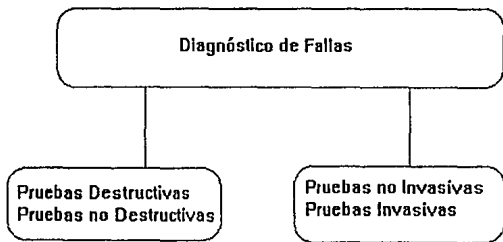
Este estudio presenta la teoría y metodología necesarios para realizar un diagnóstico de interruptores eléctricos de potencia mediante el análisis de sus señales de vibración mecánica.

Las exigencias en cuanto a tiempos y costos de mantenimiento han llevado a los especialistas a buscar nuevos enfoques en la prevención de fallas; las técnicas computacionales y de adquisición de datos hacen posible el diagnóstico automático sin necesidad de efectuar maniobras de inspección, que usan valioso tiempo de operación de la maquinaria.

Otro avance ha sido el desarrollo de métodos de inspección más favorables. En el caso de estructuras o elementos de maquinaria es necesario conocer si un elemento se encuentra todavía en buen estado o si presenta fallas no detectables a simple vista, como grietas o deformaciones por encima de lo permisible.

Esto puede ser el caso de las columnas de una estructura, un recipiente a presión, o un elemento mecánico (el eje de una llanta de avión o el rotor de una turbina de gas).

Estas fallas pueden conducir a la ruptura del elemento. Métodos como la inspección por ultrasonido, o mediante radiación pueden detectar fallas muy pequeñas y con mucha confiabilidad, con la ventaja de que el elemento no se daña cuando se revisa. A estos métodos de inspección se les conoce como ensayos *no destructivos*.

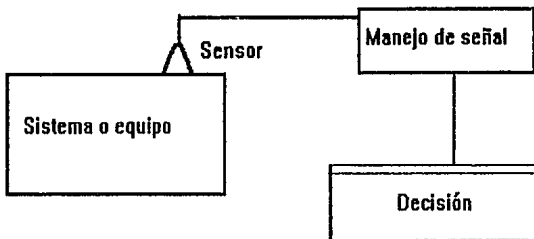


Actualmente es posible la realización de una inspección sin que el equipo sea desarmado y por consiguiente no se detenga en su operación. Este tipo de inspecciones se les conoce como *no Invasivas*.

Dentro de este tipo de inspecciones no-invasivas se encuentra el diagnóstico mediante vibraciones mecánicas. Este tipo de diagnóstico ha tenido gran aplicación en equipo rotatorio.

1.1. DETECCION DE FALLAS.

Cuando se presenta una anomalía, como un apoyo dañado, ó cuando el eje de un rotor se ha deformado más de lo usual, la señal de vibración presentará una forma diferente. Esto puede reflejarse en una oscilación superpuesta a la señal normal, alguna especie de ruido, o un pico de la señal mayor a lo normal. De esta forma, con un sistema adecuado de detección y procesamiento de la señal se puede investigar la clase o la localización de la anomalía.



El diagrama muestra a grandes rasgos los pasos a seguir para diseñar un sistema de diagnóstico de fallas.

Sin embargo este tipo de análisis se encuentra mucho más desarrollado y existen más instrumentos e información para estudiarlo cuando se trata de señales periódicas que en fenómenos de choque o transitorios como los que aparecen en la apertura o cierre de un interruptor eléctrico.

1.2. COMPONENTES DE UNA VIBRACION.

En equipo rotatorio la vibración será periódica, con una frecuencia fundamental en función de la velocidad de giro de la máquina. La frecuencia

fundamental se refiere a la periodicidad con que se repite una misma forma de onda en una oscilación. A su vez esta señal tendrá varios componentes secundarias de diferente frecuencia y amplitud que son las que definen por completo a la oscilación.

A estas componentes se las llama *armónicas* y cada una va teniendo una importancia relativa, es decir, existen efectos físicos que afectan la forma de la señal de vibración. Sin embargo, cuando un sistema (como un interruptor de potencia) entra en acción, es de esperarse que la señal de vibración que se obtenga tenga siempre las mismas armónicas, -a menos que se realice un ajuste u ocurra una falla-. Así pues, si podemos caracterizar una señal, podemos darnos cuenta cuando algo anda mal con un sistema específico. Este análisis se puede llevar a cabo matemáticamente si se conoce la función (aunque esto no es muy común), por métodos gráficos, o y si se procesa una señal eléctrica (proveniente de un sensor, por ejemplo) mediante circuitos eléctricos o filtros que separan cada componente armónica.

Una cuarta alternativa es digitalizar la señal con lo que se puede visualizar en una computadora y hacer las operaciones numéricamente mediante los programas adecuados. Existen herramientas de Software comercial para proceso de señales, así como sistemas de adquisición de datos. Este manejo de datos digitales tiene grandes ventajas desde el punto de vista de manejo aritmético, programación, visualización y localización de los datos.

1.3. SEÑALES ALEATORIAS.

Los tipos de funciones que hemos considerado hasta aquí se pueden clasificar como determinísticos, porque pueden describirse mediante expresiones matemáticas que determinarán valores instantáneos en el tiempo. Existen fenómenos que resultan en datos que no pueden predecirse en un sentido determinístico mediante alguna función; en un sentido más estricto, casi todos los fenómenos de la naturaleza son de este tipo.

1.4. TECNICAS DE CARACTERIZACION DE SEÑALES.

Las señales están definidas generalmente en el dominio del tiempo. Algunas veces es conveniente representarlas en el dominio de la frecuencia, ya que la frecuencia es un parámetro fundamental en cuanto al estudio de vibraciones. Otro parámetro fundamental de una señal es la amplitud.

Existen tres funciones que son utilizadas en el análisis de señales aleatorias: La *distribución de probabilidad* (D.P.), que describe las propiedades de amplitud de un dato aleatorio. Como los datos fluctúan, la D.P. muestra cuáles rangos de amplitud son más probables. La *función de correlación* describe la dependencia de una señal en un instante con otra en diferentes periodos de tiempo. La relación funcional de la frecuencia contra amplitud, se conoce como *espectro de potencia, o de Fourier*.

Partiendo de que la frecuencia y amplitud son los dos parámetros más significativos en la caracterización matemática de una señal, el análisis de Fourier es la herramienta más conveniente, pues engloba la relación de ambos parámetros; dejando abierta la posibilidad de utilizar herramientas de probabilidad y/o estadística para los criterios de comparación.

1.5. CRITERIOS DE COMPARACION

Realizar una comparación punto por punto de las graficas es un proceso tardado y puede no conducir a conclusiones determinantes cuando se trata de una señal aleatoria. Otro recurso sería medir la altura de ciertos pulsos determinantes de la señal o tomar la frecuencia con que ocurren estos pulsos. Estos dos son intentos de comparar las diferentes señales de vibración.

El espectro de Fourier es una herramienta que proporciona tanto características cualitativas (desde el punto de vista de cambios apreciables en una gráfica de frecuencia-amplitud), como cuantitativas; pues el espectro de Fourier arroja coeficientes numéricos que se pueden manejar estadísticamente para comparar señales en distintas situaciones de operación. Ya con esta información, el proceso de decisión se ramifica en varias opciones, dependiendo del conocimiento del fenómeno (existe la necesidad de realizar ensayos experimentales).

CAPITULO 2.

GENERALIDADES.

2.1 DESCRIPCIÓN Y CONSTITUCIÓN DE UN INTERRUPTOR ELÉCTRICO DE POTENCIA.

El interruptor es un dispositivo destinado al cierre y apertura de un circuito eléctrico bajo carga, en condiciones normales y de corto circuito, la cual es su función principal .

También sirve para insertar o retirar de cualquier circuito energizado máquinas, aparatos, líneas aéreas o cables.

El interruptor es, junto con el transformador, el dispositivo más importante de una subestación. Su comportamiento determina el nivel de confiabilidad que se puede tener en un sistema eléctrico de potencia.

Un interruptor se puede considerar formado por tres partes principales:

Una parte activa que esta constituida por las cámaras de extinción que soportan los contactos fijos y el mecanismo de operación que soporta los contactos móviles.

Y una parte pasiva que está formada por una estructura que soporta uno o tres depósitos de aceite, si el interruptor es de aceite, en los que se aloja la parte activa.

En sí, la parte pasiva desarrolla las funciones siguientes:

- a) Protege eléctrica y mecánicamente el interruptor.
- b) Ofrece puntos para el levantamiento y transporte del interruptor, así como espacio para la instalación de los accesorios.
- c) Soporta los recipientes de aceite, si los hay, y el gabinete de control.

En la parte de accesorios se consideran incluidas las siguientes partes:

- a) Boquillas terminales que a veces incluyen transformadores de corriente.
- b) Válvulas de llenado, descarga y muestreo del fluido aislante.
- c) Conectores de tierra.
- d) Placa de datos.
- e) Gabinete que contiene los dispositivos de control, protección, medición, accesorios

como: compresora, resorte, bobinas de cierre o disparo, calefacción, etc.

El accionamiento de los dispositivos de control pueden ser de tipo neumático, electrohidráulico y de resorte, según el nivel de tensión utilizado en la subestación.

Cuando la operación de apertura o cierre se efectúa con carga (corriente nominal) o con corriente de corto circuito (en caso de alguna perturbación), el interruptor recibe el nombre de Disyuntor o Interruptor de Potencia.

Tipos de interruptores

De acuerdo con los elementos que intervienen en la apertura del arco de las cámaras de extinción, los interruptores se pueden dividir en los siguientes grupos:

- a) Interruptores de gran volumen de aceite.
- b) Interruptores de gran volumen de aceite con cámara de extinción.
- c) Interruptores de pequeño volumen de aceite.
- d) Neumáticos (aire comprimido)
- e) Hexafluoruro de azufre
- f) Vacío

2.1.1. Interruptores de gran volumen de aceite

Estos interruptores reciben ese nombre debido a la gran cantidad de aceite que contienen; generalmente se construyen en tanques cilíndricos y pueden ser monofásicos o trifásicos. Los trifásicos son para operar voltajes relativamente pequeños y sus contactos se encuentran contenidos en un recipiente común, separados entre sí por aislantes.

Por razones de seguridad, en tensiones elevadas se emplean interruptores monofásicos (uno por fase en circuitos trifásicos). Las partes fundamentales en estos interruptores son:

Tanque o recipientes

Boquillas y contactos fijos

Conectores (elementos de conexión al circuito)

Vástago y contactos móviles

Aceite de refrigeración

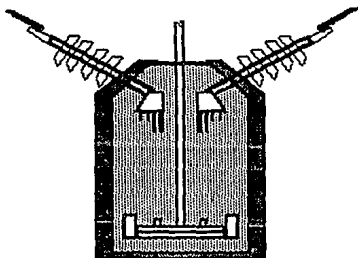


FIGURA 2.1 *Interruptor de Gran Volumen de aceite.*

En general el tanque se construye cilíndrico, debido a las fuertes presiones internas que se presentan durante la interrupción. También el fondo del tanque lleva "costillas" de refuerzo, para soportar estas presiones.

Proceso de interrupción

Cuando opera el interruptor debido a una falla, los contactos móviles se desplazan hacia abajo, separándose de los contactos fijos.

Al alejarse los contactos móviles de los fijos, quedando separados por cierta distancia, y en función de la misma, crecerá el arco. Este arco da lugar a la formación de gases, de tal manera que se crea una burbuja de gas alrededor de los contactos que desplaza una determinada cantidad de aceite.

Conforme aumenta la separación entre los contactos el arco crece y la burbuja se hace mayor, de tal manera que al quedar los contactos en su separación total la presión ejercida por el aceite es considerable, por lo que en la parte superior del recipiente se instala un tubo de fuga de gases.

Interruptores de gran volumen de aceite con cámara de extinción

Los interruptores de grandes capacidades con gran volumen de aceite originan fuertes presiones internas que en algunas ocasiones pueden originar explosiones. Para disminuir estos riesgos se idearon dispositivos donde se forman las burbujas de gas, reduciendo las presiones a un volumen menor. Estos dispositivos reciben el nombre de cámaras de extinción y dentro de estas cámaras se extingue el arco. El procedimiento de extinción es el

siguiente:

a) Al ocurrir una falla se separan los contactos que se encuentran dentro de la cámara de extinción

b) Los gases que se producen tienden a escapar, pero como se hallan dentro de la cámara que contiene aceite, originan una violenta circulación de aceite que extingue el arco.

c) Cuando el contacto móvil sale de la cámara, el arco residual se acaba de extinguir, entrando nuevamente aceite frío a la cámara.

d) Cuando los arcos se han extinguido, se cierran los elementos de admisión de la cámara.

En la figura se ilustra el diagrama de un interruptor de gran volumen de aceite con cámara de extinción.

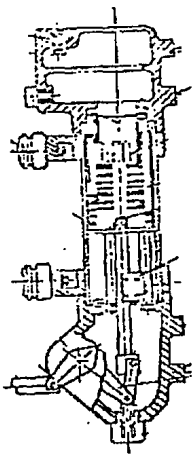


FIGURA 2.2 Cámara de Extinción de un Interruptor

El elemento de desconexión en los interruptores de gran volumen de aceite lo constituyen los contactos móviles. Estos contactos se pueden accionar en general de tres maneras distintas:

a) Mecánicamente, por medio de sistemas volante-bielas o engrane-bielas.

b) Magnéticamente, por medio de un electroimán conocido como bobina de disparo que acciona el trinquete de retención de los contactos móviles al ser energizado; se puede energizar manualmente (por medio de botón), o automáticamente por medio de relevador.

c) La acción de conexión o desconexión se puede efectuar substituyendo el volante o los engranes con un motor eléctrico que puede operarse a control remoto.

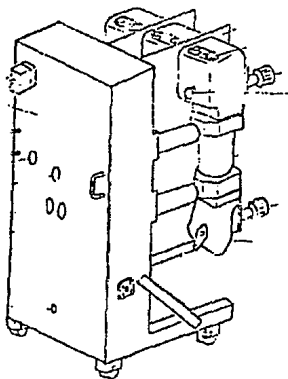


FIGURA 2.3 *Interruptor de pequeño Volumen de aceite con cámara de Extinción.*

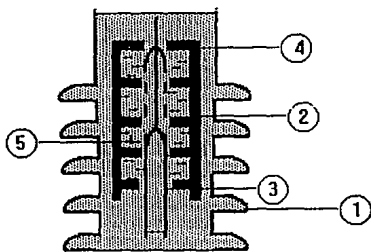
2.1.2. Interruptores de pequeño volumen de aceite

Los interruptores de reducido volumen de aceite reciben este nombre debido a que su cantidad de aceite es pequeña en comparación con los de gran volumen. (Su contenido de aceite varía entre 1.5 y 2.5% del que contienen los de gran volumen)

Se construye para diferentes capacidades y voltajes de operación y su construcción es básicamente una cámara de extinción modificada que permite mayor flexibilidad de operación.

En este tipo de interruptores la cámara de extinción del arco consiste

fundamentalmente de las siguientes partes:



1. Parte Externa
2. Cuerpo de la Cámara
3. Contacto Móvil
4. Contacto Fijo
5. Arco Eléctrico

FIGURA 2.4. Partes de un interruptor.

El funcionamiento de este interruptor es el siguiente:

- a) Al ocurrir una falla se desconecta el contacto móvil 3 originándose un arco eléctrico 5
- b) A medida que sale el contacto móvil se va creando una circulación de aceite entre las diferentes cámaras que constituyen el cuerpo.
- c) Al alcanzar el contacto móvil su máxima carrera el aceite que circula violentamente extingue el arco por completo
- d) Los gases que se producen escapan por la parte superior del interruptor.

Estos interruptores se fabrican por lo general del tipo columna.

2.1.3. Interruptores de aire

Debido al peligro de explosión o incendio que representan los interruptores en aceite, existen los interruptores de aire, en los cuales la extinción del arco se efectúa por

medio de un chorro de aire a presión.

Resumiendo las características de estos interruptores se puede concluir lo siguiente:

- a) Los tiempos de maniobra son muy cortos, lo que limita la duración de los esfuerzos térmicos que originan los cortocircuitos y por lo tanto se reduce el desgaste de los contactos.
- b) Son aparatos de construcción sencilla; se emplean los mismos elementos interruptivos para todas las tensiones, lo cual reduce el almacenaje y el costo de las piezas de repuesto.
- c) Pueden efectuar recierres con tiempos mínimos y potencias de cortocircuito elevadas.
- d) El mantenimiento es sencillo y rápido. No tiene peligro de incendio.

2.1.4. Interruptores en hexafluoruro de azufre

Son aparatos que se desarrollaron al final de la década de los años 60 y cuyas cámaras de extinción operan dentro de un gas llamado hexafluoruro de azufre (SF₆) que tiene una capacidad dieléctrica superior a otros fluidos dieléctricos conocidos. Esto hace más compactos y más durables los interruptores desde el punto de vista de mantenimiento.

El Hexafluoruro de azufre tiene por propiedades que es un gas químicamente estable e inerte, su peso específico es de 6.14 g/l. Alcanza unas tres veces la rigidez dieléctrica del aire, a la misma presión. A la temperatura de 2000°K conserva todavía alta conductividad térmica, que ayuda a enfriar el plasma creado por el arco eléctrico y al pasar por cero la onda de corriente, facilita la extinción del arco. Físicamente el gas tiene características electronegativas, o sea la propiedad de capturar electrones libres, transformando los átomos en iones negativos, lo cual provoca en el gas las altas características de ruptura del arco eléctrico y por lo tanto la gran velocidad de recuperación dieléctrica entre los contactos, después de la extinción del arco.

Los interruptores pueden ser de polos separados, cada fase en su tanque, o trifásicos, en que las tres fases utilizan una misma envolvente. Se fabrican para tensiones desde 115 hasta 800 kv y las capacidades de interrupción varían de acuerdo con el fabricante, llegando hasta magnitudes de 80 kA, que es un caso muy especial.

Este tipo de aparatos pueden librar las fallas hasta en dos ciclos y para limitar las sobretensiones altas producidas por esta velocidad, los contactos vienen con resistencias limitadoras.

2.1.5. Interruptores en vacío

Esta tecnología aparece por el año de 1960. Son aparatos que, en teoría, abren en un ciclo debido a la pequeña inercia de sus contactos y a su pequeña distancia. Los contactos están dentro de botellas especiales en las que se ha hecho el vacío casi absoluto. El contacto fijo está sellado con la cámara de vacío y por el otro lado entra el contacto móvil, que también está sellado al otro extremo de la cámara, y que, en lugar de deslizarse, se mueve junto con la contracción de un fuelle de un material que parece ser una aleación del tipo de latón.

Al abrir los contactos dentro de la cámara de vacío, no se produce ionización y, por tanto, no es necesario el soplado del arco, ya que este se extingue prácticamente al pasar por cero después del primer ciclo.

Este tipo se utiliza en instalaciones de hasta 34.5 kV dentro de tanques blindados.

Los dos inconvenientes principales son:

Que por algún defecto o accidente se pueda perder el vacío de la cámara, y al entrar aire y producirse el arco, puede reventar la cámara. Debido a su rapidez, producen grandes sobretensiones entre sus contactos y estos emiten ligeras radiaciones de Rayos X.

Resumen de los interruptores descritos

Tipo neumático.

Ventajas.

- a) Bajo costo y disponibilidad del aire.
- b) Rapidez de operación
- c) No provoca explosiones ni arde como el aceite
- d) Aumenta la capacidad de ruptura en proporción a la presión del aire.

Desventajas:

- a) Menor rigidez dieléctrica que el SF₆
- b) Mayor presión
- c) La constante térmica es de unas 100 veces la del SF₆ a la misma presión
- d) Aun a presiones cinco veces superiores que el SF₆, el aire tiene únicamente 10% de la

capacidad de extinción del arco.

e) En fallas próximas al interruptor aparecen sobretensiones muy altas. Para disminuirlas se intercalan resistencias de apertura.

f) Después de la apertura el gas ionizado debe ser ventilado .

g) Los niveles de ruido al operar son muy altos

h) El sistema de compresión de aire tiene un precio muy alto y la confiabilidad de sus componentes es difícil de lograr.

Tipo hexafluoruro de azufre

Ventajas:

a) Después de la apertura de los contactos, los gases ionizados no escapan al aire, por lo que la apertura del interruptor no produce casi ruido.

b) Alta rigidez dieléctrica, en el orden de tres veces la del aire.

c) El SF₆ es estable. Expuesto al arco se disocia en SF₄, SF₂ y en fluoruros metálicos, pero al enfriarse se recombinan de nuevo en SF₆

d) La alta rigidez dieléctrica del SF₆ lo hace un medio ideal para enfriar el arco, aun a presiones bajas.

e) La presión utilizada para interrupción del arco es una fracción de la requerida en interruptores neumáticos.

f) Buena conductividad térmica, es del orden de tres veces la del aire.

Desventajas:

a) A presiones superiores a 3.5 bars y temperaturas menores de -40 °C, el gas se licúa. Por eso, en el caso de interruptores de dos presiones, es necesario calentar el gas de la cámara de extinción para mantener el equilibrio a temperaturas ambientes menores de 15 °C.

b) El gas es inodoro, incoloro e insípido. En lugares cerrados hay que tener cuidado de que no existan escapes, ya que por tener mayor densidad que el aire, lo desplaza provocando asfixia en las personas por falta de oxígeno. En otros lugares es conveniente disponer de extractores que deben ponerse en funcionamiento antes de que se introduzca personal.

c) Los productos del arco son tóxicos y combinados con la humedad producen ácido fluorhídrico, que ataca la porcelana y el cemento de sellado de las boquillas.

Tipo vacío.

Ventajas:

- a) Es un interruptor muy compacto.
- b) Prácticamente no necesita mantenimiento.

Desventajas:

- a) Es difícil mantener un buen vacío debido al arqueado y desgasificación de los electrodos metálicos.
- b) Durante el arqueado se produce ligera emisión de rayos X.
- c) Aparecen sobre tensiones, sobre todo en circuitos inductivos.

2.2 Descripción de las variaciones físicas en su funcionamiento por operación

Considerando los principales parámetros, se van a definir a continuación algunas de las magnitudes características que hay que considerar en un interruptor.

Tensión nominal.- Es el valor eficaz de la tensión entre fases del sistema en que se instala el interruptor.

Tensión máxima.- Es el valor máximo de la tensión para el cual está diseñado el interruptor y representa el límite superior de la tensión, al cual debe operar según normas.

Corriente nominal.- Es el valor eficaz de la corriente normal máxima que puede circular continuamente a través del interruptor sin exceder los límites recomendables de elevación de temperatura.

Corriente de cortocircuito inicial.- Es el valor pico de la primera semionda de corriente, comprendida en ella la componente transitoria.

Corriente de cortocircuito.- Es el valor eficaz de la corriente máxima de cortocircuito que pueden abrir las cámaras de extinción del arco. Las unidades son kilóamperes, aunque comúnmente se dan en megavolt-amperes (MVA) de cortocircuito.

Tensión de restablecimiento.- Es el valor eficaz de la tensión máxima de la primera semionda de la componente alterna, que aparece entre los contactos después de la extinción

de corriente. Tiene una influencia muy importante en la capacidad de apertura del interruptor y presenta una frecuencia que es del orden de miles de Hertz, de acuerdo con los parámetros eléctricos del sistema en la zona de operación.

Esta tensión tiene dos componentes, una a la frecuencia nominal del sistema y la otra superpuesta que oscila a la frecuencia natural del sistema.

Resistencia de contacto.- Cuando una cámara de arqueo se cierra, se produce un contacto metálico en un área muy pequeña formada por tres puntos, que es lo que en geometría determina un plano. Este contacto formado por tres o mas puntos es lo que fija el concepto de resistencia de contacto y que provoca el calentamiento del contacto, al pasar la corriente nominal a través de él.

Cámaras de extinción del arco.- Es la parte primordial de cualquier interruptor eléctrico, en donde al abrir los contactos se transforma en calor la energía que circula por el circuito de que se trate.

Dichas cámaras deben soportar los esfuerzos electrodinámicos de las corrientes de cortocircuito, así como los esfuerzos dieléctricos que aparecen al producirse la desconexión de bancos de reactores, capacitores y transformadores.

El fenómeno de interrupción aparece al iniciarse la separación de los contactos apareciendo un arco a través de un fluido, que lo transforma en plasma y que provoca esfuerzos en las cámaras, debido a las altas presiones y temperaturas. Al interrumpirse la corriente durante el paso de la onda por cero, aparece entre los contactos la llamada tensión transitoria de restablecimiento.

Durante la interrupción del arco, aparecen los siguientes fenómenos:

- a) Altas temperaturas debidas al plasma creado por el arco.
- b) Altas presiones debido a la temperatura del plasma.
- c) Flujos turbulentos del gas que adquieren velocidades variables 100 y 1000 metros por segundo y que producen el soplado del arco, su alargamiento y, por lo tanto su extinción.
- d) Masas metálicas en movimiento (contacto móvil) que se aceleran en pocos milésimos de segundo hasta adquirir velocidades del orden de 10 metros por segundo.
- e) Esfuerzos mecánicos debidos a la corriente de cortocircuito.
- f) Esfuerzos dieléctricos debidos a la tensión de restablecimiento.

2.2.1 Pruebas a interruptores

Las pruebas que generalmente se efectúan a los interruptores o antes de poner en servicio un sistema, son las siguientes:

a) Prueba de prestación.

Sirve para determinar el valor de la corriente de apertura o de la corriente de cierre en algunos casos (corriente de falla)

b) Prueba de sobrecarga.

Sirve para comprobar si el interruptor soporta la corriente de sobrecarga fijada.

c) Prueba de temperatura.

Sirve para observar el comportamiento del interruptor con temperaturas elevadas o con corrientes mayores que la nominal

d) Prueba de aislamiento.

Sirve para verificar el comportamiento del interruptor a la tensión nominal y comprobar la calidad de los aislantes empleados.

e) Prueba mecánica

Nos permite observar si el interruptor es lo suficientemente fuerte de acuerdo con su capacidad de diseño

f) Prueba de presión

Nos permite comprobar la resistencia del tanque a las presiones internas originadas en una falla.

g) Prueba de funcionamiento.

Es la última prueba y nos permite comprobar el funcionamiento correcto de los dispositivos de control y mecánico, fundamentalmente la operación simultánea de los polos de desconexión.

2.2.2. Especificaciones para interruptores de potencia

Veamos las especificaciones que se deben dar para la compra o fabricación de un interruptor de potencia. De todos los tipos estudiados hay gran diversidad y al igual que en los transformadores se deben especificar generalidades, función del interruptor en la subestación, si la subestación es de tipo interior o intemperie, si es de accionamiento manual o automático.

Entre los datos técnicos que se deben proporcionar se pueden mencionar como fundamentales los siguientes:

- a) Tensión normal de operación
- b) Corriente nominal
- c) Corriente de ruptura en KA
- d) Capacidad de ruptura en MVA
- e) Capacidad de ruptura para S SRG, de duración de falla.

Algunas capacidades comerciales de interruptores

Tipo "GC" Un solo tanque

Características 14.4 KV 100, 250, 500 MVA

23.0 KV 250 MVA

Tipo "G" Tres tanques

Características 14.4 hasta 69 KV, -500 hasta 2500 MVA

Usados en transmisión de potencia

Tipo "GM" Montado sobre el piso

Características 69 hasta 161 KV, -1500 hasta 15000 MVA

Empleados en sistema de transmisión

Tipo "GW"

Características 230 KV a 345 KV 1200 a 1600 Amp.

2.2.3. Tipos de fallas en los interruptores

Falla en las terminales.- Dentro de esta categoría se considera a todas las fallas pegadas al interruptor. En este caso la oscilación de la tensión se amortigua por la resistencia propia del circuito de potencia y su frecuencia depende de los valores de la inductancia y de la capacitancia del lado de la fuente.

Falla en una línea corta (falla kilométrica).- Este tipo de falla hace muy crítico el comportamiento de los interruptores, principalmente cuando ocurre entre los 3 y 5 km de distancia del interruptor. De ahí el nombre de falla kilométrica.

En este caso, la tensión de restablecimiento está dada por la diferencia de tensión entre el lado de la fuente y el lado de la línea, con una frecuencia de oscilación del doble de la fundamental. Los primeros ciclos de la tensión transitoria tienen forma de diente de sierra, y como la velocidad de crecimiento de los dientes es grande, esto ocasiona esfuerzos muy grandes en el dieléctrico del interruptor. En cambio la magnitud de la corriente durante esta falla es menor que en el caso anterior.

Apertura en oposición de fases - Se produce en el caso en que por una conexión de fase equivocada, al cerrar el interruptor, este cierra contra un cortocircuito directo, lo que provoca una apertura violenta, llegando a producirse una sobretensión de hasta tres veces la tensión normal de fase a neutro, con una frecuencia de oscilación del doble de la fundamental.

Apertura de pequeñas corrientes inductivas. Es el caso típico de la apertura de un transformador excitado o de un banco de reactores. La apertura de estas corrientes puede provocar la llamada "falla evolutiva" que en interruptor puede llegar a ser bastante fuerte.

Falla evolutiva.- Esta se produce cuando al abrir un circuito inductivo aparece la sobretensión que puede provocar el arqueo de los aisladores exteriores, lo cual a su vez, pone en cortocircuito la inductancia del transformador, liberándose una onda viajera entre el transformador y el interruptor que provoca el reencendido del interruptor, volviendo a reaparecer la corriente de cortocircuito. En el momento en que ocurre esto, los contactos del interruptor se encuentran en proceso de apertura y separados una cierta distancia. Al reiniciarse el arco, con la corriente de cortocircuito, se eleva la presión dentro del interruptor, pudiendo esta llegar a un valor tan grande que produzca la explosión del mismo.

Recierre automático y fallas en una red

El recierre automático de los interruptores tiene como fin mejorar la continuidad de servicio de la instalación.

Las fallas en una red pueden ser de tres tipos:

- a) Transitorias
- b) Semipermanentes
- c) Permanentes

En los casos a y b se puede restaurar el servicio una vez que ha cesado la falla. En

el caso c solo se puede restaurar el servicio, después de una reparación de la zona dañada.

Un ejemplo de este tipo de fallas es la descarga de un rayo, que contornea un aislador sin perforarlo. En líneas de muy alta tensión, este tipo de falla representa un 90% y en líneas de tensión media representa un 60% del total de las fallas que afectan las líneas aéreas.

En esta falla se considera que el tiempo de desionización del trayecto de un arco eléctrico en el aire varía desde unas centésimas de segundo, hasta unas dos décimas. Por lo tanto, cuando hay recierre se acostumbra permitir un espacio de 0.3 segundos entre el final de la última apertura y el principio del siguiente recierre, para evitar que el relevador de recierre lo vea como una continuación del cortocircuito.

Falla semipermanente.- Un ejemplo de este tipo de falla puede ser el contacto de una rama de árbol con un conductor de alta tensión, en que la rama se consume progresivamente en fracciones de segundo.

Esta falla es de mayor duración que el caso anterior, y sólo se elimina con un recierre automático lento de varios segundos o menos. Es una falla rara en altas tensiones y más frecuente en tensiones medias.

La experiencia muestra que, en tensiones medias, el número de fallas que se eliminan con el primer recierre lento llega a ser del orden del 20%. En el segundo recierre, el promedio de fallas eliminadas es ya muy bajo y en el tercer recierre el promedio es prácticamente nulo.

Falla permanente.- Un ejemplo de este tipo de falla puede ser un cortocircuito en las bobinas de un transformador o dentro de un cable de potencia. En este caso, el cortocircuito una vez iniciado se establece en forma franca y solo desaparece después de la apertura del interruptor correspondiente.

Recierre monofásico.- En alta tensión, se ha detectado estadísticamente, que el porcentaje de fallas que afectan una sola fase es el orden de 90% y considerando además, que la mayor parte de las fallas son de tipo transitorio o semipermanente se puede pensar en la utilización del recierre monofásico. Como el recierre es rápido, no existe el temor de que llegue a perder el sincronismo, ya que las otras dos fases siguen manteniendo una liga sincronizada y sólo en el caso en que después del primer recierre persista el cortocircuito, entonces se efectúa el disparo trifásico.

El recierre automático impone condiciones de servicio mas severas a los interruptores y sus mecanismos, y en el caso de que la falla sea permanente, el interruptor debe soportar un cierre y apertura contra un segundo cortocircuito, una fracción de segundo posterior al del primer disparo, lo cual obliga a que los interruptores que van a trabajar con recierre deben tener un diseño más reforzado tanto eléctrica como mecánicamente hablando.

Principios para la conservación.

Los interruptores eléctricos normalmente permanecen durante largos periodos de tiempo sin actuar, y por tanto no pueden advertirse asiduamente los defectos incipientes o condiciones peligrosas que pueden producirse como consecuencia de descuidos o negligencias, como sucedería, por ejemplo en máquinas rotativas.

Los disyuntores al aire y en aceite son vitales en una red eléctrica, ya que de su correcto funcionamiento depende la seguridad de todo el sistema. Debido a su estado normal de reposo es fácil descuidar su conservación, y entonces, cuando deban actuar para cortar un cortocircuito, pueden fallar, con resultados desastrosos.

Aparece, pues, claramente necesario redactar un programa para la conservación de las instalaciones con cuadros de interruptores. El intervalo entre dos revisiones sucesivas depende del trabajo del interruptor, y en general para equipos normales, este periodo puede estar comprendido entre uno y tres meses, mientras que para equipos que deben actuar con poca frecuencia el intervalo puede ser de un año. En ningún caso es aconsejable que un interruptor permanezca cerrado durante mas de seis meses sin probarlo. Por ello será necesario abrir y cerrar el interruptor unas cuantas veces para comprobar que está en disposición de actuar, después de haber comprobado que no hay peligro de hacerlo funcionar. En los interruptores automáticos en los que se usan amortiguadores de émbolo en aceite para el movimiento de los contactos, no se debe probar el interruptor sin estar el tanque lleno de aceite.

CAPITULO 3.

INTRODUCCION A LA TEORIA DE VIBRACIONES

3.1 DEFINICION Y CLASIFICACION DE LAS VIBRACIONES .

La vibración se define en su forma más simple como un movimiento oscilatorio. Una vibración mecánica en particular, es un movimiento oscilatorio de una partícula alrededor de una posición de equilibrio. Anteriormente quedaba implícito que este movimiento oscilatorio también era periódico. Actualmente no es tan cierto, pues ahora también se tiene interés en el movimiento no periódico transitorio.

3.1.1. IMPORTANCIA DE LAS VIBRACIONES

El Ingeniero se enfrenta con frecuencia al problema de las vibraciones mecánicas porque estas existen, en mayor o menor grado, en casi todas las estructuras o máquinas de cualquier tipo.

3.1.2. EFECTOS DESEABLES E INDESEABLES DE LAS VIBRACIONES.

En general las vibraciones son indeseables en las máquinas porque producen esfuerzos excesivos o esfuerzos cíclico. Como se sabe, un esfuerzo cíclico puede causar la falla de un material más rápidamente. Las vibraciones además aumentan el desgaste, incrementan las cargas en los apoyos (cojinetes), e inducen fatiga en los materiales.

Las vibraciones desperdician energía que en otro caso podría ser empleada para realizar trabajo útil. Las máquinas, herramientas o instrumentos en los que se busca una gran precisión se ven afectadas por las vibraciones.

En máquinas o dispositivos con elementos giratorios, las vibraciones son de extrema importancia. Las piezas giratorias de las maquinas deben balancearse cuidadosamente para que la distribución de la masa sea homogénea, evitando que al girar se produzcan pares y fuerzas de desbalance.

La vibración en algunos equipos se ve incrementada notablemente a ciertas frecuencias de operación; éstas frecuencias se conocen como *frecuencias naturales* del sistema.

En el diseño de un sistema mecánico expuesto a excitaciones periódicas, es importante evitar que la frecuencia de operación iguale a alguna de las frecuencias naturales. Si esto ocurre, la vibración puede alcanzar niveles peligrosos; este fenómeno es conocido como *resonancia* (véase vibraciones forzadas).

En otros casos las vibraciones tienen aplicaciones útiles. Por ejemplo se utilizan vibradores para compactar concreto. En industrias de procesamiento de minerales se usan

usan molinos vibratorios para reducir el tamaño de las rocas, y cribas oscilatorias que separan el material por su tamaño.

3.2 CLASIFICACION DE LAS VIBRACIONES

En general una partícula o cuerpo soportado elásticamente mediante un sistema de resortes, un eje, una viga, o mediante cualquier otro sistema elástico, vibra cuando se perturba su posición de equilibrio, o cuando se aplica una fuerza.

En la figura se muestran cuatro ejemplos. Casos más complicados se pueden construir a partir de movimientos sencillos. En (a) un cuerpo es sujeto por un resorte u otro elemento elástico. En (b) una viga o lamina sostiene un cuerpo en un extremo. En (c) el caso del pendulo. En (d) un alambre sostiene a un disco, que tiene movimiento angular.

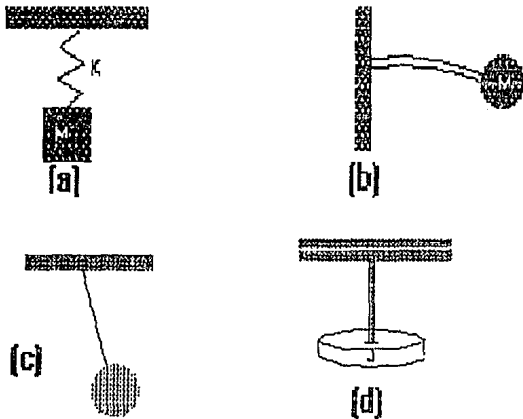


FIGURA 3.1 Ejemplos de Vibraciones de un grado de libertad

En la figura (3.2) se muestra un cuerpo W suspendido por un resorte. Si se desplaza de su posición de equilibrio el cuerpo oscila, y este movimiento sería indefinido si no existiera fricción. El movimiento descrito por el cuerpo W en el tiempo sería como el que muestra la gráfica.

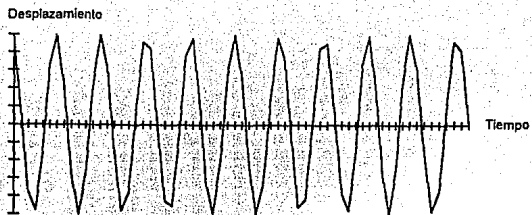


FIGURA 3.2 *Movimiento Armónico Simple*

El periodo T es el tiempo mínimo que transcurre antes de que el movimiento empiece a repetirse. El periodo también se puede definir para señales más complejas.

La frecuencia de la oscilación es el número de ciclos por unidad de tiempo y por lo tanto es el recíproco del periodo. Unidades de la frecuencia son ciclos por segundo, o, Hertz(Hz).

$$f = 1 / T \text{ [ciclos/segundo]}$$

La amplitud A de una oscilación es el desplazamiento máximo, bien sea lineal o angular, del cuerpo a partir de su posición de equilibrio.

Cuando no hay fuerzas que produzcan una vibración y ésta se mantiene por fuerzas elásticas o gravitatorias, se le conoce como vibración libre (ó natural). Un movimiento vibratorio libre oscila con su frecuencia natural que sólo depende de sus propiedades dinámicas.

Cuando una fuerza periódica externa actúa sobre un sistema y mantiene una vibración de la misma frecuencia, este caso se conoce como vibración forzada.

Cuando no hay elementos que disipen energía. La amplitud de oscilación forzada se incrementa notablemente si la frecuencia de excitación es próxima a la frecuencia natural del sistema.

Una vibración es no amortiguada cuando puede despreciarse el efecto de la fricción (como la resistencia del aire, o el amortiguamiento viscoso), o si el intervalo de tiempo que nos interesa estudiar es muy pequeño y los efectos de la amortiguación no son significativos. Si cualquiera de estos efectos es notable la vibración es amortiguada.

Un sistema también se puede clasificar por el número de grados de libertad que posee. Una partícula posee un grado de libertad cuando el movimiento se puede definir especificando una sola coordenada.

Si el sistema puede vibrar en dos direcciones o cuando está compuesto de dos partículas que pueden vibrar independientemente, el sistema posee dos grados de libertad, porque hay que usar dos coordenadas para definir el movimiento en cualquier instante.

El movimiento de un cuerpo rígido posee seis grados de libertad, 3 corresponden a los movimientos de traslación en las tres direcciones y 3 más a los giros alrededor de los 3 ejes.

Muchos sistemas físicos son en general complejos y difíciles de analizar. Cuando consisten de un gran número de componentes es necesario identificar las propiedades de cada componente. Con éstas se puede construir un modelo matemático del sistema físico. Un sistema real tiene sus propiedades o parámetros distribuidos en un número infinito de partes. Si el sistema se divide en un número finito de elementos asignándoles parámetros, se dice que se discretiza. Aunque este modelo es menos real es muy útil para modelar muchos sistemas.

Aunque la solución del problema es diferente, se obtienen conclusiones parecidas. Los sistemas de parámetros distribuidos se describen mediante ecuaciones diferenciales parciales, mientras que los sistemas discretos, el comportamiento se describe en ecuaciones diferenciales ordinarias.

3.3. SISTEMAS DE UN GRADO DE LIBERTAD.

Los elementos que relacionan las diferentes variables de un sistema mecánico son de tres tipos: Los que relacionan fuerzas con desplazamientos, fuerzas con velocidad y fuerzas con aceleración.

Un ejemplo de elemento que relaciona fuerza con desplazamiento es el resorte. Normalmente se considera sin masa aunque se pueden hacer suposiciones para considerar su masa. La fuerza ejercida en el resorte es proporcional a su deformación $X_2 - X_1$. para pequeñas deformaciones se puede considerar esta relación lineal.

$$F = k (X_2 - X_1) \quad (3.1)$$

El elemento que relaciona fuerzas con velocidades es conocido como amortiguador. Se puede tratar de un pistón que se desliza en un recipiente cilíndrico con aceite o agua. La fuerza de amortiguación se considera proporcional a la velocidad.

$$F_d = c (X_2 - X_1) \quad (3.2)$$

El elemento que relaciona la fuerza con la aceleración es la masa del cuerpo. Pues de acuerdo a la segunda ley de Newton la Fuerza F_m es proporcional a la aceleración X''

$$F = M X'' \quad (3.3)$$

La ecuación de movimiento del cuerpo en cuestión se puede derivar de las relaciones anteriores. Tomando una posición de equilibrio y denotando $F(t)$ como una fuerza externa que produce el desplazamiento $X(t)$, se escribe la ecuación de movimiento:

$$F(t) - F_s(t) - F_d(t) = mX''(t) \quad (3.3)$$

Conociendo las relaciones para la fuerza elástica F_s y la fuerza de amortiguamiento F_d .

$$mX''(t) + cX'(t) + kX(t) = F(t) \quad (3.4)$$

3.3.1 VIBRACION LIBRE NO AMORTIGUADA. La solución de esta ecuación representa el comportamiento del cuerpo para diferentes casos. El caso más simple se presenta cuando no hay fuerza externa, y el cuerpo se mueve por un desplazamiento inicial, y en el caso ideal si no existen fuerzas de disipación.

$$X''(t) + W_n^2 X(t) = 0 \quad \text{donde } W_n = \sqrt{k/m} \quad (3.5)$$

El término W_n es la frecuencia natural del sistema. La solución de esta ecuación diferencial es la combinación de una función seno y coseno pues ambas satisfacen esta ecuación.

$$X(t) = A_1 \cos(W_n t) + A_2 \sin(W_n t) \quad (3.6)$$

Las constantes se obtienen igualando $X(t)$ y la velocidad $X'(t)$ al desplazamiento X_0 y velocidad inicial V_0 , en $t=0$.

$$A_1 = X_0 \quad \text{y} \quad A_2 = V_0/W_n$$

Dos funciones seno y coseno se pueden combinar en una sola con un ángulo de defasamiento y una sola amplitud.

$$X(t) = A \cos(W_n t - \beta) \quad (3.7)$$

Donde $A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2}$ y $\beta = \tan^{-1}(A_2/A_1)$

El desplazamiento se puede representar mediante un fasor giratorio en un plano complejo. El eje horizontal representa la parte real, el eje vertical la parte imaginaria, y el desplazamiento se obtiene con la parte real del fasor A que ha girado un ángulo $(\omega_n t - \beta)$.

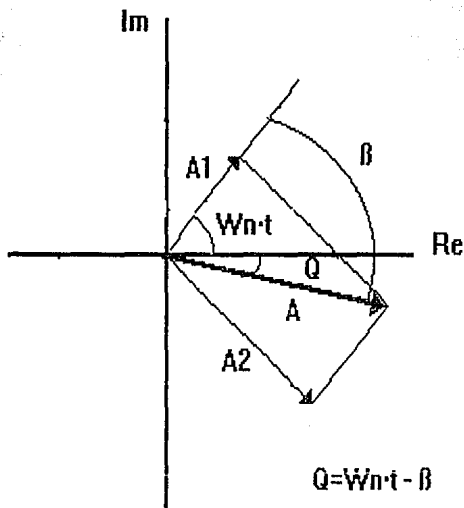


FIGURA 3.3 Representación de un vector en el plano complejo (Fasor)

VIBRACION LIBRE AMORTIGUADA.

La amortiguación es el proceso por el cual la vibración disminuye continuamente en amplitud, disipándose energía en forma de fricción, calor o se transmite en forma de

sonido. Existen varios mecanismos de amortiguación y se pueden encontrar varias formas de amortiguación en un solo caso.

El mecanismo más comúnmente usado es la amortiguación viscosa, en que la fuerza es proporcional a la velocidad. Ejemplos de este caso, es un amortiguador o absorbechoques, un fluido alrededor de un émbolo dispuesto en un cilindro, o en la oscilación de un muñon de una flecha dentro de un cojinete. Aunque existen pocos ejemplos prácticos de amortiguación viscosa, varias formas de amortiguación se aproximan a la amortiguación viscosa si la fricción es pequeña.

Retomando la ecuación 3.3 que describe el comportamiento de un sistema:

$$mX''(t) + cX'(t) + kX(t) = 0$$

Dividiendo cada término entre m y reordenando la ecuación:

$$X''(t) + c/m X'(t) + (k/m)X(t) = 0 \quad (3.9)$$

La solución de esta ecuación es una ecuación de forma exponencial

$$f(t) = C \text{Exp}(rt),$$

que al sustituirla se obtiene la ecuación característica:

$$r^2 + c/m(r) + k/m = 0$$

La solución de esta ecuación es:

$$r_{1,2} = -c/2m \pm \sqrt{(c/2m)^2 - k/m} \quad (3.10)$$

Se pueden presentar varios casos para esta solución dependiendo del valor del radical $(c/2m)^2 - k/m$. En cada uno de estos casos se puede analizar la respuesta.

Caso 1. Cuando $(c/2m)^2 > k/m$ el radical es real y la solución está formada con los dos valores r_1 y r_2 reales.

$$X(t) = A_1 \exp(r_1 t) + A_2 \exp(r_2 t) \quad (3.11)$$

En este caso en el movimiento predomina la amortiguación, y el sistema se aproxima exponencialmente al equilibrio, sin presentar oscilación.

Son ejemplos de este movimiento los de cierre automático de puertas. La gráfica resultante de este tipo de movimiento que es una exponencial que se aproxima paulatinamente a cero, se muestra en la figura (3.6)

Caso II. Cuando el radical vale cero, $(c/2m)^2 = k/m$, y ambas raíces valen lo mismo. Por lo que la solución de este movimiento sería

$$X(t) = (C_1 + C_2 t) \exp(-c/2m t) \quad (3.12)$$

En este caso crítico en que el cuerpo se aproxima rápidamente a su posición de equilibrio se dice que el sistema está críticamente amortiguado. Al valor de la constante de amortiguación para que suceda este caso se le conoce como constante crítica de amortiguación. De la igualdad del radical de la ecuación 3.10 con cero se deduce el valor de la constante crítica.

$$C_{cr} = \sqrt{4mk} \quad \text{ó} \\ C_{cr} = \sqrt{4m^2 (k/m)} = 2m W_n \quad (3.13)$$

Una forma de comparar la cantidad de amortiguación dentro de un sistema es utilizar la relación de amortiguación que es el cociente entre la constante real de amortiguación y la constante crítica.

$$\xi = c / C_{cr} \quad (3.14)$$

La ecuación 3.9 puede escribirse en términos de esta relación y de la constante crítica.

$$X''(t) + (\xi C_{cr}/m) X'(t) + k/m X(t) = 0$$

$$X''(t) + 2\xi W_n X'(t) + W_n^2 X(t) = 0 \quad (3.15)$$

Y la solución de la ecuación en términos de r_1 y r_2 se puede escribir de otra forma:

$$r_{1,2} = -\xi W_n \pm \sqrt{(W_n \xi)^2 - W_n^2}$$

$$r_{1,2} = -\xi W_n \pm \sqrt{\xi^2 - 1}$$

En el movimiento críticamente amortiguado el sistema regresa al equilibrio en el tiempo mínimo y sin oscilar. Este caso se utiliza en instrumentos para medir valores de estado estable, como puede ser el peso muerto de una balanza. Las gráficas para sistemas críticamente amortiguados con diferentes valores de W_n se presentan en la figura 3.7.

Caso III.- El último caso se presenta cuando las raíces $r_{1,2}$ son complejas, por lo tanto la solución para el desplazamiento es una onda oscilatoria afectada por una envolvente exponencial que tiende a la posición de equilibrio conforme avanza el tiempo:

$$x(t) = e^{-\xi W_n t} (A \cos (W_d t) + B \text{sen} (W_d t))$$

-

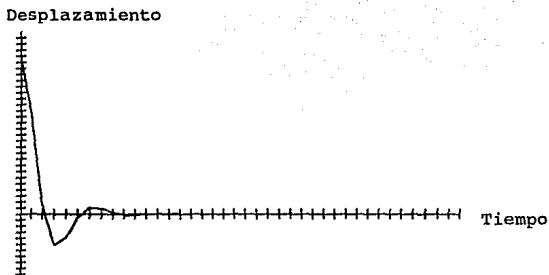


FIGURA 3.4 *Vibración Subamortiguada*

VIBRACIONES FORZADAS

Considérese un sistema masa-amortiguador-resorte como el de la figura:

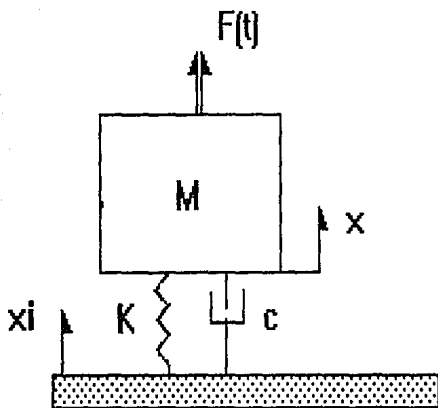


FIGURA 3.5 Sistema Resorte-Masa-Amortiguador

Supongamos que actúa sobre el mismo una fuerza *excitadora* $F(t)$; que puede producirse por la acción de cualquier mecanismo ligado a la masa M . Si se miden los desplazamientos a partir de la posición de equilibrio estática del sistema, la ecuación del movimiento será:

$$M \ddot{x} + c \dot{x} + k x = F(t) \dots \dots \dots 3.16$$

esta función excitadora puede ser una función cualquiera del tiempo, ya sea de tipo periódico o transitorio. Si la forma de la excitación es una función armónica simple, podemos analizar el comportamiento del sistema en el tiempo. La solución más general se puede dividir en dos términos:

$$x = x_p + x_c \dots \dots \dots 3.17$$

donde x_c es la solución de la ec. homogénea y x_p la particular. La primera ya ha sido estudiada con anterioridad y tiene como característica fundamental una tendencia a cero cuando el tiempo tiende a infinito, es decir, es *transitoria*. La parte x_p es, por el contrario, la parte sostenida o *permanente* del movimiento. Es de notar que sólo la parte transitoria

depende de las condiciones iniciales, las cuales determinan las constantes arbitrarias que forman parte de la solución x_c .

Ahora, si queremos encontrar x_p , empezaremos por proponer una solución del tipo

$$x_p = B_1 \sin \omega t + B_2 \cos \omega t \dots\dots\dots 3.18$$

derivando una y otra vez con respecto al tiempo, llegaremos a una ecuación donde encontraremos términos del seno y del coseno de ωt , donde ωt es la velocidad angular por el tiempo. De esa ecuación se deducen las siguientes condiciones separadas:

$$(k - m \omega^2) B_1 - c \omega B_2 = 0 \dots 3.19$$

$$c \omega B_1 + (k - m \omega^2) B_2 = F_0 \dots 3.2$$

donde F_0 es la amplitud de la excitación sinusoidal $F_0 \cos \omega t$. De esas dos expresiones se obtiene:

$$B_1 = \frac{F_0 c \omega}{(k - m \omega^2)^2 + (c \omega)^2}$$

$$B_2 = \frac{F_0 (k - m \omega^2)}{(k - m \omega^2)^2 + (c \omega)^2}$$

podemos reexpresar la expresión 3.16 de una manera más compacta como

$$x_p = c \cos(\omega t - \phi)$$

donde

$$c = \frac{F_0}{\sqrt{(k - m \omega^2)^2 + (c \omega)^2}}$$

$$j = \text{Arc tan} \left(\frac{c \omega}{k - m \omega^2} \right)$$

La solución particular tiene ahora una interpretación sencilla: c es la amplitud de la solución y j es el ángulo de fase. La solución no contiene ninguna exponencial, de manera que el movimiento perdura en el tiempo. Por esto se llama la solución permanente, o *respuesta permanente*, del sistema a la excitación sinusoidal citada anteriormente.

Para entender bien las implicaciones físicas de las ecuaciones anteriores, se representan gráficamente la amplitud c y el ángulo de fase j en función de la frecuencia angular aplicada ω . Además es conveniente para dicha interpretación poder trabajar con magnitudes adimensionales, por lo cual se hacen las siguientes nuevas definiciones.

$$\chi = \frac{F_o / k}{\sqrt{(1 - m/kw^2)^2 + (cw/k)^2}} = \frac{c_o}{\sqrt{(1 - (w/wn)^2)^2 + (2\zeta w/wn)^2}}$$

donde

$$wn = \sqrt{k/m}$$

$$c/k = 2 \zeta / Wn$$

El término F_o/k representa lo que se alargaría el resorte si estuviera sometido a una fuerza igual a la amplitud F_o de la excitación. Asimismo, el ángulo de fase se puede escribir:

$$\phi = \text{Arc tan} \left(\frac{c/kw}{k - m/w^2} \right) = \phi = \text{Arc tan} \left(\frac{2\zeta w/wn}{1 - (w/wn)^2} \right)$$

con estos resultados se pueden introducir las siguientes definiciones:

$$k = \chi / \chi_o$$

donde k es el factor de amplificación, que representa la magnitud de la respuesta del sistema con respecto a un patrón natural ligado al tamaño de la excitación. y,

$$r = w/wn$$

donde r es la relación de frecuencias, de frecuencia de excitación entre frecuencia natural. La representación gráfica del factor de amplificación y del ángulo de fase pone de manifiesto claramente una propiedad fundamental del movimiento vibratorio forzado: el fenómeno de la *Resonancia*. También se puede analizar desde el siguiente punto de vista; supongamos que tenemos un sistema con muy poca amortiguación (ζ pequeña) entonces si imaginamos que se aplican al sistema excitaciones de distinta frecuencia angular, vemos que cuando la frecuencia alcanza el valor de wn , $r = 1$, y el denominador de la expresión de la amplitud tiende a cero, disparando el valor de la misma hacia infinito. Esa representación gráfica es la *respuesta en frecuencia*.

CAPÍTULO 4.

NUEVA APLICACION DE LAS VIBRACIONES MECANICAS.

Actualmente es posible diagnosticar con un altísimo grado de certeza la condición mecánica de la maquinaria rotatoria utilizando el análisis de su vibración.

Un análisis de las magnitudes de las vibraciones que se suceden a distintas frecuencias pueden proporcionar una gran cantidad de información, no solo acerca de la condición mecánica de la máquina en general, sino también de algunas de sus partes específicas. Si la vibración total en una máquina presenta una componente mayor, teniendo una frecuencia igual a la velocidad de un componente giratorio, esto indica que este componente debe ser balanceado para reducir el nivel de vibración.

Este es sólo un ejemplo en el cual la frecuencia de una vibración puede ser usada para encontrar con precisión la fuente de la misma. Esencialmente, cualquier componente giratorio tiene una frecuencia específica e identificable asociada a sus características de operación, y esta puede ser usada para identificar las vibraciones debidas a este componente.

Los datos de la vibración, son a menudo utilizados en programas de mantenimiento y la planificación del mismo. Esta técnica es generalmente conocida como condiciones de monitoreo, el cual utiliza la vibración como un indicador de las condiciones de la maquinaria. Esta técnica es aplicable a equipo nuevo o usado, se principia con la obtención de un registro completo de las vibraciones de una maquinaria específica la cual se encuentra operando satisfactoriamente en condiciones standard. Esta información, conocida como datos base, establece una fuente de comparación para futuras medidas de vibración. Estos datos de base de una maquinaria específica están compuestas de registros tabulares ó gráficas de la vibración, de desplazamiento, velocidad y aceleración como funciones de la frecuencia en puntos específicos de la maquinaria.

Usualmente las mediciones de la vibración son realizadas en cada uno de los rodamientos de la máquina y son obtenidos en las direcciones horizontal, vertical y axial. Muchos fabricantes de instrumentos y sensores de vibración desarrollan equipo capaz de producir y datos base en registros XY y circuitos automáticos de búsqueda de frecuencia.

Una vez que los datos base han sido obtenidos, se realizan mediciones periódicas de vibración en puntos específicos de la maquinaria. De esta forma es posible conocer la condición mecánica de la máquina, y los posibles deterioros de alguno de sus componentes es indicado por el incremento en los niveles de vibración.

Las lecturas obtenidas en los chequeos periódicos no precisan ser tan amplios como los preliminares para establecer los datos base. De hecho todas las medidas de

vibración sin un análisis específico de cada frecuencia es a veces suficiente para propósitos de monitoreo. Sin embargo, cuando el monitoreo periódico indique un marcado incremento en los niveles de vibración, debe hacerse una revisión completa del nivel de vibración contra la frecuencia de la misma forma en que se hizo para obtener los datos base. Una comparación de las vibraciones puede revelar cuál es el origen del incremento de la misma, y puede ser utilizado para identificar algún componente mecánico deteriorado.

Un programa de mantenimiento basado en las condiciones de monitoreo puede reducir grandemente los costos de mantenimiento ya que controla intervalos del mismo.

Esta reducción de costos es el resultado del mantenimiento basado en las condiciones del equipo producto de las horas de operación. Por último, las condiciones de monitoreo reduce tiempos y costos de mantenimiento, ya que proporciona por adelantado información específica de reparaciones y partes requeridas.

4.1- Aplicación de medición de vibraciones en interruptores electricos de potencia.

Los mismos principios generales que se aplican a la captura y análisis de la vibración en maquinaria rotatoria se pueden aplicar a cualquier equipo mecánico como los interruptores de potencia.

La diferencia más visible entre la maquinaria rotatoria y los interruptores de potencia, desde el punto de su vibración, consiste en la manera en que se origina y la duración de la misma.

En la maquinaria rotatoria, la vibración es ciclica, en cambio en un interruptor de potencia, se puede considerar como un choque, por su alta disipación de energía en un brevísimo período de tiempo.

Esta diferencia fundamental conduce a un tratamiento totalmente distinto de la vibración en interruptores de potencia, para lograr el diagnóstico de su condición mecánica sin desarmarlo, alcanzando un mantenimiento mas eficiente.

El análisis de las vibraciones, como se explicó anteriormente, es de utilidad para determinar el estado mecánico de la maquinaria o de sus partes, mas aún en elementos que representan dificultades de tipo técnico, económico o de tiempo entre otros factores.

Dentro de estas dificultades tenemos que este método evita tener que desmontar un interruptor que se lleva los siguientes tiempos:

Dentro de los interruptores de gran volumen de aceite tenemos los de 23 kv que requieren de 5 días para desmontarlo y revisarlo de acuerdo a las indicaciones del fabricante - que son sugeridas en los manuales.

Los de de 85 kv requieren de 10 días para su revisión, misma que se realiza cada 3 años. En los interruptores de pequeño volumen de aceite tenemos que los de de 85 y 230 kv requieren de 5 días para su revisión y mantenimiento, esto cada tres años.

Por otra parte los de aire de 230 y 400 kv requieren de 12 días fuera de operación con una frecuencia de mantenimiento de 3 y 5 años respectivamente.

Para todo este tipo de revisiones se requiere de una cuadrilla que consta de 5 gentes, un chofer y una camioneta, la cual representa un gasto de N\$ 1,400 al día.

Por lo que estamos hablando de que una revisión de cualquier interruptor nos cuesta entre N\$ 7,000 y N\$ 16,800. A estos costos también debemos agregar las pérdidas debidas a la desconexión de los interruptores.

Y en la mayoría de los casos estas revisiones son innecesarias ya que los interruptores han operado por debajo de la media en este tiempo y aún se encuentran en condiciones de operación.

El costo inicial para la utilización de este metodo es de aproximadamente N\$6,000 por la adquisición de los sensores, la tarjeta y software de adquisición de datos. Suponiendo que no se cuente con el equipo, que nos servirá para numerosas revisiones.

Para realizar la medición es necesario desenergizar el interruptor y a la vez demostrar que no exista potencial en cada una de las fases en ambos lados del interruptor, verificando antes y después la correcta operación del detector de potencial. Por otra parte es preciso colocar tierras físicas en cada fase del interruptor, para evitar ruido en la señal a capturar y por seguridad del personal involucrado en la colocación de los sensores de vibración.

La medición en los interruptores se desarrolló de la siguiente manera:

Se colocan los sensores de vibración en la parte superior del interruptor en la fase A en los sentidos axial, transversal y longitudinal. Entendiendo por axial, vertical; por longitudinal, el sentido de las líneas de alta tensión y por transversal la ortogonal a las dos anteriores para capturar las vibraciones provocadas durante su cierre y apertura.

Seguidamente se procede a realizar las lecturas con los sensores colocados en la fase B y en la fase C. Por ultimo se colocan los sensores en las tres fases, en sentido longitudinal exclusivamente y se capturan las señales de vibración en operaciones de cierre y apertura. Se retiran los instrumentos y las tierras para devolver el interruptor a su operación dentro del sistema.

CAPITULO 5 MEDICION Y ANALISIS DE VIBRACIONES

5.1. MEDICION DE VIBRACIONES

Como se dijo con anterioridad, las vibraciones son *desplazamientos*. Para medir un desplazamiento sin alterarlo, es necesario utilizar un dispositivo sensible al cambio de posición, que no interfiera con el movimiento provocando imprecisión.

Para ilustrar el punto anterior, supongamos que tenemos un sistema dinámico formado por una masa acoplada a un resorte; si queremos medir su desplazamiento, podríamos acoplarle un potenciómetro, y por medio de la relación proporcional de voltaje emitida por el potenciómetro (conectado a una batería) entre el punto A y el B, podemos saber la posición de la masa.

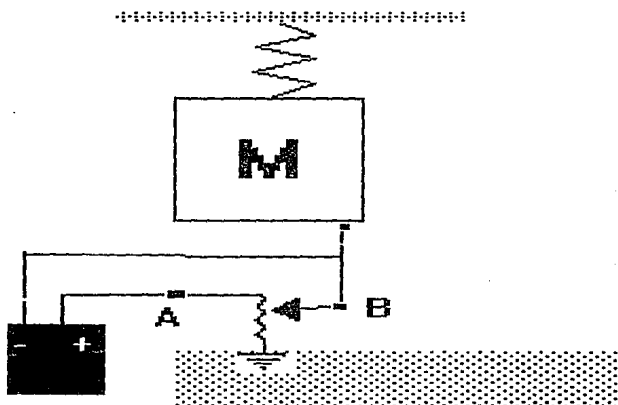


FIGURA 5.1 *Sistema de medición que interfiere con el movimiento del sistema*

Sin embargo, si queremos conocer la respuesta dinámica del sistema, la señal obtenida por medio del potenciómetro no es de utilidad, ya que la fricción del mismo afecta dicha respuesta. Desde este punto de vista, lo que necesitamos es un elemento sensible a los cambios de posición, que no altere, ó que altere de manera inapreciable la variable a medir. Dichos dispositivos se llaman *sensores*.

Un sensor actúa de manera tal, que al recibir una señal de entrada de un tipo -en este caso de movimiento-, manda una señal de salida de otro tipo, por lo general una señal eléctrica de voltaje.

Esta transformación de la "información" se lleva a cabo por medio de elementos *transductores*, que son la clave del funcionamiento del sensor. Hay varios tipos de transductores de movimiento, que nos sirven para transformar distintas entradas en salidas de voltaje, o desplazamientos de una aguja en una carátula por ejemplo.

La medición de desplazamiento se puede lograr de distintas maneras, por medio de sensores de *desplazamiento, de velocidad, ó de aceleración*; cada tipo de sensor trabajará por medio de transductores apropiados a cada aplicación.

5.2 TRANSDUCTORES

TRANSDUCTORES DE DESPLAZAMIENTO

POTENCIOMETROS: Básicamente, los potenciómetros consisten en una resistencia provista de un contacto móvil. El movimiento del contacto puede ser de traslación, rotación, o una combinación de los dos (como el movimiento helicoidal en un aparato giratorio que dé varias vueltas), que permite hacer medidas de desalojamientos de rotación y traslación. Los aparatos de traslación tienen carreras de 0.1 a 20 in., y de rotación de aproximadamente 10 grados a 60 vueltas completas. El elemento resistente se excita con voltaje de c.c. o de c. a. , y el voltaje de salida es (idealmente) función lineal del desalojamiento de entrada.

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

Si la relación de resistencia con respecto al recorrido de traslación o angular del contacto móvil es lineal, el voltaje de salida *eo* duplicará fielmente el movimiento de la entrada *xi* o *Bi*, si las terminales *eo* están en circuito abierto. Sin embargo, el caso ordinario es aquel en el que el voltaje de salida del potenciómetro es la entrada a un instrumento de medida o registrador que extrae algo de corriente del potenciómetro. Por

tanto, un circuito más realista sería el de la figura:

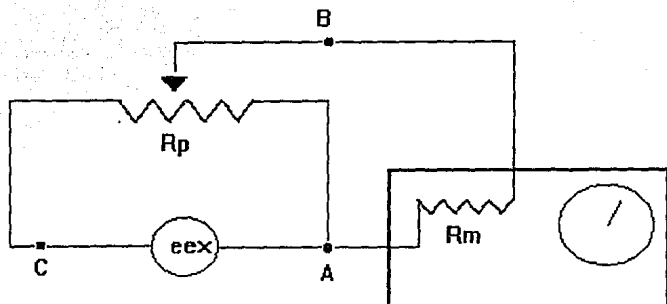


FIGURA 5.2 Medición con Interferencia debido a la resistencia interna del Medidor.

El análisis del circuito da:

$$V_{ab}/V_{ac} = 1/((X_{ab}/X_{ac}) + (R_p/R_m)(1 - X_{ab}/X_{ac}))$$

que se convierte para las condiciones ideales cuando R_p/R_m es cero.

Así, cuando hay carga, la curva que relaciona la entrada con la salida es una línea recta. En la práctica, R_m es distinto de infinito y la ecuación anterior muestra una relación alineal entre V_{ab} y el desplazamiento. Esta desviación se muestra en la figura, donde el error máximo es de aproximadamente 12% de la escala completa si $R_p/R_m=1$, y baja aproximadamente a 1.5% cuando $R_p/R_m=0.1$. Para valores de R_p/R_m es menor que 0.1 la posición de error máximo ocurre en la vecindad de $x_i/x_t = 0.67$, y el error máximo es aproximadamente $15(R_p/R_m)$ por ciento de toda la escala.

Vemos que para obtener una buena linealidad, para un instrumento de resistencia

dada R_m , deberá escogerse un potenciómetro que tenga una resistencia con relación a E_m suficientemente baja. Este requisito se opone al deseo de elevada sensibilidad. Como e_0 es directamente proporcional a e_{ex} , parecería posible obtener la sensibilidad que se desee aumentando simplemente e_{ex} ; sin embargo, este no es el caso, ya que los potenciómetros tienen potencias de régimen definidas, relacionadas a su capacidad para disipar calor y aspectos geométricos a su vez, relacionados con la carrera deseada y la medición correspondiente.

TIPOS DE POTENCIOMETROS

Como dijimos con anterioridad existen varios tipos de potenciómetros que son:

- De alambre enrollado (lineal o angular)
- De plástico conductor (lineal o angular)
- De película de Carbón (lineal o angular)
- Combinaciones de los anteriores

La construcción de los potenciómetros, es muy sencilla, y en general, consiste en utilizar un contacto deslizante y una superficie de deslizamiento que sea a su vez elemento resistivo. Este elemento resistivo puede ser un simple conductor de cierta longitud, un material cubierto con una delgada película de Carbón, o un alambre delgado enrollado para tener una mayor resistencia R_p . De los parámetros físicos de construcción dependerá la sensibilidad del aparato; por ejemplo, para un resistor enredado en un cartón de una pulgada de largo, con 500 espiras, no pueden detectarse cambios menores de 0.002 pulg. Los elementos de película de Carbón pueden tener una resolución tan buena como $5 \cdot 10^{-6}$ pulg. (no es infinitamente pequeña debido a la granularidad de la superficie).

La característica dinámica de los potenciómetros (considerado desalojamiento como entrada y voltaje como salida) es esencialmente la de un instrumento del orden cero, ya que la impedancia del devanado es casi de pura resistencia a las frecuencias del movimiento en las cuales se puede usar el dispositivo (bajas frecuencias). Sin embargo, las cargas mecánicas impuestas en el movimiento medido por la inercia y el rozamiento de las partes del potenciómetro que se mueven deben considerarse cuidadosamente. El rozamiento es casi siempre seco, y por lo general el fabricante suministra datos numéricos de la fuerza de fricción o par de arranque y en funcionamiento. Estos valores varían mucho, lo que depende de la construcción del potenciómetro. Los potenciómetros especiales de poco rozamiento tienen pares de arranque tan pequeños como .003 oz-pulg. Los potenciómetros de traslación pueden tener valores de rozamiento desde menores de una onza a más de una libra. Los valores de inercia tanto para los potenciómetros giratorios como para los de traslación varían mucho con el tamaño. Un potenciómetro típico de 7/8 de pulgada de

diámetro de una sola vuelta tiene un momento de inercia de 0.12 g-cm^2 , mientras que uno de dos pulg. de diámetro de 10 vueltas puede tener aproximadamente 18 g-cm^2 . Las masas en movimiento de los potenciómetros de traslación pueden tener pesos que varían de fracciones de una onza a varias onzas.

Finalmente, para hacer la selección de potenciómetros deben tomarse en cuenta varios factores ambientales, como las altas y bajas temperaturas, el choque, la vibración, la humedad etc. Es posible que estos factores obren como entradas modificadoras o de interferencia, de modo que pueden desmejorar el funcionamiento del instrumento. Cuando las condiciones ambientales son buenas, la vida de un potenciómetro puede ser mayor de 20 millones de carreras completas o rotaciones.

DEFORMOMETROS DE RESISTENCIA

Consideremos un conductor de sección transversal uniforme de área A y longitud L , hecho de un material de resistividad ρ . La resistencia R de este conductor está dada por

$$R = (\rho L)/A$$

Si ahora se estira o se comprime este conductor, su resistencia cambiará debido a los cambios en sus dimensiones y también por una propiedad fundamental de los materiales que se llama piezoresistencia que indica una dependencia de resistividad en la deformación mecánica. Si nos basamos en la suposición de que la deformación es pequeña, se puede demostrar que

$$\frac{dR/R}{dL/L} = \frac{d\rho/\rho}{dL/L} + 1 + 2\nu$$

donde ν es el coeficiente de Poisson, y aparece en el término representativo del cambio de resistencia debido al cambio de área, el primer término del lado derecho representa el cambio de resistencia debido al efecto de piezoresistencia, y el término del lado izquierdo es el coeficiente del deformómetro. El primer término del lado derecho puede expresarse como $p1/E$, donde

$p1$ = coeficiente de piezo-resistencia longitudinal
 E = módulo de elasticidad

La propiedad $p1$ puede ser positiva o negativa. La relación de Poisson está siempre comprendida entre 0 y 0.5 para todos los materiales. En el tipo más común de deformómetro se emplea una de estas dos aleaciones:

Advance (55% Cu, 45% Ni)

Iso Elastic (36% Ni, 8% Cr, 4% Mn, Si y Mo, el resto Fe)

La aleación Advance da un factor de deformómetro de aproximadamente 2, y la Iso Elastic de alrededor de 3.5.

En 1960 aproximadamente, empezaron a encontrarse en el mercado deformómetros basados en materiales semiconductores en vez de metales. Aunque estos son algo más costosos y más difíciles de aplicar que los metálicos, su virtud principal es ue tienen un coeficiente de deformómetro muy elevado, de 130. De la ecuación anterior podemos ver que en los deformómetros metálicos comunes, la mayor parte de los cambios de resistencia provienen de los cambios dimensionales, mientras que en los deformómetros de semiconductores provienen de los efectos de piezo-resistencia. Idealmente, el coeficiente de deformómetro sería una constante, y en los deformómetros metálicos generalmente puede considerarse así. Sin embargo, en los deformómetros de semiconductores, p1 varía algo con la deformación, de manera que no existe una relación lineal deformación-resistencia. Esto tiende a complicar la interpretación de las lecturas de esos deformómetros. Los constantes perfeccionamientos están eliminando rápidamente estas desventajas de los deformómetros de semiconductores y estos ya se usan en cantidades considerables, especialmente en las celdas de carga, acelerómetros y otras aplicaciones de los transductores.

Para los deformómetros metálicos, existen dos métodos diferentes de utilizar el principio básico anterior. Estos corresponden a los deformómetros *separados* y a los *unidos*. En el deformómetro separado los alambres de resistencia (siguiente figura) con diámetro aproximado de 0.001 in., se estiran entre dos bastidores que pueden moverse entre sí como los guien las placas de flexión. Como los alambres formarían ondas si se les aplicaran fuerzas de compresión, la carga que se les da antes es mayor que cualquier carga externa que probablemente se fuera a emplear. Bajo estas condiciones, el movimiento aplicado a la derecha estira más los alambres 1 y 3 y reduce la tensión en los alambres 2 y 4. El movimiento a la izquierda hace precisamente lo inverso y, por tanto, pueden medirse los movimientos en ambas direcciones mientras no se exceda la carga previa. Los alambres de resistencia generalmente se conectan en un circuito puente. estando presente la carga previa, pero sin carga externa aplicada, el puente se equilibra si $R_1/R_4 = R_2/R_3$. Por lo común, el puente lleva resistores variables para efectuar esto. Una carga externa causaría entonces una variación en la resistencia de los alambres, desequilibrando el puente produciendo un voltaje de salida e_o en proporción al movimiento. Los movimientos que se pueden medir directamente con los deformómetros de este tipo son muy pequeños, del orden de 0.0015 pulg. en toda la escala.

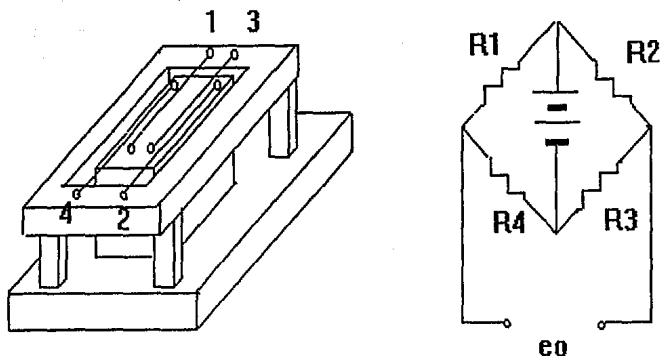


FIGURA 5.3 *Deformómetro de Alambre*

Los deformómetros metálicos unidos usan elementos de alambre en forma de rejilla plana o helicoidal (aplanada= o una delgada hoja metálica impresa y grabada para producir una figura como rejilla. Existen deformómetros que varían en tamaño de aproximadamente 6 pulg. de longitud a más o menos 1/64 pulg. Estos deformómetros deben pegarse con cemento a la superficie cuya deformación se va a medir. El cemento deberá ser el adecuado a las condiciones ambientales. Una vez adheridos, los deformómetros no pueden quitarse ni volverse a usar. Cuando los deformómetros se pegan en forma correcta, se convierten de hecho en parte de la superficie a la que están adheridos y experimentan esencialmente la misma deformación que la superficie. Su funcionamiento es tan bueno a la tracción como a la compresión, ya que la matriz de cemento que rodea el alambre o la hoja impide por completo su flexión transversal. Cuando el equipo electrónico auxiliar es el adecuado, pueden detectarse deformaciones hasta de 10^{-7} pulg./pulg.

La temperatura es una entrada de interferencia importante en los deformómetros, porque su resistencia cambia tanto con la deformación como con la temperatura. Como los

cambios producidos por la deformación son bastante pequeños, el efecto de la temperatura puede asumir proporciones importantes. Otro aspecto de la sensibilidad a la temperatura es la diferente dilatación térmica del deformómetro y el material subyacente, lo que puede producir un cambio en la deformación y en la resistencia en el deformómetro, aunque el material no esté cargado.

Hay varias maneras de atacar este problema; una es colocar en un brazo adyacente de un puente de Wheatstone otro deformómetro pasivo idéntico al activo montado en un pedazo del mismo material sobre el que se hace la medición, provocando que el efecto de las diferencias de expansiones térmicas se anule, quedando como único efecto el del cambio de resistencia en el deformómetro activo. Existen en el mercado deformómetros que se compensan por temperatura solos. Esos dispositivos se diseñan para que se usen en un material específico y su resistencia y dilatación son tales que los efectos casi se anulan entre sí y no se necesita un deformómetro pasivo.

Cuando la dirección y magnitud de la deformación máxima en un punto se conocen completamente, puede demostrarse que las medidas de deformación en tres direcciones diferentes son suficientes para calcular la deformación en cualquier dirección y, por tanto, su valor máximo. Para facilitar estas medidas se han inventado rosetas que combinan las tres medidas necesarias en un conjunto que se aplica fácilmente.

Como se ha dicho con anterioridad, un deformómetro unido no se puede usar en dos superficies distintas, por lo que es imposible calibrarlo en una superficie y usarlo en otra; razón por la cual los fabricantes miden las propiedades de una serie de deformómetros muestra y confían en el control de calidad estadístico, dando a los usuarios estos datos para usar con sus respectivos deformómetros.

La vida útil de funcionamiento de los deformómetros unidos y separados se ve muy afectada por las condiciones ambientales. A diferencia de los potenciómetros, que se gastan por rozamiento, la falla de los deformómetros se atribuye a menudo a la fatiga de los alambres de metal o a las juntas soldadas debido a lo cíclico de los esfuerzos. Como los metases usados en los deformómetros, por lo general no tienen límite de duración (en el que nunca ocurre la falla cuando los esfuerzos son inferiores a dicho límite), cualquier esfuerzo, si se repite, puede conducir a la fractura. En ciertas aplicaciones es recomendable una capa protectora, por ejemplo cera, para evitar la entrada de humedad.

TRANSFORMADORES DE DIFERENCIAS (LVDT)

Estos transductores (Linear variable differential transformer) están formados por

tres bobinas y un núcleo ferromagnético móvil como se muestra en el diagrama siguiente. La bobina de la izquierda funciona por medio de un voltaje alterno excitador e_{ex} , mientras que las dos bobinas secundarias de la derecha tienen inducidos en ellas voltajes sinusoidales de la misma frecuencia que la excitación; sin embargo, la amplitud varía con la posición del núcleo de hierro.

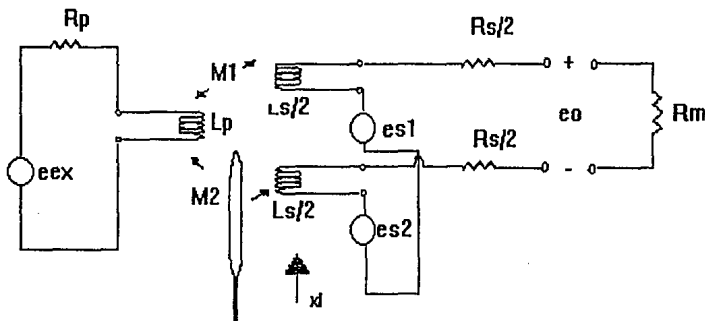


FIGURA 5.4 Transformador de diferencias (LVDT)

Cuando los secundarios están conectados en serie, en oposición, existe una posición de cero en la que la salida neta es esencialmente cero volts. Al moverse el núcleo de la posición de cero produce una inductancia mutua mayor (acoplamiento) para una bobina excitadora que para la otra, y la amplitud de e_o se convierte en una función casi lineal de la posición del núcleo en un intervalo considerable a cada lado del cero. El voltaje e_o sufre un defasamiento de 180 grados al pasar por el cero. Sin embargo, la salida e_o varía con la frecuencia de e_{ex} , y para cada transformador de diferencias existe una frecuencia particular en el que este defasamiento es cero. Si el transformador para diferencias se usa con algún sistema de lectura que requiera un pequeño defasamiento entre e_o y e_{ex} , la excitación a la frecuencia correcta puede resolver este problema. Si se aplica directamente el voltaje de

salida a un instrumento de medida de c.a. o a un osciloscopio, este defasamiento no constituye un problema.

Se puede demostrar que la respuesta en frecuencia del sistema de la figura es

$$\frac{e_o}{e_e}(i\omega) = \frac{(M1 - M2)Rp}{\sqrt{(\omega Tp)^2 + 1}} \quad \angle \beta$$

donde $\beta = 90 - \tan^{-1}(\omega Lp/Rp)$ y $Tp = Lp/Rp$

Como la respuesta en frecuencia del sistema tiene un ángulo de fase de 90 grados a bajas frecuencias y -90 grados a altas, en algún punto intermedio será cero, como se dijo antes. Aunque el voltaje de salida en la posición en que es nulo es idealmente cero, los armónicos en el voltaje de excitación y el acoplamiento por la capacitancia parásita entre el primario y el secundario por lo general producen un voltaje pequeño, pero que no es cero. En las condiciones ordinarias este es menor de 1% de toda la escala y puede ser bastante aceptable. Existen métodos para reducir este valor cuando no lo es.

La salida de un transformador de diferencias es una onda sinusoidal cuya amplitud es proporcional al movimiento del núcleo. Si se aplica esta salida a un voltímetro de c-a puede calibrarse la lectura directamente en unidades de movimiento. Esta instalación es bastante satisfactoria para medir desalojamiento con el inconveniente que no es capaz de distinguir de qué lado del cero se encuentra el núcleo (no distingue defasamiento). Para obtener una onda de voltaje que realmente se parezca al movimiento mecánico sentido, deberá demodularse y filtrarse la salida del LVDT. Existen muchos circuitos electrónicos que pueden demodular señales, y lo mismo aplica para el filtrado (filtro paso-bajo).

TRANSDUCTORES PIEZOELECTRICOS

Cuando se deforman algunos materiales sólidos generan dentro de ellos una carga eléctrica. Este efecto es reversible en el sentido de que si se aplica una carga, el material se deformará mecánicamente como respuesta. A estos fenómenos se les da el nombre de piezoeléctricos. Este principio electromagnético de conversión de la energía se aplica con utilidad en ambas direcciones.

Los materiales que presentan un grado importante y útil de propiedades piezoeléctricas se clasifican en dos grupos principales: naturales (cuarzo, sal de rochela) y sintéticos (titanato de bario). Debido a su estructura natural asimétrica, los materiales cristalinos producen el efecto sin necesidad de procesarlos. Las cerámicas ferroeléctricas

deben hacerse polares artificialmente, aplicando un fuerte campo eléctrico al material (mientras que este se calienta a una temperatura superior al punto Curie del material) y luego se deja enfriar lentamente sin dejar de aplicar el campo. (la temperatura Curie es la superior a aquella a la que el material pierde sus propiedades ferroeléctricas; de esta manera limita la temperatura más elevada a la que tales materiales pueden usarse). Cuando el campo externo se aleja del material enfriado, este retiene una polarización permanente y presentará ahora el efecto piezoeléctrico.

Puede hacerse que el efecto piezoeléctrico responda a deformaciones mecánicas del material en muchas formas diferentes, como dilatación en el espesor, dilatación transversal, corte transversal y corte longitudinal. La forma del movimiento efectuado depende de la forma y orientación del cuerpo con relación a los ejes de los cristales y la posición de los electrodos. Los electrodos metálicos se recubren con otros metales para unirlos al material piezoeléctrico y aplicarles o extraerles la carga eléctrica. Como los materiales piezoeléctricos son aisladores, los electrodos se convierten en placas de un capacitor. Por tanto, un elemento piezoeléctrico que se emplea para convertir movimiento mecánico en señales eléctricas, puede considerarse como generador de carga y como capacitor. La deformación mecánica genera una carga; esta se convierte en un voltaje definido que aparece entre los electrodos de acuerdo con la ley general de los capacitores, $E = Q/C$.

El efecto piezoeléctrico es sensible a la dirección porque la tensión produce una polaridad definida en el voltaje, mientras que la compresión produce una opuesta.

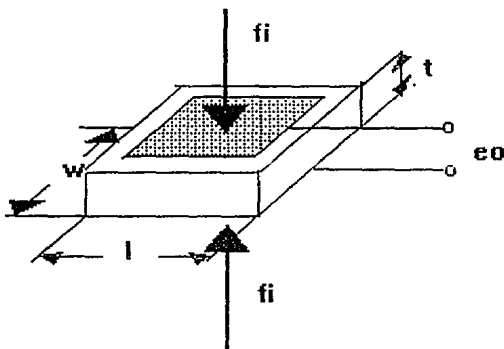


FIGURA 5.5 Esquema de un cristal piezoeléctrico y su funcionamiento

Ilustraremos las características principales de los transductores piezoeléctricos de movimiento y voltaje, considerando solamente un modo común de deformación. Para este modo la disposición material es como la que se muestra en la figura anterior. Se considerarán dos familias de constantes; las constantes g y las constantes d . Para los aparatos de titanato de bario de dilatación del espesor, la constante pertinente g es g_{33} , (los números representarían una dirección, de efecto eléctrico, y el segundo de efecto mecánico).

$$g_{33} = \frac{\text{campo producido en la dirección 3}}{\text{esfuerzo aplicado en la dirección 3}} = \frac{e_0/t}{f_1/(wl)}$$

Así, si se conoce g para un material determinado y la dimensión t , puede calcularse el voltaje de salida por unidad del esfuerzo aplicado. Los valores de g son $12 \cdot 10^{-3}$ volt/m/N/m² para el titanato de bario y $50 \cdot 10^{-3}$ para el cuarzo.

Para relacionar la fuerza aplicada a la carga generada pueden definirse las constantes d como

$$d_{33} = \frac{\text{Carga generada en la dirección 3}}{\text{Fuerza aplicada en la dirección 3}} = \frac{Q}{f_1}$$

en realidad, d_{33} puede calcularse de g_{33} , si se conoce la constante dieléctrica del material.

Estos transductores pueden ser utilizados para medir tanto desalojamiento como aceleración o velocidad. Consideremos el caso del desalojamiento; para el análisis, es necesario considerar el transductor, el cable de conexión y el amplificador correspondiente como una unidad. La impedancia del transductor es por lo común muy elevada; por tanto, el amplificador es generalmente un seguidor de cátodo, que se usa más bien como aislador que para la ganancia de voltaje. La capacitancia del cable puede ser importante, en especial cuando es largo. En el transductor solo, si se aplica una flexión estática x_i y se mantiene, se producirá un voltaje en las terminales, pero la carga se perderá a través de la resistencia de escape del transductor. Como la resistencia de escape es generalmente muy grande, esta disminución será lenta, permitiendo quizá, cuando menos, una respuesta casi estática. No obstante, cuando se conecta al transductor un aparato externo para medir el voltaje de baja impedancia, la carga escapa con rapidez, impidiendo la medida de los desalojamientos estáticos. Ni aun los seguidores de cátodo de relativamente alta impedancia permiten por lo

general hacer medidas estáticas.

Para obtener la respuesta del sistema formado por un arreglo como el de la figura conectado a un cable, y por último a un amplificador, podemos modelarlo como un generador de carga conectado en paralelo a las resistencias de fuga, del amplificador, y a las capacitancias del cable, del amplificador, y del conjunto cristal-electrodos. Analizando este modelo, podemos reducir el sistema a un generador de corriente (pues $i=dq/dt=Kq dx/dt$) conectado en paralelo a una capacitancia y una resistencia equivalentes. La respuesta a este tipo de sistemas es de primer orden, con cierta constante de tiempo. Dicha respuesta no permite mediciones estáticas, a menos que la constante de tiempo T sea muy grande.

$$\frac{e_o}{x_i}(i\omega) = \frac{KTi\omega}{Ti\omega + 1}$$

donde $K=Kq/C$ volts/pulg y $T=RC$, en segundos.

Si se requiere un aumento en la constante de tiempo, puede aumentarse R o C , o ambas. El aumento de C se obtiene conectando un capacitor externo en paralelo a las terminales del transductor, pero eso provoca pérdida de sensibilidad de acuerdo a la definición de K . Un aumento en R generalmente requiere un amplificador de mayor resistencia de entrada. Si puede sacrificarse la sensibilidad, un resistor conectado en serie fuera del amplificador aumentará la cte de tiempo sin necesidad de obtener un amplificador diferente.

OTROS TIPOS DE TRANSDUCTORES

Existen muchos efectos físicos que sirven para hacer transductores de movimiento, como es el caso de los sincros y potenciómetros de inducción, que se usan para medir y comparar la posición real de rotación de una carga con su posición de mando en servomecanismos y sistemas para el control de movimiento. Estos aparatos, al igual que los LVDT requieren a la salida demodulación sensible al defasamiento. Existen también transductores que funcionan variando propiedades como la inductancia y la reluctancia. Estos transductores de inductancia variable pueden obtenerse con carreras de 0.1 pulg., hasta 200 pulg. La resolución es infinitesimal, y la alinealidad varía en 1% aprox. a 0.02% en las unidades especiales de carrera relativamente larga. La sensibilidad es del orden de 5 a 40 volts/pulg.

Existen también transductores que funcionan variando la capacitancia, aparatos electroópticos, transductores digitales de desajustamientos angulares y lineales, y

combinaciones de los anteriores. Vale la pena hacer una descripción de los transductores digitales de desalojamiento, pues la comunicación con el ordenador digital es cada día más importante en el campo de la medición. Estos transductores son simplemente una escala móvil con respecto a unas escobillas que la recorren, recogiendo información grabada en la escala de manera que un pedazo de la escala cubierto con un material aislante, no permitirá paso de corriente eléctrica por la escobilla correspondiente, arrojando un bit de información en la salida del transductor (un cero en cierta posición), que la computadora interpreta como un dígito. Se pueden construir, en lugar de escobillas, una lectura óptica más precisa que presente menos inconvenientes. El aparato estaría limitado por la precisión con que se imprima la escala móvil.

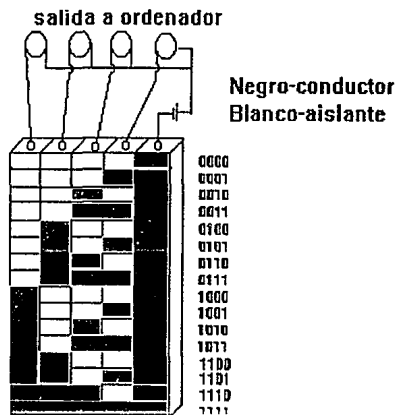


FIGURA 5.6 *Medidor digital de desplazamientos*

TRANSDUCTORES DE DESALOJAMIENTO SISMICOS (ABSOLUTOS)

El principio básico de los transductores absolutos es simplemente medir (con el transductor de movimiento relativo que convenga) el desalojamiento relativo de una masa

conectada por un resorte blando a un cuerpo en vibración. Para frecuencias superiores a la natural, este desalojamiento relativo es también muy aproximado al absoluto, ya que la masa tiende a permanecer inmóvil. El modelo matemático del sistema es una masa sostenida por un resorte lineal y sometida a la fuerza de un amortiguador viscoso (hay que evitar siempre la fricción seca), donde K_s es la constante del resorte, B es la del amortiguador, M es la masa, x_o es el movimiento relativo (Entre la masa suspendida y la superficie cuyo movimiento se va a medir), x_i es el movimiento absoluto. Si se aplica la ley de Newton a la masa en el interior del aparato, la ecuación queda

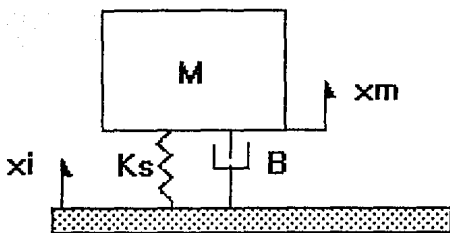
$$K_s x_o + B \dot{x}_o' = M \ddot{x}_o'' = M(\ddot{x}_i'' - \ddot{x}_o'')$$

como el sensor va a trabajar con vibraciones, la respuesta en frecuencia es de gran interés

$$\frac{x_o}{x_i}(i\omega) = \frac{(i\omega)^2 / \omega_n^2}{(i\omega / \omega_n)^2 + 2\beta i\omega / \omega_n + 1}$$

$$\text{donde } \omega_n = \sqrt{\frac{K_s}{M}} \text{ y } \beta = \frac{B}{\sqrt{K_s M}}$$

Estas fórmulas describen una respuesta nula a un desalojamiento estático, y una respuesta casi perfecta a muy altas frecuencias, pues la amplitud de la respuesta entre la excitación tiende a 1, en el caso de frecuencias mucho mayores de ω_n . Como la fuerza en el resorte K_s es directamente proporcional a x_o , si se usan deformómetros pueden aplicarse en forma directa a este resorte, que puede tener la forma de una viga en voladizo. Como se desea una ω_n baja, es necesario que la masa sea grande o el resorte blando, o ambas. Para mantener el tamaño al mínimo, son preferibles los resortes blandos a las grandes masas. A menudo se usa un amortiguamiento intencional de 0.6 a 0.7 para disminuir al mínimo la respuesta resonante a las señales transitorias lentas.



TRASDUCTORES DE VELOCIDAD SISMICA (ABSOLUTA)

Este tipo de medición se basará en el mismo arreglo de la figura anterior. Para medir la velocidad se pueden considerar tres posibilidades. En la primera puede enviarse una señal de voltaje de un transductor de desalojamiento a un circuito de diferenciación eléctrica. En la segunda, el transductor de desalojamiento relativo se reemplaza por uno de velocidad relativa (como bobina e imán), haciendo posible una medida con w mucho mayor que w_n . Si hacemos el análisis considerando como salida x_i' , llegaremos a la conclusión de que una medida precisa sólo es posible si $(w_n^2 - w^2)/w$ es despreciable, lo que nos deja por lo general un intervalo de w muy cerrado para hacer buenas mediciones.

TRASDUCTORES DE ACELERACION SISMICA (ABSOLUTA)

Usando la misma configuración, el acelerómetro presentará las siguientes características:

- La respuesta a la frecuencia es de cero a algún valor límite elevado. Las aceleraciones estables pueden medirse (excepto en los tipos piezoeléctricos)
- El desalojamiento y la velocidad pueden obtenerse con facilidad por medio de una integración eléctrica, que es mucho más clara que la diferenciación

- La medida de movimientos transitorios se logra con más facilidad con los transductores de desalojamiento o de velocidad.
- Las fuerzas destructivas de la maquinaria a menudo están más relacionados con la aceleración que con la velocidad o con desalojamiento

El funcionamiento es el siguiente: supongamos que la aceleración x_i que se va a medir es constante. Entonces, en el estado estable, la masa M estará en reposo con relación a la caja, y de esta manera su velocidad absoluta será también cero. Si la masa se está acelerando uniformemente, la fuerza puede provenir sólo del resorte; como la deformación del resorte es proporcional a la fuerza, que a su vez es proporcional a la aceleración, $x_0 - x_i$ es una medida de la aceleración. Esto nos da una respuesta estática excelente, con el inconveniente de que el aparato no distingue una aceleración uniforme de la fuerza de la gravedad.

ACELEROMETROS DEL TIPO DE DEFORMACION

Un gran número de acelerómetros prácticos tienen la forma de la figura y difieren solamente en detalles; así pues, se podrá usar la misma ecuación de movimiento y la función de transferencia rearmplada para que la salida sea x_i .

Los acelerómetros que usan potenciómetros resistivos y al mismo tiempo sus transductores de movimiento están hechos principalmente para aceleraciones de variación lenta y vibraciones de baja frecuencia. Una familia típica de estos instrumentos puede cubrir intervalos de $\pm 1g$ hasta $\pm 50g$. Las frecuencias naturales varían de 12 a 86 cps y β es de 0.5 a 0.8 dentro del intervalo de temperatura de -65 a 165 grados Fahrenheit, usando un mecanismo amortiguador líquido compensado por temperatura. Por lo general la sensibilidad en ángulo recto al eje deseado es menor de 1% de la sensibilidad a la dirección deseada. Son de tamaño reducido, con pesos alrededor de una libra.

Los acelerómetros con deformómetros separados usan alambres que se deforman en sustitución de los elementos de resorte y también como transductores de movimiento. Son útiles para hacer medidas generales de movimiento y de vibración hasta frecuencias relativamente elevadas. Pueden conseguirse con características muy variadas, con salidas en el rango de -50 a 50 volts, con una imprecisión de 1% de toda la escala. Los acelerómetros de deformómetros adheridos usan generalmente una masa apoyada en vigas flexibles delgadas, con deformómetros pegados con cemento a la viga, de tal manera que se obtenga la máxima sensibilidad, compensación por temperatura e insensibilidad a la aceleración transversal y angular. Se usa mucho el amortiguamiento de aceite de siliconas.

ACELEROMETROS PIEZOELECTRICOS

Estos se usan mucho para hacer medidas de choque y vibración. Como se dijo antes, no son buenos para aceleraciones constantes debido a las características de los transductores piezoeléctricos. Sin embargo, tienen grandes señales de salida de voltaje y pueden tener frecuencias naturales elevadas (más que cualquier otro tipo) que son necesarias para medidas precisas de choque. En general el amortiguamiento es muy bajo, aprox. de 0.01. La respuesta de baja frecuencia está limitada por las características piezoeléctricas, mientras que la respuesta de alta frecuencia está limitada por la resonancia mecánica, ya que el rango de utilización está por debajo de la frecuencia natural. El intervalo preciso de la frecuencia (5% mayor en alta frecuencia y 5% menor en baja) de este acelerómetro es entre $3/T$ y $0.2 \omega_n$. Para lecturas precisas a baja frecuencia se requiere usualmente amplificador de alta impedancia.

La construcción es como sigue: el cristal piezoeléctrico se carga previamente con un esfuerzo de aproximadamente 10000 psi atornillando la tapa sobre un resorte semiesférico. Con este presfuerzo se coloca el material piezoeléctrico en una parte más lineal de su curva de la relación esfuerzo-carga. También permite medir la aceleración en ambas direcciones, sin que el cristal quede en tensión. Cuando se aplica la carga previa, se desarrolla un voltaje de cierta polaridad, pero pronto se fuga hasta ser cero. Cualquier otra flexión da una carga más o menos, lo que depende de la dirección del movimiento.

Mencionaremos a continuación algunas características de un acelerómetro típico: sensibilidad de 50 mv/g, rango de 0.03 a 1000g, con frecuencia natural de 20 kc, respuesta uniforme de más o menos 5% de 20 a 4000 cps, tamaño aproximado de una pulg. en forma de cubo, y peso de dos onzas. Es posible obtener características especiales como unidades enfriadas por agua para trabajar a 2200 grados Fahrenheit, unidades triaxiales que combinan tres elementos perpendiculares entre sí, etc.

Como se dijo con anterioridad, existen muchos efectos físicos que se pueden utilizar para medir aceleraciones; existen acelerómetros de reluctancia variable con amortiguamiento por corrientes parásitas, acelerómetros con transformador de diferencias como medida de desalojamiento y amortiguamiento líquido, servoacelerómetros que usan retroalimentación, etc.

5.3 ANÁLISIS DE SEÑALES.

Para poder identificar fallas en un sistema por medio de sus señales es necesaria alguna herramienta para transformar la respuesta de un sistema y presentarla en una forma que nos proporcione mayor información. El análisis de señales consiste en determinar la respuesta de un sistema a una excitación conocida y presentarla en una forma conveniente.

Ya que la respuesta en el tiempo no presenta en ocasiones información muy útil acerca del tipo de fenómeno que genera una señal, es conveniente expresar la respuesta en otra forma. La respuesta en frecuencia es útil porque presenta, una o varias frecuencias discretas alrededor de la cual se concentra la energía de una señal.

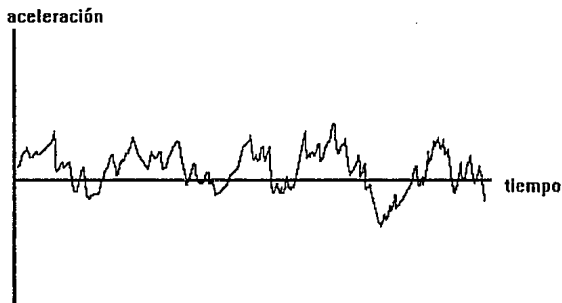


FIGURA 5.8 Señal expresada con respecto al tiempo

Por ejemplo, una historia en el tiempo de la aceleración de una máquina a veces no proporciona información muy clara y por lo tanto no ayuda a identificar la causa de la vibración, como se muestra en la figura[5.8]. En cambio al transformarse la señal al dominio de la frecuencia, el espectro en frecuencia puede mostrar mejor las diferencias., al resaltar las frecuencias fundamentales de operación.

Esto puede ser relacionado con una característica de la máquina como la velocidad de un motor en particular, la frecuencia de vibración de un eje, el tipo de amortiguación de la estructura, etc.

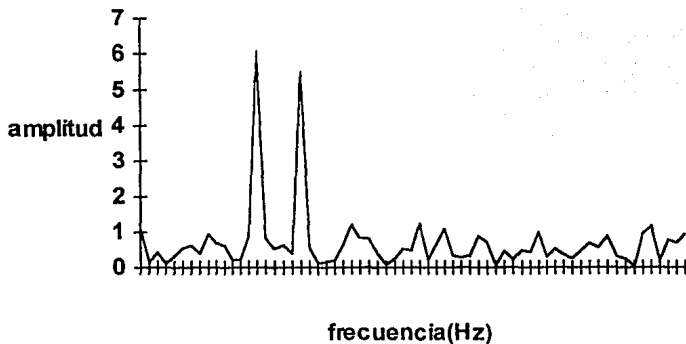


FIGURA 5.9 *Respuesta en frecuencia.*

De esta manera el espectro en aceleración muestra una fuerte evidencia de que el motor u otro elemento podría estar causando la vibración. Si esto es cierto cambiando el motor, su velocidad de operación, o la rigidez de la amortiguación en otro caso, se podría evitar el fenómeno de resonancia y resolver el problema de vibración excesiva.

5.3.1 ANÁLISIS ARMÓNICO.

Como se ha visto el movimiento armónico es muy fácil de analizar. La respuesta de muchos sistemas sencillos se puede representar mediante este tipo de movimiento. El movimiento de muchos sistemas, sobre todo los continuos no es armónico aunque en algunos casos si es periódico.

Es frecuente que se encuentren vibraciones compuestas de ondas de diferente frecuencia simultáneamente. Por ejemplo la vibración de la cuerda de un violín está compuesta de la frecuencia fundamental f y de todos sus armónicos $2f, 3f,$ etc.

Otro ejemplo es la vibración de un sistema de varios grados de libertad, a la cual contribuyen las vibraciones de cada frecuencia natural. Tales vibraciones se manifiestan en forma de una onda compleja que se repite periódicamente, como se muestra en la figura [5.10]

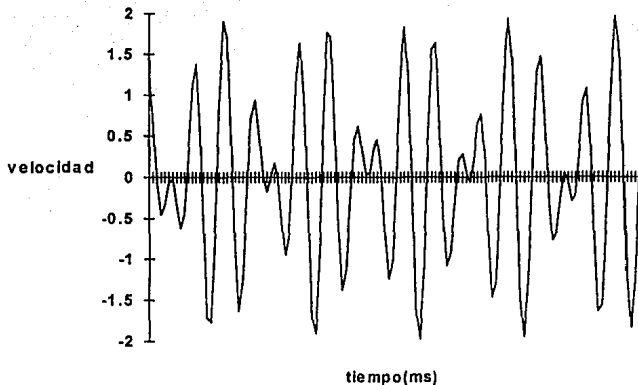


FIGURA 5.10 *Función periódica*

Por función periódica hablamos de una que se repite a si misma ciclicamente después de un cierto periodo de tiempo. Una función periódica, que como en este caso esta formada por ondas de diferente frecuencia, se puede expresar por una serie de Fourier. Para que la función se pueda expresar como una serie de Fourier, debe de cumplir con las condiciones de Dirichlet que son las siguientes:

1. $x(t)$ debe tener un número finito de discontinuidades y un número finito de puntos extremos en cualquier intervalo finito.
2. $X(t)$ es absolutamente integrable, es decir:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty$$

Si $x(t)$ cumple con las condiciones anteriores se puede representar por una serie de Fourier, es decir una suma infinita de términos seno y coseno:

$$x(t) = a_0/2 + a_1 \cos w_1 t + a_2 \cos w_2 t + \dots \\ + b_1 \text{sen } w_1 t + b_2 \text{sen } w_2 t + \dots \quad (5.1)$$

Donde $\omega_0 = 2\pi/T$ es la frecuencia fundamental y $\omega_n = n\omega_0$ son las frecuencias armónicas de la señal. Los coeficientes de cada uno de los términos se pueden obtener de la siguiente forma: a_0 se obtiene integrando la función sobre un periodo completo.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt = \text{valor promedio de } x(t) \quad (5.2)$$

Para determinar los coeficientes a_n y b_n , multiplicamos ambos lados de la ecuación 5.1 por $\cos(n\omega_0 t)$ o $\sin(n\omega_0 t)$ e integramos a cada término sobre el periodo T con base en las siguientes relaciones.

$$\int_{-T/2}^{T/2} \cos m\omega_0 t \cos n\omega_0 t dt = \begin{cases} 0 & \text{si } m \neq n \\ T/2 & \text{si } m = n \end{cases} \quad 5.3(a)$$

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sin m\omega_0 t \sin n\omega_0 t dt = \begin{cases} 0 & \text{si } m \neq n \\ T/2 & \text{si } m = n \end{cases} \quad 5.3(b)$$

$$\int_{-T/2}^{T/2} \cos m\omega_0 t \sin n\omega_0 t dt = 0 \quad \text{para toda } m \text{ y } n \quad 5.3(c)$$

Por lo tanto todos los términos del lado derecho de la ecuación resultante se anularán excepto uno obteniendo de esta forma el resultado:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos n\omega_0 t dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin n\omega_0 t dt \quad (5.4)$$

Aunque la Serie de Fourier es una suma infinita de funciones, se puede aproximar el comportamiento con el uso de sólo unas cuantas armónicas de la series.

En la figura [5.4] se muestra como se obtiene una buena aproximación de una función al representar una onda en forma de diente triangular con los términos correspondientes a la frecuencia fundamental y dos de sus armónicas.

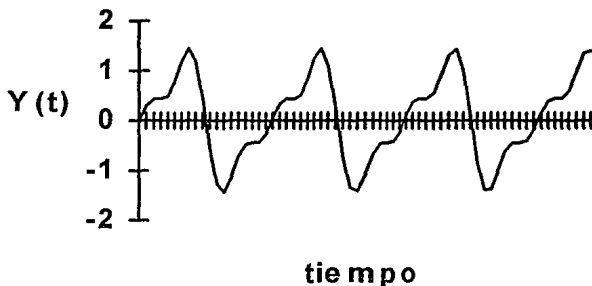


FIGURA 5.11 Onda triangular.

En aplicaciones de ingeniería no se requiere de gran precisión y el número de términos que se usen depende de la aplicación. (Comúnmente, el uso de 10 "armónicas" es suficiente).

La serie de Fourier también se puede representar por medio de números complejos. Con la siguiente relación entre las funciones seno y coseno y la función exponencial:

$$\begin{aligned} \cos(n\omega t) &= 1/2 [\exp(in\omega t) + \exp(-in\omega t)] \\ \text{sen}(n\omega t) &= -i/2 [\exp(in\omega t) - \exp(-in\omega t)] \end{aligned} \quad (5.5)$$

La serie de Fourier se puede expresar como una suma de funciones exponenciales:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [C_n \exp(in\omega t) + C_n' \exp(-in\omega t)] \quad (5.6)$$

Los términos C_n y C_n^* son complejos conjugados y corresponden a las frecuencias positivas $n\omega t$ y negativas $-n\omega t$, lo que equivale a trabajar solamente con el índice n variando de $-\infty$ a ∞

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \exp(in\omega t) \quad (5.7)$$

Los coeficientes de las funciones seno y coseno se llaman armónicas de orden n de la función $x(t)$. Los coeficientes de estas armónicas pueden graficarse como líneas verticales en un diagrama amplitud-frecuencia. Normalmente se prefiere graficar por amplitud el término

$\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, porque este representa un índice de la potencia de la señal en esta frecuencia, y además es igual al módulo del coeficiente complejo C_n .

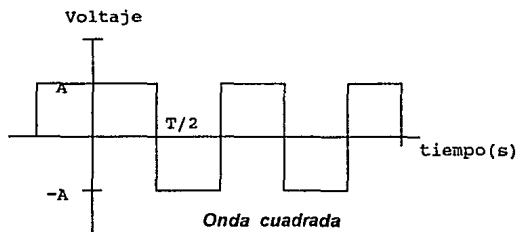
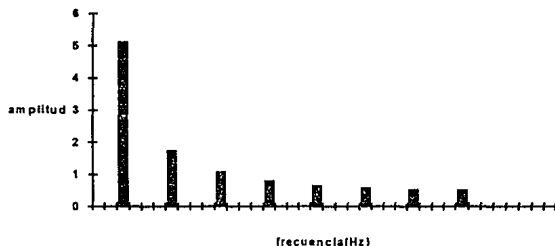


Figura 5.11 Espectro en frecuencia de una onda rectangular.

A esta representación se le conoce como espectro en frecuencia o diagrama espectral. Su representación puede ser discreta cuando la función es periódica, o

continúa cuando se representan funciones no periódicas de esta forma. En la gráfica (5.11) se muestra el espectro correspondiente a una onda rectangular.

El cálculo del espectro de la onda rectangular se realiza de la siguiente forma. Primero como la función es impar es decir $f(t)=f(-t)$, solo estará formada por funciones seno (que es una función impar). Por lo tanto calculando el coeficiente b_n , obtenemos la función que representa el espectro:

$$b_n = 4 / T \int_0^T A \text{sen}(nw \cdot t) dt = 4A / \pi n$$

El método para obtener los coeficientes depende de la naturaleza de $x(t)$. Si $x(t)$ se expresa en forma matemática se pueden usar las ecuaciones (5.3) para obtenerlos. Si la función es muy compleja y la función no puede ser integrada analíticamente se puede usar algún método de integración numérica. Otra opción es graficar las funciones (como $x(t) \cdot \cos wnt$) en papel e integrarlas usando un planímetro para obtener las integrales.

Un esquema numérico adoptado comúnmente es tomar cierta cantidad de puntos (12, 24, ...) y luego ajustar los coeficientes de la serie para que pase exactamente por estos puntos. Aunque la curva resultante no se ajusta perfectamente a la función, el error causado se puede disminuir aumentando el número de puntos para el cálculo.



FIGURA 5.12 Esquema numérico.

En la determinación de la amplitud de vibración en una máquina mediante un transductor no se dispone con una expresión matemática de la función y sólo se cuenta con una serie de puntos t_1, t_2, \dots, t_n .

En estos casos los coeficientes a_n, b_n pueden evaluarse integrando numéricamente mediante métodos numéricos comunes como la regla del trapecio, o la regla de Simpson.

$$a_n = 2/N \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_{icos}(2n \pi t_i/T) \quad b_n = 2/N \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_{isen}(2n \pi t_i/T)$$

donde $2 \pi/T$ es la frecuencia fundamental de la señal, t_i, X_i la serie de puntos en el tiempo y N el número de puntos.

Este método también se puede considerar si $x(t)$ no se conoce por una fórmula, si no por medio de una tabla de datos experimentales o una serie de datos obtenidos por un dispositivo de grabación. Una tercera opción cuando se requiere analizar señales con muchos puntos o se cuenta con la grabación, es usar métodos digitales de análisis de la señal. Estos métodos tienen extenso uso actualmente, debido al mayor acceso al uso de computadoras para efectuar el procesamiento de la señal.

También han sido desarrollados, cierto tipo de instrumentos mecánicos, eléctricos y ópticos para obtener los coeficientes de la serie de Fourier a partir de una grabación eléctrica o gráfica de $x(t)$. Algunos de estos instrumentos se analizarán más adelante.

La serie de Fourier es una herramienta de análisis de señales muy útil en el manejo de funciones periódicas. Para analizar fenómenos transitorios o señales más complejas como son las señales aleatorias se puede utilizar la Transformada de Fourier. En realidad la serie de Fourier es un caso particular de la Transformada de Fourier que es una transformación lineal entre el tiempo y la frecuencia.

En el manejo de métodos de reconocimientos o como en nuestro caso en la determinación de características para deducir posibles fallas en un aparato, el análisis armónico proporciona información cuantitativa y cualitativa, ya que los coeficientes son susceptibles de manejarse numéricamente para proporcionar criterios de selección, o relacionarlos con las frecuencias más significativas para obtener características relacionadas con el sistema.

También es común en algunos campos la utilización de filtros digitales, haciendo pasar una señal por filtros electrónicos que al dejar pasar sólo cierto rango de frecuencia, indican el nivel de la señal en cada frecuencia.

La aplicación de cada uno depende de la necesidad. En algunos casos se utilizan los filtros digitales cuando se requiere información inmediata acerca de la señal, y los métodos numéricos cuando se necesita procesar la información o se requieren rangos inusuales de frecuencia.

5.3.2 Analizadores de espectro

En análisis de señales se usan analizadores de frecuencia, ó de espectro, estos son dispositivos que analizan una señal en el dominio de la frecuencia, separando la energía de esta en varias bandas. La separación de la señal en varias bandas es lograda mediante un conjunto de filtros.

Los analizadores se clasifican frecuentemente de acuerdo al tipo de filtro empleado. Por ejemplo si un filtro de octavo de banda es usado, se le denomina analizador de octavo de banda.

Recientemente también se ha vuelto popular el uso de analizadores digitales de espectro para aplicaciones de tiempo real. En un analizador de tiempo real, la señal es continuamente procesada en cada una de las bandas. En este tipo de aplicación el cálculo no debe tomar mas que el tiempo necesario para recolectar la señal.

Estos analizadores son usados especialmente para monitoreo de funcionamiento de maquinaria, pues los cambios en el espectro de ruido o vibración pueden ser observados mientras la máquina prosigue su marcha

Existen dos métodos generalmente usados en los analizadores de espectro. ya sea el método por filtros digitales o el método por medio de la Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform).

El primer procedimiento es más apropiado para análisis de por ciento de ancho de banda constante, y el segundo es más apropiado para mediciones de ancho de banda constante. Antes de definir a que nos referimos con cada uno de los términos, es conveniente estudiar el componente básico de los analizadores de espectro, es decir, el filtro paso-banda.

FILTRO PASO BANDA

Un filtro paso banda es un circuito que permite sólo el paso de señales dentro de una banda de frecuencias, rechazando las demás. Un filtro paso-banda se puede construir con elementos resistivos, capacitivos y/o inductivos. La característica de respuesta de un filtro ideal es un rectángulo ideal con frecuencias de corte alta y baja como lados. Un filtro real tiene características que se desvían de la respuesta ideal.

Para obtener un buen filtro, las oscilaciones alrededor el valor promedio deben ser mínimas, y las caídas en las frecuencias de corte deben ser casi verticales para que se ajusten al valor ideal de ancho de banda. Las formas de la respuesta de un filtro ideal y uno real se muestran en la figura 5.13:

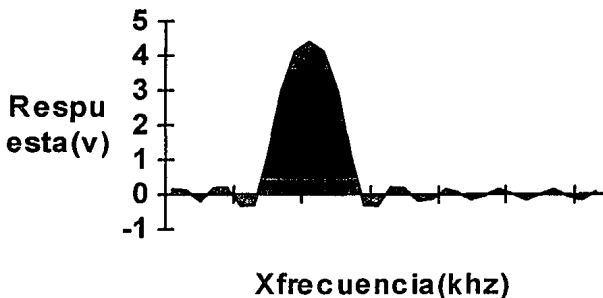


FIGURA 5.13 Característica de un filtro paso banda real.

En un filtro práctico se considera que las frecuencias de corte F_b y F_a son las frecuencias a las que la respuesta es 3 db, por debajo de la respuesta promedio. Los términos de interés en un filtro práctico se muestran en la figura [5.7].

El concepto de decibel es el siguiente. Un decibel de una cantidad P se define como el valor dB tal que:

$$dB/10 = \log(P/P_{ref}) \quad (5.9)$$

En la definición el valor por debajo del promedio por 3 db debe ser igual a la mitad del promedio. En general hay dos tipos de filtros paso banda, que se usan en análisis de señales, el filtro de porcentaje de ancho de banda constante y el filtro de ancho de banda constante.

FILTRO DE PORCIENTO DE ANCHO DE BANDA CONSTANTE

En un filtro de porcentaje de ancho de banda constante, el cociente (Ancho de banda/frecuencia central) es una constante, es decir $(f_a - f_u) / f_c = cte$. Donde f_a es la frecuencia de corte alta, f_u la frecuencia baja y f_c la frecuencia central.

Los filtros de una octava de banda, 1/2 de octava de banda y 1/3 de octava de banda son ejemplos de este tipo de filtro. Esto se explica porque cada vez que se dobla la

frecuencia se dobla también el tamaño del ancho de banda. Algunos límites de corte y frecuencias de filtros de octava de banda se muestran en la siguiente tabla.

| | | | | | | | | | |
|----|------|-------|------|------|------|-----|-----|------|------|
| fb | 5.63 | 11.22 | 22.4 | 44.7 | 89.2 | 178 | 355 | 709 | 1400 |
| fc | 8 | 16 | 31.5 | 63 | 125 | 250 | 500 | 1000 | 2000 |
| fa | 11.2 | 22.4 | 44.2 | 89.2 | 178 | 355 | 709 | 1410 | 2820 |

La característica de la respuesta de esa serie de filtros se muestra en la figura 5.14

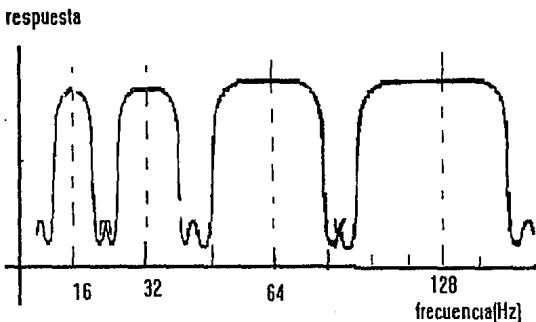


FIGURA 5.14 Filtros con porcentaje de ancho de banda = cte.

Es conveniente mencionar a qué nos referimos con una octava. Una octava es un intervalo entre 2 frecuencias $f_2 - f_1$, cuya razón f_2/f_1 es igual a 2. Se dice que dos frecuencias están separadas por cierto número de octavas cuando,

$$f_2/f_1 = 2^N \quad \text{ó} \quad N = \log_2(f_2/f_1) \quad (5.10)$$

FILTRO DE ANCHO DE BANDA CONSTANTE.

En un filtro de ancho de banda constante el ancho de banda = $(f_a - f_b)$, es independiente de la frecuencia central seleccionada f_c , y de esta manera se puede variar el rango de frecuencias que se desee filtrar. Ya sea para aplicaciones con rangos de frecuencia muy anchos o para detectar rangos particulares.

La diferencia esencial entre estos tipos de analizadores, recae en el detalle antes

visto, por los varios anchos de banda. El filtro de octava, cuya frecuencia superior es el doble de la inferior, provee un análisis poco sensible para los problemas prácticos de ruido encontrados en algunas máquinas.

El filtro de mitad de octava da el doble de información pero requiere del doble de tiempo para obtener los datos. Un analizador con un conjunto de filtros de una octava y uno extra de un tercio de octava se puede usar para analizar ruido de señales. Cada filtro se sintoniza a diferente frecuencia central para detectar el rango de frecuencias de interés en su totalidad.

Puesto que la frecuencia superior de corte de un filtro coinciden con la frecuencia inferior del siguiente filtro, la característica de respuesta de un filtro compuesto aparece como una serie de filtros superpuestos en sus frecuencias de corte.

Existen analizadores de tiempo real de octavo de banda con fracciones digitales de octava. En estos aparatos un analizador de ancho de banda constante es usado para un análisis más detallado, especialmente en el rango de alta frecuencia de la señal.

El filtro de ancho de banda constante, cuando es utilizado con frecuencia central que continuamente varía se conoce como analizador heterodyne o analizador de onda. Los analizadores heterodyne están disponibles con anchos de banda que oscilan entre uno y varios cientos de Hertz.

5.3.3 FUNCIONES DE ENTRADA Y SALIDA DE UN SISTEMA.

Como en muchos otros casos de aplicaciones de la Ingeniería, existe un modelo matemático que relaciona la entrada (excitación) de un sistema y la salida (respuesta), este modelo es la ecuación diferencial lineal del sistema:

$$\begin{aligned} & (a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0) Y_s(t) \\ & = (b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \dots + b_1 D + b_0) X_e(t) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Donde X_e representa la función de entrada del sistema y Y_s representa la función de salida.

La función operacional de transferencia se obtiene tratando la ecuación anterior como si fuera una relación algebraica y formando el cociente Y_s/X_e .

$$Y_s / X_e = \frac{b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \dots + b_1 D + b_0}{a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0} \quad (5.11)$$

Por ejemplo para un sistema de segundo orden esta relación se puede escribir de la siguiente forma, notando que los coeficientes de la relación dependen de las propiedades físicas de un sistema mecánico:

$$m \frac{d^2}{dt^2}(x) + c \frac{d}{dt}(x) + k(x) = f(t)$$

$$G [x(t)] = f(t)$$

$$x(t)/f(t) = 1/(mD^2 + cD + k) = Y(t)/X(t) \quad (5.12)$$

En este caso $f(t)$ es la entrada y el desplazamiento $x(t)$ es la salida del sistema. El operador G es un operador diferencial. En lenguaje de sistemas G representa la "caja negra" del sistema de segundo orden.

La función de transferencia es más útil cuando se expresa en el dominio de la frecuencia. La expresión en frecuencia se puede obtener por varias formas; obteniendo la respuesta de un sistema a una función periódica de frecuencia (w) como $X(t) = \cos(iwt)$ ó $X(t) = \text{Re}(\exp(iwt))$.

Si se usa el método de la transformada de Laplace (que es similar a la transformada de Fourier), la función de transferencia se define como el cociente entre la transformada de la respuesta entre la transformada de Laplace de la salida. En ambos casos el resultado es similar, y se obtiene substituyendo en la ecuación (5.11) el operador D por, la variable en frecuencia (s) o (jw), en cuyo caso:

$$H(s) = Y(s) / X(s) = \frac{B_m s^m + B_{m-1} s^{m-1} + \dots + B_1 s + B_0}{A_n s^n + A_{n-1} s^{n-1} + \dots + A_1 s + A_0}$$

En este caso el significado físico que adquiere la función de transferencia tiene que ver con los valores de las frecuencias naturales del sistema. Si (s) toma el valor de jw , donde w es la frecuencia, se observa que el cociente estará formado de una suma de números complejos. El valor total del cociente $Y(s)/X(s)$ esta formado por una magnitud $M(jw)$ y un ángulo de fase $\varphi(jw)$.

$$Y(s)/X(s) = Y(j\omega)/X(j\omega) = M(j\omega) \angle \varphi(j\omega) \quad (5.15)$$

Esto quiere decir que dependiendo de la frecuencia, la relación entre la salida y entrada tomara valores de amortiguación o de amplificación. Y el ángulo de fase cambiará dependiendo del acoplamiento en que se encuentre el sistema a esta frecuencia. La ventaja de este manejo, es la posibilidad de obtener la respuesta de un sistema a una función de excitación compleja.

Por ejemplo, digamos que se conoce el espectro de frecuencia de una función periódica. En este caso si se conoce la función de transferencia, y se construyen las gráficas de amplitud y ángulo de fase de la entrada del sistema es posible obtener el espectro de la respuesta y pronosticar la función de salida.

Por ejemplo, la respuesta de un sistema de segundo orden a una onda definida por la función $f(t) = \text{Re}[A \exp(i\omega t)]$, se obtiene multiplicando cada término por la respuesta en frecuencia a ese valor:

$$x(t) = \text{Re} \sum_{p=0}^{\infty} (H_p A_p \exp[i(p\omega)t]) \quad (5.16)$$

Donde H_p es la respuesta en frecuencia compleja, y se puede calcular conociendo la frecuencia natural ω_n , y el coeficiente de amortiguamiento del sistema de segundo orden, H_p o $H(\omega)$ se puede obtener a partir de la ecuación (5.12):

$$H_p = 1 / (1 - (p\omega/\omega_n)^2 + i2\xi(p\omega/\omega_n)) \quad (5.17)$$

La salida del sistema se puede expresar también utilizando la magnitud y la fase de la respuesta en frecuencia:

$$x(t) = \text{Re} \left(\sum_{n=1}^{\infty} |H_p| A_p \exp(ip\omega t - \varphi_p) \right)$$

donde $|H_p|$ es la magnitud de la respuesta en frecuencia y φ_p es el ángulo de fase.

Concluimos por lo tanto que la respuesta es también periódica y con la misma frecuencia que la función de excitación. Si se gráfica la amplitud de la salida contra las diferentes frecuencias naturales se obtiene el espectro en frecuencia, y como se gráfica contra valores discretos de la frecuencia se dice que se trata de un Espectro en frecuencia

discreto.

A las funciones periódicas siempre se les representa mediante un espectro discreto en cambio las funciones transitorias y aleatorias, forman espectros continuos.

El objeto de presentar el concepto de la función de transferencia, es resaltar la relación que hay entre los coeficientes de $H(s)$ que a final de cuentas determinan las respuestas de un sistema, con las variables físicas y la configuración del sistema, como pueden ser la masa y la rigidez de los elementos y los coeficientes de amortiguación.

5.3.4. Respuesta a excitaciones no periódicas y transitorias.

Los métodos de análisis que hemos repasado hasta este momento (la serie de Fourier y los analizadores de espectro), son útiles cuando se quiere estudiar señales periódicas. Además son útiles para encontrar las características de la función de entrada o de la función de salida, y encontrar relaciones entre ellas que describen a un sistema.

Como veremos adelante, existen métodos más generales para tratar excitaciones más complejas tanto en el dominio del tiempo, como en el dominio de la frecuencia. Un concepto muy importante que sirve para relacionar las funciones de entrada y salida de un sistema es la función de transferencia.

En el problema de diagnóstico de una maquinaria, a veces no se conocen totalmente los parámetros, debido a su complejidad o debido a otras razones, sin embargo se puede suponer una excitación típica o tomar mediciones tanto de la entrada y la salida, con el objeto de evaluar la función de transferencia.

De esta forma los coeficientes obtenidos, se pueden agrupar como un vector de estado que describe la operación de un sistema para un estado particular. Usando una técnica adecuada se puede obtener un criterio de diagnóstico.

Como vemos, el problema radica en obtener medidas que caracterizan el funcionamiento del sistema, como es la respuesta en frecuencia. A continuación veremos los métodos que sirven para caracterizar señales en general, como es la Transformada de Fourier o la Integral de convolución.

Además más adelante veremos como se puede obtener el espectro en frecuencia a partir de otras funciones relacionadas en el tiempo como es la función de autocorrelación y algunos métodos numéricos para calcularla cuando se conoce una función en forma discreta (Transformada discreta de Fourier).

5.3.5. Respuesta de un sistema a excitaciones no periódicas Integral de Fourier y respuesta impulsiva (Integral de convolución).

Hasta este momento hemos encontrado la respuesta de un sistema a excitaciones periódicas. Sin embargo, persiste la pregunta de cómo obtener la respuesta a una excitación arbitraria. Como en este caso no existe respuesta de estado permanente, toda la solución debe ser tratada como un transitorio.

Existen varias formas de derivar la respuesta a una excitación arbitraria, dependiendo de la forma en que la función de excitación es descrita. Una de estas formas es representar la excitación por una Integral de Fourier.

La **Integral de Fourier** se puede obtener a partir de un proceso límite aplicado a una serie de Fourier, que consiste en hacer al período T que define la función aproximarse a infinito, de forma que en esencia la excitación expresada deja de ser periódica.

La otra forma de tratar la respuesta a una excitación no periódica es mirar la excitación como una superposición de impulsos de muy pequeña duración. La respuesta a un impulso unitario, se conoce como la respuesta impulsiva del sistema. Por medio de la respuesta impulsiva y la forma de la excitación se puede generar la respuesta de un sistema.

Se puede demostrar que hay una relación entre la respuesta impulsiva expresada en el tiempo, y la respuesta en frecuencia expresada mediante una integral de Fourier.

La Integral de Fourier (transformada de Fourier).

Retomando los resultados de la serie de Fourier, una función periódica puede ser representada por una serie infinita de funciones armónicas de frecuencia $p\omega$ ($p=0,-1,-2,\dots$) donde ω es la frecuencia fundamental, $\omega=2\pi/T$.

Dejando el período aproximarse a infinito, de forma que el primer intervalo tiempo se extiende sin límites, la función se vuelve no periódica. En el proceso descrito, las componentes de las frecuencias discretas se aproximan continuamente, hasta que se vuelven continuas, y la serie de Fourier se convierte en una Integral de Fourier.

La serie de Fourier de una señal periódica se expresa, como hemos visto:

$$f(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} C_p \exp(ip\omega t), \quad \omega = 2\pi/T$$

donde los coeficientes correspondientes a cada frecuencia se pueden obtener con las siguientes integrales en su forma compleja:

$$C_p = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \exp(-ip\omega_0 t) dt, \quad p=0,-1,-2, \dots$$

En este caso la integral que define C_p , provee la información concierne a la composición en frecuencia de una función periódica.

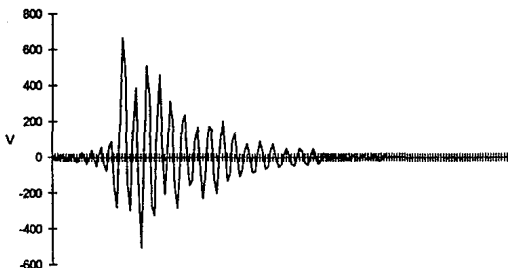


FIGURA 5.15 Impacto en una base de madera

Si establecemos que la variable de frecuencia es $p\omega_0 = \omega_p$, y la diferencia entre dos frecuencias es $(p+1)\omega_0 - p\omega_0 = \omega_0 = 2\pi/T = \Delta\omega_p$, las ecuaciones anteriores se pueden expresar de otra forma:

$$f(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} (TC_p) \exp(i\omega_p t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} (TC_p) \exp(i\omega_p t) \Delta\omega_p \dots \quad (5.18)$$

$$TC_p = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \exp(-i\omega_p t) dt, \quad (5.19)$$

La ecuación 5.18 es la expresión de $f(t)$ por los términos en frecuencia $TCp(w)$. Estos términos se obtienen en el límite cuando se hace tender a infinito el periodo, $T \rightarrow \infty$, y eliminando el subíndice p , pues la función discreta Wp se convierte en la función continua w . Por tanto la expresión que representa TCp es la expresión en frecuencia de una función en el tiempo. Por último se sustituye TCp por $F(w)$ en las ecuaciones anteriores

La cantidad $F(w) dw$ se puede tomar como la contribución a la función $f(t)$ de las armónicas en la frecuencia w a $w+dw$. Esto quiere decir que una función arbitraria se puede describir por una integral representando las contribuciones de armónicas con un espectro continuo variando de $-\infty$ a $+\infty$.

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-iwt) dt \quad (5.21)$$

(Transformada de Fourier)

$$f(t) = 1/2 \pi \int_{-\infty}^{\infty} F(w) \exp(iwt) dw \quad (5.20)$$

(transformada inversa de Fourier)

La ecuación 5.20 es la representación de una función arbitraria $f(t)$ por medio de la integral de Fourier a partir de su representación en frecuencia. En cambio, la ecuación 5.21 se conoce como la Transformada de Fourier de $F(t)$ y es la representación en frecuencia de una función en el tiempo.

Existen dos términos importantes de una función representada en frecuencia $F(w)$, mediante la transformada de Fourier que definiremos. Si $F(w)$ es la transformada o integral de Fourier de $f(t)$, y en general $F(w)$ es una función compleja:

$$F(w) = R(w) + j X(w) = A(w) e^{j\phi(w)}$$

donde $F(w)$ se expresa también mediante su amplitud $A(w)$ y ángulo de fase. El término $A(w)$ se conoce también como espectro de Fourier de la función $f(t)$ y $A^2(w)$ se le denomina como hemos visto espectro de potencia.

Las funciones obtenidas a través de 5.20 y 5.21 representan simplemente un Par de Fourier. La representación de $f(t)$ por una integral de Fourier es posible si la integral de 5.20 existe y si se cumplen las condiciones de Dirichlet. En la ecuación 5.16,

describimos cómo se obtiene la respuesta de un sistema a una excitación periódica, utilizando la función de transferencia:

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} H_p C_p \exp(ipWot)$$

Siguiendo un procedimiento similar, se puede expresar la respuesta a una función transitoria mediante la función de transferencia y la función excitación, en el dominio de la frecuencia:

$$X(t) = 1/2 \pi \int_{-\infty}^{\infty} X(w) \exp(-iwt) dw \quad X(w) = H(w)F(w)$$

Donde la transformada de Fourier de la respuesta $X(w)$ es el producto de la respuesta en frecuencia $H(w)$ y la transformada de Fourier de la excitación $F(w)$ es decir $X(w) = H(w)F(w)$.

La evaluación de la Transformada inversa de Fourier(b) puede requerir una integral de contorno en el plano complejo, lo que puede hacer este método menos llamativo. De cualquier forma la transformada de Fourier es de gran valor cuando la composición en frecuencia más que la dependencia en el tiempo de la respuesta es de interés. Esto es cierto sobre todo cuando se trata de una excitación no determinística como es el caso de las vibraciones aleatorias.

Existen varios teoremas acerca de la transformada de Fourier que pueden ser útiles para derivar, el espectro de alguna función en particular dependiendo de la forma en que esté construida.

Por ejemplo, las señales de comunicaciones en ocasiones están formadas por una señal envolvente y una onda de modulación. El espectro de una señal como esta se puede obtener a partir las transformadas de cada función individual.

Respuesta impulsiva (Integral de convolución)

Uno de estos teoremas es el teorema de convolución. a continuación veremos que significa la convolución entre dos funciones.

Dadas dos funciones $f_1(x)$ y $f_2(x)$ la integral que escribimos a continuación representa la convolución de $f_1(x)$ y $f_2(x)$.

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(y)f_2(x-y) dy \quad (5.28)$$

La operación en ocasiones se escribe como: $f(x) = f_1(x)*f_2(x)$ es también igual a la convolución de $f_1(x)*f_2(x)$.

Como habíamos mencionado la respuesta a una excitación arbitraria podía encontrarse a través de la superposición de impulsos de muy corta duración. Estos se logra utilizando la convolución entre la respuesta de un sistema a una función impulso con la excitación correspondiente. Primero veremos como se expresa una función impulsiva.

En ocasiones encontramos en la naturaleza fuerzas de muy corta duración, Estas fuerzas se pueden describir mejor por el efecto que causan sobre un sistema que por su forma. Para definir la función impulso se puede usar toda una familia de funciones $f(t) = 1/c*fo(t/c)$. La característica de estas fuerzas es que al tender c a cero, la respuesta de un sistema $h(t)$ no depende de la forma de $fo(t)$.

Aunque la función impulso no se puede definir en un sentido determinístico, la función delta o impulso tiene las siguientes propiedades:

1. $\delta(t-T) = 0$ para toda $t \neq T$
2. $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-T) dt = 1.0 \quad 0 < T < \infty$
3. $\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t-T) dt = f(T) \quad 0 < T < \infty \quad (5.29)$

La primera y segunda propiedad son consecuentes con la definición de la función es decir de una corta duración pero el valor de su impulso definido. La

tercera definición es muy importante porque muestra como la función impulso es la función muestra ideal cuando se quiere obtener los valores de una señal a intervalos de tiempo.

Ahora estamos en posición de calcular la respuesta a una excitación arbitraria considerando una función como un tren de impulsos de amplitud variable. Como se muestra en la figura en el tiempo $t=T$, si se segmenta la función en intervalos de tiempo Δt , podemos asociar la función con un impulso de magnitud $F(T) \Delta T$

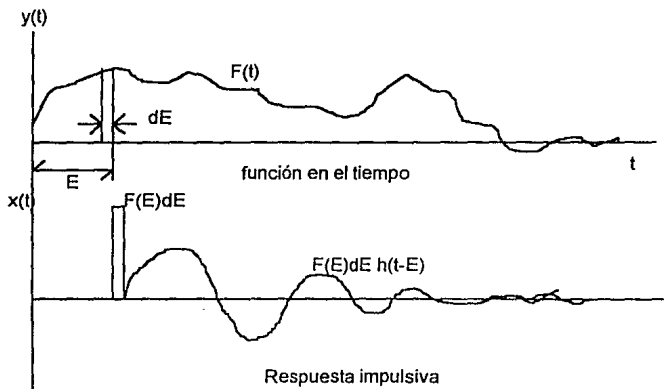


FIGURA 5.16 Integral de Convolución de un Pulso Arbitrario.

ya la fuerza asociada puede expresarse matemáticamente como

$$dF = F(T) \Delta T \delta(t-T).$$

Ya que hemos obtenido la respuesta a un impulso unitario $h(t-T)$, la contribución de este pequeño fragmento de la señal a la respuesta total es:

$$\Delta x(t, T) = F(T) \Delta T h(t-T)$$

De tal forma que la respuesta total del sistema se puede encontrar con la sumatoria de estos términos desde el inicio de la función hasta el final. Tomando el caso

limite cuando $\Delta T \rightarrow 0$, la sumaria se reemplaza por una integral, obteniendo:

$$x(t) = \int_0^{\infty} F(T) h(t-T) dT \quad (5.30)$$

Integral de convolución

5.3.6 Propiedades fundamentales de la Transformada de Fourier.

Algunos de las propiedades que nos permite utilizar la transformada de diferentes funciones son las siguientes.

1. **linealidad:** Si $F_1(w)$ y $F_2(w)$ son las integrales de Fourier de $f_1(t)$ y $f_2(t)$:

$$F\{a f_1(t) + b f_2(t)\} = a F_1(w) + b F_2(w) \quad (5.31)$$

2. **Simetría.** Si se conoce la transformada $F(w)$ de una función $f(t)$, es posible obtener la transformada de $F(t)$, de acuerdo a :

$$F(t) \longleftrightarrow 2\pi f(-w) \quad (5.32)$$

3. **Defasamiento en el tiempo:** Cuando se defasa una función $f(t)$ por una constante t_0 . Entonces su espectro de Fourier permanece constante, solo con un término restado al ángulo de fase:

$$\begin{aligned} f(t-t_0) &\longleftrightarrow F(w) \exp(jw t_0) = & (5.33) \\ &= A(w) \exp(j(\phi + w t_0)) \end{aligned}$$

El espectro de Fourier es por lo tanto insensible a defasamientos en el tiempo, lo que es útil si no se activa con exactitud el sistema de lectura de vibración en el momento en que esta comienza.

4. **Defasamiento en frecuencia (modulación).** Si desplazamos la transformada de Fourier $F(w)$ de una función en frecuencia:

$$\exp(jw_0 t) f(t) \longleftrightarrow F(w - w_0) \quad (5.34)$$

Mediante este teorema podemos encontrar el espectro de una onda modulada es decir una función multiplicada por $\cos(w_0 t)$:

$$f(t)\cos(\omega_0 t) \longleftrightarrow \frac{1}{2} \{ F(\omega + \omega_0) + F(\omega - \omega_0) \}$$

Algunas transformadas básicas obtenidas mediante estas propiedades:

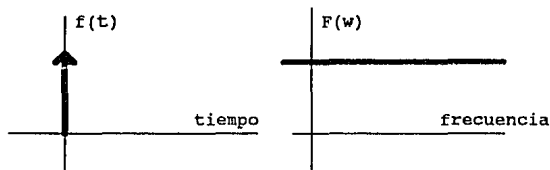
A. La transformada de la función impulso $\delta(t)$. Aunque la descripción de la función impulso es complicada basta con algunas de sus propiedades para obtener su integral de Fourier, por ejemplo

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - T) f(t - T) dt = f(T)$$

De acuerdo a esto, la integral de Fourier de la función impulso $\delta(t)$ es:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \exp(-j\omega t) dt = 1 \quad (5.35)$$

$$\delta(t) \leftrightarrow 1 \quad \text{y} \quad \delta(\omega) \leftrightarrow 1/2\pi$$



5.14. Función impulso y su $F(\omega)$

Es decir la representación en del impulso en frecuencia es una constante de ∞ a $-\infty$. Este resultado tiene una interpretación interesante. El impulso unitario $\delta(t)$ se considera que contiene componentes en todas las frecuencias y por eso sus espectro es una constante.

Este resultado tiene una gran aplicación para obtener características dinámicas de elementos de máquinas, como rotores, alabes, estructuras, etc. Pues al excitar el elemento con una función impulsiva se puede medir su respuesta en todo el rango de frecuencias.

B. Transformada de una función senoidal.

La transformada de una función exponencial compleja $\exp(j\omega t)$ se puede obtener mediante la propiedad de defasamiento en frecuencia de la función impulso:

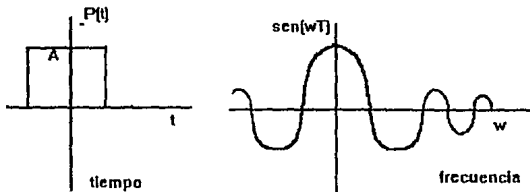
$$\exp(j\omega t) (1) \Leftrightarrow 2\pi\delta(\omega - \omega_0)$$

$$\cos(\omega t) \Leftrightarrow \pi(\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)) \quad (5.36)$$

C. Transformada de un pulso en el tiempo. Supongamos una función con forma de pulso $P(t)$ que es constante desde $-T$ hasta T . Su transformada la obtenemos integrando 5.20 de $-T$ a T :

$$F(\omega) = \int_{-T}^T P(t) \exp(-j\omega t) dt = 2A \text{sen } \omega T / \omega$$

Si graficamos el espectro de Fourier de esta función obtenemos la siguiente gráfica. A esta función $\text{sen}(at)/t$ se conoce como Kernel de Fourier.



5.16 Función $P(t)$ y su Transformada.

Podemos concluir este resumen de propiedades de este método, mediante el teorema de convolución. Mediante este teorema podemos analizar algunos conceptos importantes en el análisis de señales como son el alisado de datos, la función de correlación, etc.

6. Teorema de convolución: El teorema de convolución es una de las poderosas herramientas de análisis cuando se utiliza la transformada de Fourier. Este teorema permite el intercambio de resultados en el tiempo con resultados en frecuencia.

Teorema de convolución en el tiempo:

Si tenemos dos funciones y sus correspondientes pares de Fourier, $f_1(t) \Leftrightarrow F_1(w)$ y $f_2(t) \Leftrightarrow F_2(w)$ entonces la operación de convolución en el dominio del tiempo se puede sustituir por una multiplicación en el dominio de la frecuencia:

$$f_1(t) * f_2(t) \Leftrightarrow F_1(w)F_2(w) \quad (5.37)$$

Del mismo se puede obtener el equivalente de este teorema en frecuencia, es decir, la transformada de Fourier del producto de dos funciones $f_1(t)f_2(t)$ es la convolución de las funciones representadas en frecuencia:

$$f_1(t) f_2(t) \Leftrightarrow F_1(w) * F_2(w) \quad (5.38)$$

Una herramienta de análisis muy importante en el análisis de señales es la función de correlación. La función de correlación nos muestra la periodicidad de una señal en el tiempo. Esta función se define como el valor esperado del producto de la función valuada en un tiempo $x(t)$ por la función defasada un tiempo T , es decir $x(t+T)$.

$$\text{Corr}(X(T)) = E(x(t) \bullet x(t+T)) =$$

$$\int x(t+T)x(t) dT \int_{-\infty}^{\infty} x(t+T) x(t) dt$$

También se puede utilizar para observar la similitud entre señales de eventos distintos, por ejemplo dos porciones de la señal de vibración en un motor. Cuando las señales sean parecidas la función de correlación tomara valores altos y decrecerá lentamente.

Existe una relación entre la autocorrelación de una función $x(t)$ como se definió en (5.39), y el espectro de potencia de la función $|X(\omega)|^2 = A(\omega)^2$. El espectro de potencia y la función de correlación forman un par de Fourier, es decir :

$$\text{corr}(x(t)) \leftrightarrow |X(\omega)|^2 \quad (5.40)$$

Como el espectro de potencia $|X(\omega)|^2$ es igual a $X(\omega)X^*(\omega)$ por el valor de su conjugado $X^*(\omega)$. Basta con obtener la representación en el tiempo de $X(\omega)X^*(\omega)$. Del teorema de convolución este producto es igual a la convolución entre las inversas de $X(\omega)$ y $X^*(\omega)$ que son $x(t)$ y su conjugado con signo menos $x^*(-t)$, aunque con las funciones en el tiempo no usamos valores complejos.

Efectuando la operación de convolución:

$$\begin{aligned} X(\omega)X^*(\omega) &\leftrightarrow x(t)*x^*(-t) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} X(t-\tau) \cdot X^*(-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} X(t+T) \cdot X(T) dT \end{aligned}$$

En la anterior ecuación se utiliza la definición de convolución entre dos funciones (5.28) y luego se sustituye la variable de integración $-\tau$ por T obteniéndose la función de auto correlación.

Esta relación es muy útil cuando se tratan señales aleatorias como la producida por un sismo o por un motor de avión. Pues como la señal no se repite en un sentido estricto en dos lapsos de tiempo diferente, la integral que define la transformada de Fourier $F(\omega)$ de estas funciones no está definida.

Pero se puede obtener el espectro de potencia indirectamente si se busca obtener un índice del nivel de energía concentrado en cada banda de frecuencia. El resultado del espectro de frecuencia obtenido mediante la función de autocorrelación no es constante pero fluctúa en un rango pequeño alrededor del valor promedio, lo que es una buena aproximación en este tipo de problemas.

En nuestro caso como contamos con señales de vibración de cada interruptor, podemos obtener el espectro de frecuencia directamente mediante un algoritmo apropiado para señales que han sido muestreadas como lo es la transformada rápida de Fourier. Aunque nuestras señales no son totalmente aleatorias se puede tomar la función de autocorrelación como un patrón que refleja las características de la señal, y con el cual es factible realizar un diagnóstico de fallas. En nuestro estudio decidimos mejor utilizar el espectro de potencia o de Fourier como extractor de características que la función de

correlación.

La ventaja de esta decisión es que con el espectro de Fourier se puede hacer una reducción de datos dividiendo el espectro en un menor número de bandas que conserven la información pero reduzcan los cálculos posteriormente.

CAPITULO 6

ANALISIS Y RESULTADOS.

6.1 TECNICAS DE RECONOCIMIENTO DE PATRONES.

En los últimos años, la creciente complejidad de nuestra sociedad nos ha enfrentado con un problema de manejo de información cada día más agudo. Este problema llegó a tal extremo, que hace algunos años los científicos llegaron a aseverar que para el año 2000 el límite de la mente humana para absorber información podría ser alcanzado.

Una sociedad tecnológicamente orientada como la nuestra crea una situación en la cual las organizaciones y las personas están más envueltas en el manejo de información que en el manejo de materiales.

De hecho, el nivel de desarrollo de una sociedad puede ser medido desde el punto de vista de la cantidad de información y nuevos conocimientos que maneja. Si queremos resolver los problemas sociales de nuestro tiempo, debemos primero resolver el problema de la información. Uno de los retos más grandes que nuestra sociedad enfrentó en los setentas y ochentas es la explosión de la información, que se esparció a un paso acelerado desde entonces hasta nuestros días. Dicha explosión se puede ilustrar muy claramente con un breve resumen desde el punto de vista de las estadísticas:

En 1930 aproximadamente 300 revistas y publicaciones periódicas científicas estaban circulando en el mundo. En el año de 1974 había más de 60000 periódicos y más de 2.5 millones de artículos por año en el mundo en más de 50 lenguajes. Cada año aproximadamente 80000 nuevos títulos eran publicados ya en el mundo. Cada año pasaban por los bancos aproximadamente 20 mil millones de cheques, cada uno manipulado cuatro o cinco veces. El banco más grande de E.U.A. procesaba cerca de 25 millones de transacciones al día. El Departamento de Correos se enfrentaba a un problema de información severo, con aprox. 27000 piezas de correspondencia por segundo, y se esperaba aumentara para 1980 aproximadamente un 40%.

El problema es análogo en muchas otras áreas, como en las cuestiones de control fiscal, que en E.U.A. para 1973 procesaba más de cien millones de retornos fiscales y otros 360 documentos relacionados. En el campo de la medicina, se sentía la incapacidad de manejar efectivamente el tremendo flujo de información que se procesaba en el cuidado de pacientes y en investigación. Para un proceso simple de diagnóstico, el doctor debe entrevistar al paciente, conducir estudios de laboratorio, y tener correcto registro de la información obtenida. Debe seleccionar, comparar y cribar la información, para que con ayuda de los datos archivados de anteriores diagnósticos y su experiencia, pueda identificar la enfermedad. En tratamiento y diagnosis de enfermedades, el doctor deberá constantemente analizar y procesar información a fin de lograr las metas de la medicina. Si el doctor pudiera accesar y guardar la información clínica en un sistema sin considerable esfuerzo, podría tomar ventaja de la velocidad y capacidad analítica del mismo para extender sus habilidades profesionales. En términos de cuidado del paciente, un médico

microscopio, para reconocer patrones en electrocardiogramas, electroencefalogramas, para guardar y acceder historiales médicos, estadísticas de diagnósticos relacionados a ciertos síntomas, monitoreo del estado general de pacientes en recuperación, etc...

En general, los sistemas de información en el ramo de la medicina proveen al médico con una herramienta para extender su capacidad al máximo.

Con la aparición de la computadora digital se abrió un amplio campo de cultivo de nuevas aplicaciones para el proceso de datos. Ahora, con una serie de técnicas de programación se ha llegado al punto de poder llevar a cabo de forma automática casi todas las funciones mencionadas anteriormente en tiempos muy cortos.

Las técnicas de reconocimiento de patrones son técnicas matemáticas utilizadas para aplicaciones de manejo de datos como son reconocimiento de electrocardiogramas, electroencefalogramas, lectura automatizada de cheques código de barras, interpretación de fotografías por satélite, etc..., aplicaciones que se han desarrollado exitosamente en los últimos años.

En el presente documento se hace uso de una técnica de reconocimiento de patrones adecuada para efectuar un diagnóstico de un mecanismo a partir de una señal obtenida de un sensor de aceleración, de manera que al procesar la señal y usarla de entrada a un programa que ejecute el algoritmo de reconocimiento, se obtenga como salida una decisión que servirá para saber si es necesario darle mantenimiento o no.

El uso de este tipo de técnicas, bastante difundido en el área de manejo de datos (como huellas digitales, lectura óptica de cheques, código de barras, etc.) puede tener enormes implicaciones en el área de diagnóstico tanto en ingeniería como en medicina; característica que coloca a éste estudio en particular como una aportación original que no deberá quedar como un punto aislado sino como un tema a tratar con más profundidad en futuros estudios para lograr una aplicación que al final sea efectiva y expanda las capacidades del profesionista que se enfrenta al problema de diagnóstico y toma de decisiones en ambas especialidades.

RECONOCIMIENTO

El reconocimiento es una capacidad que tenemos los seres vivos de relacionar un estímulo, que puede ser externo (sensorial) o interno (como una idea abstracta) con objetos cuyas características tenemos guardadas en la memoria, que se conocen como patrones, y que llegaron allí con nuestras experiencias pasadas.

El reconocimiento de patrones externos puede ser considerado como un problema psicofisiológico en el ser humano, que envuelve una relación entre una persona y un estímulo físico. Esta función primordial es en realidad cuestión de estimar las "probabilidades" de que los datos de entrada puedan ser asociados con una de las poblaciones estadísticas que guardamos con cada experiencia vivida y que forman las

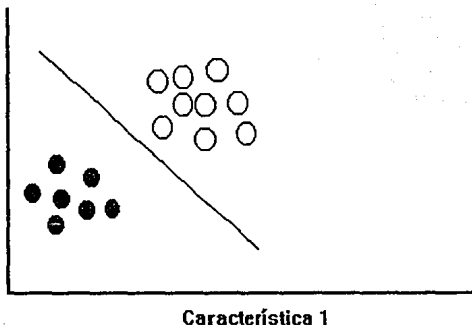
pistas y la información *a priori* para lograr la relación. Desde este punto de vista el problema de reconocimiento de patrones puede ser vislumbrado como una cuestión de discriminar datos de entrada, no entre patrones individuales sino entre poblaciones de patrones, via la búsqueda de funciones o atributos invariantes entre miembros de la población.

DISEÑO

El diseño de un sistema automático de reconocimiento de patrones involucra varias áreas; la primera es la representación de los datos de entrada, que pueden ser medidos del objeto a ser reconocido. Este es el problema de *senzar*. Cada cantidad medida describe una característica del objeto. En nuestro caso, el *vector patrón* es una serie de números que representan las características más importantes de la señal en el dominio de la frecuencia; el espectro de potencia es el vector patrón pues representa en buena medida una entrada numérica de las características de la señal eléctrica producida por un sensor de aceleración que además tiene la ventaja de ser insensible a defasamientos en el tiempo (pues el sistema de medición no tiene un dispositivo de disparo que garantice el arranque simultáneo del interruptor y el sistema de captura de datos).

Los vectores patrón contienen toda la información de los patrones. Cuando los vectores son arreglos de números reales, es útil visualizarlos como puntos en el espacio euclidiano. Así, si imaginamos dos conjuntos de patrones pertenecientes a distintas *clases*, (por ejemplo la clase 1 serán interruptores en buen estado y la 2 en mal estado) podemos representarlos como sigue:

Característica 2



En la figura se ilustran patrones que se pueden distinguir con dos características para ilustrar el concepto de clase, (como la altura y el peso de personas) podemos englobar los dos conjuntos separadamente en dos clases, y distinguir entre ellos por medio de una función de decisión, que en el caso de la figura es la recta que divide los dos conjuntos o clases.

El segundo problema para el reconocimiento es el preproceso y extracción de funciones comunes, que consiste en extracción de atributos de las entradas de datos y la reducción de la dimensionalidad de los vectores patrón. Hay que extraer el mínimo de datos que nos describan los objetos, y encontrar las características que los distinguirán entre las distintas clases. En nuestro caso, dichas características serán las bandas de frecuencia. Por tratarse de una simulación, ya que no se contaba con la información suficiente, escogimos 30 bandas de frecuencia del mismo ancho para caracterizar las señales en el espectro de potencia. La transformación al dominio de la frecuencia nos ayuda además a disminuir las dimensiones del vector patrón con un mínimo de pérdida de información.

El tercer problema que envuelve el diseño de un sistema de este tipo es la decisión del procedimiento o algoritmo de decisión óptimo. El problema puede ser visto de la siguiente manera: hay que generar fronteras que separen a todas las clases en base a los vectores de mediciones. Estas fronteras serán funciones llamadas *funciones de decisión*. Estas funciones, que se llaman también funciones discriminantes, serán escalares y dependientes del vector patrón x . El vector x pertenecerá a la clase i , si la función de decisión i es mayor, evaluada para x , que las demás funciones de decisión

(correspondientes a las demás clases) también evaluadas para x . Existen técnicas para generar dichas funciones de decisión, dependiendo de la naturaleza del problema, cuando la información sobre el mismo no es suficiente, (cosa que se supuso no sucedería en nuestro caso) se pueden implementar sistemas que "aprendan" de los datos acumulados.

Existen tres tipos de metodologías para agrupar los patrones en clases:

1. **Métodos Heurísticos.**- Está basado en la experiencia humana, en conceptos de "propiedades comunes". Un sistema diseñado usando este principio generalmente consiste en una serie de procedimientos basados en la experiencia de un experto, y dependen usualmente de su capacidad para separar las clases y el ingenio del diseñador. un ejemplo sería reconocimiento de caracteres escritos a mano, donde no podemos hacer uso de sistemas de coordenadas fijos, y dependemos de distinguir correctamente una serie de características de la escritura en sí.

2. **Métodos Matemáticos.** - Están basados en reglas de clasificación formuladas y derivadas a partir de conceptos determinísticos o estadísticos. Un concepto determinístico puede ser una red neuronal, inteligencia artificial, o algoritmos de aprendizaje. Los conceptos estadísticos se describen por medio de las probabilidades de ocurrencia de los patrones.

3. **Métodos Sintácticos o Lingüísticos.**- La caracterización de patrones a partir de sus elementos más primitivos y sus relaciones sugiere reconocimiento automático por métodos sintácticos, lo que permite la aplicación de teoría formal de lenguajes al problema de reconocimiento. Estos métodos utilizan subpatrones análogos a las distintas estructuras gramaticales del lenguaje, y se usan cuando la medición numérica de los patrones se dificulta o es imposible.

CLASIFICACIÓN DE PATRONES COMO UN PROBLEMA DE DECISIÓN ESTADÍSTICA

Así como en otros campos que tratan con la medición e interpretación de eventos físicos, cobran importancia las consideraciones estadísticas debido a la aleatoriedad bajo la cual los patrones de clase son generados; un ejemplo que ilustra este problema es la clasificación de señales de electrocardiogramas en dos clases: Normal y Anormal. Las muestras patrón de cada caso serían obtenidas examinando varios electrocardiogramas (ECG) clasificados por un médico especialista como normales o anormales. Claramente estas muestras formarían una distribución estadística, ya que existiría una amplia variabilidad entre los ECG's clasificados como normales. Estos cambios se pueden deber a las características físicas variables de cada paciente, al ruido eléctrico presente en los instrumentos, y una gama de variables normalmente presentes en un experimento biológico (y de cualquier otra índole).

Por medio de consideraciones estadísticas se pueden derivar reglas de clasificación óptimas en el sentido de que en promedio su uso conduzca a la menor probabilidad de cometer errores en la clasificación de los patrones.

El proceso de toma de decisiones puede ser tratado como un *juego* donde los oponentes son el clasificador de patrones contra la naturaleza. Este proceso es análogo a un juego entre dos personas, donde la ganancia de un jugador iguala a la pérdida del oponente (suma global cero). El trabajo del clasificador es encontrar una decisión óptima que minimiza el riesgo promedio o costo de estar jugando continuamente.

Un juego esta caracterizado por una serie de reglas con una estructura formal, que gobierna el comportamiento de los jugadores. Un juego G en su forma normal es una tripleta de valores (Y, Z, L) donde Y y Z son espacios arbitrarios y L es una función finita de valores (y, z) definida en el espacio producto cartesiano $Y \times Z$. Los elementos y y z se les llama estrategias de los jugadores A y B y la función L se refiere a la función de pérdidas.

El juego se lleva a cabo como sigue: cuando el jugador A apuesta al valor y , mientras B apuesta al valor z , en el caso de que el jugador A pierde, pagará a B la cantidad $L(y, z)$ y si gana recibirá la cantidad análoga. El juego se facilita cuando es de tipo finito, es decir, los espacios Y y Z contienen un conjunto de valores determinado. Si G es un juego finito con N elementos en Y y M elementos en Z , podemos definir un arreglo llamado matriz de perdidas $L(i, j)$ para toda i desde 1 hasta N , y para toda j desde 1 hasta M .

$$L_{i,j} = L\{y_i, z_j\}$$

Podemos imaginar a la naturaleza como el jugador A y al clasificador como B . Los estados de la naturaleza serán las estrategias de A , designándolos como W_i . Los estados de la naturaleza corresponden a Clases, que contienen varios patrones. Las estrategias del clasificador son decisiones en relación a los estados de la naturaleza, por lo tanto Y contiene las posibles clases mientras Z contiene las posibles decisiones tomadas por el clasificador. Cada vez que el juego es jugado la naturaleza selecciona una estrategia W_i de acuerdo a la probabilidad *a priori* de que suceda W_i . La jugada de la naturaleza es simplemente una muestra o patrón ordenada a manera de vector x , en otras palabras no sabemos qué clase eligió la naturaleza. La jugada del clasificador consiste en indicar de qué clase proviene x , de acuerdo a sus criterios probabilísticos.

Hay dos características que distinguen a este juego:

- La naturaleza no es un oponente inteligente que escoja sus muestras para maximizar nuestra pérdida. Esto es, podemos entender que la naturaleza escoge sus estrategias basada en las probabilidades $p(W_i)$, $i=1 \dots M$.
- Existe una posibilidad de "espionaje" en contra de la naturaleza. Podemos realizar experimentos para conocer más acerca de las técnicas usadas por la naturaleza en la

selección de sus estrategias.

Supongamos que la naturaleza selecciona la clase W_i y produce un vector x . La probabilidad de que x provenga de W_i se escribe como $p(W_i/x)$. Si el clasificador decide que x viene de W_j cuando en realidad viene de W_i , esta incurriendo en una pérdida $L(i,j)$. Puesto que x puede venir de cualquiera de las M clases, la pérdida esperada en asignar la observación x a W_j es la siguiente:

$$r_j(x) = \sum_{i=1}^M L_{i,j} p(W_i/x)$$

r se denomina riesgo promedio condicional de pérdida en terminología de Toma de decisiones. El clasificador tiene M diferentes categorías de donde escoger; si calcula las cantidades $r_1(x)$, $r_2(x)$, ..., hasta $r_M(x)$ y asigna cada muestra a la clase con menor pérdida condicional, queda claro que la pérdida esperada total también será minimizada. Este clasificador que minimiza la pérdida es llamado *Clasificador Bayesiano*. De acuerdo a la fórmula de Bayes :

$$p(W_i/x) = \frac{p(W_i) p(x/W_i)}{p(x)}$$

podemos expresar la r como

$$r_j(x) = \frac{1}{p(x)} \sum_{i=1}^M L_{i,j} p(x/W_i) p(W_i)$$

donde $p(x/W_i)$ es la función de probabilidad de la clase W_i . Como $1/p(x)$ es un factor común en la evaluación de el riesgo, puede ser eliminada de la ecuación anterior. La expresión para la pérdida promedio se reduce a:

$$r_i(x) = \sum_{j=1}^M L_{ij} p(x/W_j) p(W_j)$$

cuando $M=2$ el clasificador asigna la clase con el menor valor de r . Como se asume que $L(i,j)$ por lo general es mayor que $L(i,i)$, la expresión anterior nos lleva a:

$$\frac{p(x/W_1)}{p(x/W_2)} > \frac{p(W_2) [L_{2,1} - L_{2,2}]}{p(W_1) [L_{2,1} - L_{1,1}]}$$

Entonces x se asigna a W_1 . La parte izquierda de la ecuación anterior se llama **relación de probabilidad**.

$$I_{1,2}(x) = \frac{p(x/W_1)}{p(x/W_2)}$$

donde $I_{1,2}(x)$ es la relación entre dos funciones de probabilidad. Así, la decisión Bayesiana para $M=2$ es como sigue:

- Asignar x a la clase W_1 si la relación $I_{1,2}(x)$ es mayor que T_{12}
- Asignar x a la clase W_2 si la relación $I_{1,2}(x)$ es menor que T_{12}
- Hacer decisión arbitraria si $I_{1,2}(x)$ es igual a T_{12}

donde T_{12} es el valor de la tolerancia, definido como

$$T_{1,2} = \frac{p(W_2) [L_{2,1} - L_{2,2}]}{p(W_1) [L_{2,1} - L_{1,1}]}$$

En el caso general de múltiples clases, sabemos que un patrón x es asignado a una clase W_i si $r^i(x)$ es menor que r^j para todos los valores de j distintos de i .

Usando argumentos similares a los del caso de dos clases, podemos expresar la

idea anterior en términos de relaciones de probabilidades y las tolerancias correspondientes a los valores dados de i y de j . Un tipo especial de función de pérdidas se puede usar en este caso, una pérdida nula para el caso de decisión correcta, junto con una pérdida igual para los demás casos (decisión errónea) nos lleva a una matriz de pérdidas así:

$$L_{ij} = 1 - d_{ij}$$

donde d_{ij} es uno cuando i sea igual a j y cero cuando i sea distinto a j . Esta ecuación indica una pérdida normalizada de uno para clasificaciones incorrectas y no pérdida para aciertos. Sustituyendo la ecuación 17 en la ecuación 8 tenemos:

$$\sum_{i=1}^M [1 - d_{ij}] p(x/W_i) p(W_i) = p(x) - p(x/W_j) p(W_j)$$

por lo que el clasificador asignará un patrón x a una clase W_i si

$$p(x) - p(x/W_i) < p(x) - p(x/W_j)$$

de donde se puede eliminar la $p(x)$ de ambos lados de la inecuación.

A partir de la discusión de las funciones de decisión, se puede inferir que la decisión bayesiana no es más que la definición de unas funciones de decisión de la forma

$$d_i(x) = p(W_i/x) p(x) \dots\dots ec. 1$$

para todos los valores de i hasta M . Como x no depende de i , podemos quitar la probabilidad de que se de x de la ecuación para simplificar, si hacemos uso de la ecuación de Bayes, dejando la función de decisión como

$$d_i(x) = p(W_i/x)$$

CLASIFICADOR BAYESIANO PARA PATRONES NORMALES

Cuando es razonable asumir que la densidad de probabilidad (de que ocurra un patrón x dado W_i) es conocida y es normal multivariada, el clasificador Bayesiano arroja como resultados una serie de funciones de decisión, muy útiles para modelar muchas aplicaciones importantes.

Consideremos M patrones gobernados por la densidad de probabilidad normal multivariada

$$p(\mathbf{x}/W_i) = \frac{1}{k^{n/2} |C_i|^{n/2}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{x} - m_i)' C_i^{-1} (\mathbf{x} - m_i) \right] \dots \text{ec. 2}$$

$$i=1,2,\dots,M$$

donde cada densidad es completamente especificada por su vector de medias m_i , y su matriz de covarianzas C_i , definidos como

$$m_i = E\{\mathbf{x}\}$$

$$C_i = E\{(\mathbf{x} - m_i)(\mathbf{x} - m_i)'\}$$

donde k es 2 veces π , $E\{\}$ representa la esperanza matemática en la clase W_i , n es la dimensionalidad de los vectores patrón y $|C_i|$ es el determinante de la matriz de covarianzas C_i .

La distribución multinormal estará completamente determinada por $n + \frac{1}{2}n(n+1)$ parámetros, que son los elementos de el vector de medias y los elementos independientes de la matriz de covarianza. Los vectores patrón que provengan de una densidad multinormal tenderán a caer en una zona determinada en el espacio o hiper espacio por el vector de medias y su forma estará definida por la matriz de covarianzas.

De acuerdo a la ecuación 1, la función de decisión para la clase i deberá ser dependiente de la probabilidad $p(\mathbf{x}/W_i)$ $p(W_i)$; por tratarse de una función de forma exponencial, será conveniente sacar el logaritmo natural a la ecuación de la función de decisión. Como el logaritmo es una función creciente monótona, y debido a sus propiedades cuando el argumento es una división tenemos:

$$d_i(\mathbf{x}) = \ln p(W_i) - (n/2) \ln k - \frac{1}{2} \ln |C_i| - \frac{1}{2} [(\mathbf{x} - m_i)' C_i^{-1} (\mathbf{x} - m_i)]$$

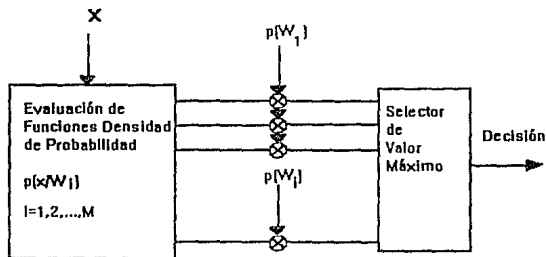
puediendo eliminar el término $\ln k$ y su coeficiente, por no depender de i .

Para el caso del diagnóstico de interruptores eléctricos, existen dos clases, el interruptor que está en mal estado y necesita mantenimiento (W_1) y el que está en buen estado y no necesita mantenimiento. El sensor de aceleración que se coloca en el interruptor manda una señal que presenta variaciones debido a factores varios como son el ruido eléctrico provocado por campos magnéticos que rodean al conductor, variaciones en el desplazamiento de los interruptores debido al juego entre las piezas, pérdidas de información en el sistema de captura, variaciones aleatorias en la vibración debido al arco que se forma en el interior de la cámara de extinción, etc...

Si estos son los factores que provocan la variabilidad en los patrones obtenidos por el sistema de captura, es razonable suponer que las diferencias entre los vectores patrón

obtenidos serán también de tipo aleatorio. Si para el análisis de la señal podemos caracterizarla por medio de una transformación que extraiga las principales características con la menor pérdida de información posible, como lo es la transformada de Fourier en el caso del espectro de Potencias, podemos tener arreglos que presenten también una variabilidad aleatoria. Estos arreglos fueron formados por una gama de bandas de frecuencia (30) en el espectro de potencia. Los datos se obtuvieron a partir de estudios anteriores, usando un scanner que digitalizó la imagen para después procesarla a manera de lupa electrónica y extraer la información con la mayor precisión posible. Por provenir estos arreglos de otros con supuestas diferencias aleatorias, es razonable suponer también el mismo tipo de diferencias entre los arreglos finales. La distribución probabilística que mejor modela los valores esperados de este tipo de patrones es la normal. Desgraciadamente, en nuestro caso no hay razón para suponer que las variaciones en un punto del arreglo no estén relacionadas con las variaciones en otro punto cualquiera del arreglo; es decir, la probabilidad de que nuestro sistema capte cierto número en determinada posición del vector patrón no tiene porqué ser independiente de la probabilidad de que se capte otro número en otra posición del mismo vector.

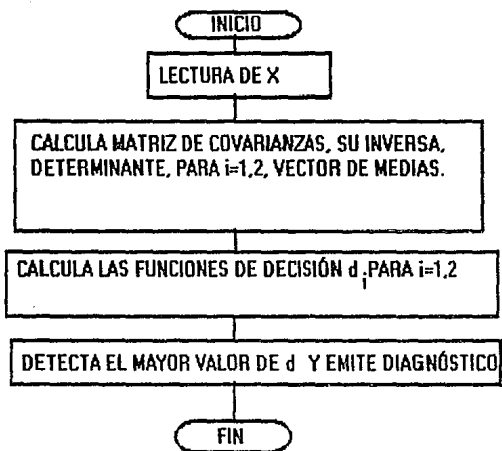
Concluimos del anterior razonamiento, que la distribución que modelará el comportamiento de nuestros patrones tratará variaciones entre las componentes del vector x aleatorias, donde las probabilidades de ocurrencia de los componentes del mismo vector no son independientes. La distribución conjunta de probabilidad que modela este tipo de problema o $p(x/W_i)$ (ya que estamos hablando de muchas variables aleatorias, una para cada banda de frecuencia) es la **Distribución Normal Multivariada**, (recordemos que para que una distribución sea Normal Multivariada las distribuciones marginales de las variables que intervengan tienen que ser también normales) que se ilustra en la ecuación 2.



En la figura se ilustra el esquema del sistema de decisión que se usó para crear el programa de reconocimiento de patrones basado en estimación Bayesiana.

Los cálculos necesarios para estimar el diagnóstico se hicieron por computadora

con un programa escrito en Quickbasic. El diagrama de bloques se muestra a continuación.



6.2 MEDICIONES.

Equipo utilizado. Para la medición anterior se utilizó el siguiente equipo:

- Un acelerómetro piezoeléctrico de baja impedancia.
- Un juego de cables de baja impedancia para sensor Piezotron con terminales de rosca.
- Un acoplador para la operación de sensores de baja impedancia.
- Un juego de cables de uso general con terminales BNC en ambos extremos para conectar el acoplador y el puerto de la computadora
- Adaptadores del sensor para montaje triaxial.
- Un convertidor analógico digital para PC's CPLAB-10
- Programa de edición y monitorización de señales CAPSEN

En las siguientes líneas haremos una breve descripción del equipo usado y algunos principios de operación.

El principio de operación de los transductores piezoeléctricos es el siguiente:

Un material piezoeléctrico, como el cuarzo, cuando es cortado en forma de pequeñas placas de acuerdo a la orientación de los ejes del cristal, va a entregar una carga eléctrica proporcional al esfuerzo que le es aplicado, además de que tiene las siguientes características:

- Alta resistencia al esfuerzo (20 000 psi aprox.)
- Resistencia a la temperatura por arriba de 500 ° C
- Muy alta rigidez.
- Alta linealidad e histéresis despreciable.

El acelerómetro consta esencialmente de tres elementos: El cuerpo del transductor, el elemento sensor piezoeléctrico y la masa sísmica. El elemento sensor es precargado entre el transductor y la masa sísmica. La fuerza actuando en el elemento de medición es proporcional a la aceleración de la masa sísmica, la cual al ser constante cumple con la Segunda Ley de Newton ($F=ma$). De esta forma se genera una carga eléctrica proporcional a la fuerza (y en consecuencia a la aceleración).

Los acelerómetros piezoeléctricos por sus características inherentes de menor masa, alta rigidez y consecuentemente alta frecuencia de resonancia son ideales para registrar

eventos dinámicos como vibraciones e impactos.

Sin embargo, los acelerómetros piezoeléctricos no son adecuados para medir aceleraciones constantes como las generadas en una centrifuga. Además de que la salida de baja impedancia permite el uso de cables de aplicación general en ambientes donde la humedad y la contaminación van en detrimento del alto aislamiento requerido para uno de alta impedancia.

Existen dos tipos de transductores piezoeléctricos, de alta y de baja impedancia.

Las unidades de alta impedancia requieren un amplificador de carga o un convertidor externo de impedancia para la conversión de la carga al voltaje de salida requerido.

Los de baja impedancia usan el mismo principio de medición y también incorporan un convertidor miniaturizado integrado de carga a voltaje, además de que requieren un acoplador de alimentación externa para excitar los dispositivos integrados del acelerómetro y proporcionar una señal de salida de corriente directa.

El acelerómetro utilizado fue el modelo 8626 de la serie Piezotron de Kistler que tiene las siguientes características:

- Baja impedancia
- Rango de aceleración ± 500 g
- Sensibilidad 10 mV/g
- Rango de frecuencia 1 ... 8000 Hz ($\pm 5\%$)
- Voltaje de alimentación 20-30 v CD
- Voltaje de salida (bias) 11 v CD
- Impedancia de salida < 100 ohms.

El papel del acoplador en el sistema es proporcionar al transductor una corriente constante de excitación y acoplar la señal del transductor a un equipo de lectura. Otras opciones disponibles son acopladores con ganancia variable, constante ajustable de corrientes y filtrado.

El acoplador utilizado es el 5120 de Kistler que tiene una ganancia variable que se ajusta internamente (0.5-5) y un modo de acoplamiento de DC con ajuste de nivel cero

El convertidor analógico-digital es el CPLAB-10 para PC's. La tableta que lo

contiene aunado a una programación adecuada, conforman un sistema de adquisición de señales analógicas que permite a una PC conectarse a instrumentos de medida transformando los voltajes de salida en números en el formato de la computadora con una resolución de 10 bits (1 parte en 1024), a velocidades hasta de 30 mil muestras por segundo. Es posible tomar datos de hasta 8 fuentes simultáneamente seleccionables por programa. La tarjeta se coloca en cualquiera de las ranuras de expansión (BUS).

Por último CAPSEN que es un programa que permite, haciendo uso del convertidor A-D, la captura y presentación de señales en pantalla de señales en tiempo real. Tiene opciones para grabar y recuperar registros de archivos en disco duro o flexible, modificar, revisar y editar los registros y mostrarlos en pantalla.

Los registros capturados y procesados mediante CAPSEN pueden ser transferidos a otros programas de uso común y posteriormente recuperados para su visualización en pantalla o graficado.

CAPSEN se encarga de llevar el control de tiempo y de orden de las muestras y de procesar cada una de las señales en pantalla para desplegarla en pantalla de manera conveniente al usuario. Para este fin hace uso de dos conceptos: El canal lógico y las ventanas. Un canal lógico es el conjunto de datos que definen la forma como se han de tomar las muestras del convertidor A-D y la frecuencia con que han de ser leídos. Y una ventana define a si mismo la forma como han de ser presentados los datos en la pantalla.

6.3 RESULTADOS

OBTENCIÓN DE LOS DATOS

Las señales en el tiempo se obtienen directamente de un archivo que crea el sistema de adquisición de datos; en este archivo no se almacenan datos del tiempo, sino simplemente valores de amplitud de voltaje leídos por una tarjeta Analógica-Digital mediante un programa de adquisición de señales llamado "Capsen". La forma en que Capsen genera sus archivos es la siguiente:

| | |
|------------------|---|
| primera | =>Nombre de la señal |
| 1 | => Canal de lectura |
| 1350 | => Número de datos numéricos leídos |
| 1350 | |
| 17 | => Fecha de lectura (día) |
| 8 | => mes |
| 1993 | => año |
| 19 | => Tiempo de lectura (hora) |
| 22 | => minutos |
| 5 | => segundos |
| 30000 | => Frecuencia de Muestreo (Hz) |
| 1.1111000000E-01 | => Factor de Calibración |
| DI | =>Canal de Almacenamiento lógico |
| 575 | =>De aquí en adelante son las lecturas. |
| 577 | |
| 575 | |
| 575 | |
| 574 | |
| 575 | |
| 575 | |
| 575 | |
| 575 | |
| 575 | |
| 575 | |
| 573 | |
| ... | |
| ... | |
| ... | |
| ... | |

La tarjeta puede leer valores que van desde 0 a 1024 divisiones, lo que equivale a 10 bits de resolución en la tarjeta (de 16 bits). Para la calibración se tiene que ajustar el valor cero de la señal de manera que se obtenga una lectura promedio de la mitad del rango de la tarjeta (aproximadamente 575). La tarjeta estará calibrada de cero a diez volts, por lo que el cero equivaldrá a cinco volts. Este voltaje de CD lo suministra el Acoplador de baja

impedancia conectado entre el sensor y la tarjeta digitalizadora.

La frecuencia de Muestreo deberá ser por lo menos dos veces la frecuencia más alta que se pueda presentar en la señal del tiempo (Criterio de Nyquist). Cuando esta condición no se cumple se puede presentar el fenómeno de "Aliassing", es decir, la señal leída no es de la misma frecuencia que la señal real. Por medio de la bibliografía disponible se estimó que el ancho de banda del espectro de Aceleración es aproximadamente de 0 a 8 khz. Para mayor seguridad se puede usar frecuencia de muestreo de 30 khz.

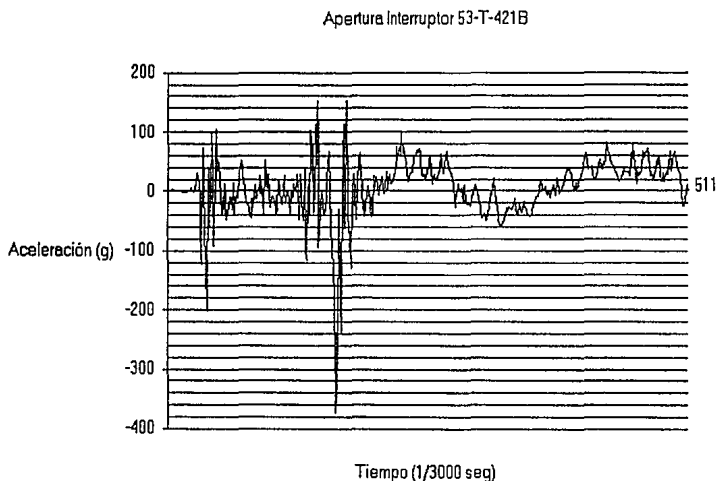


FIGURA 6.1 *La gráfica muestra una señal de vibración de la apertura de un interruptor eléctrico.*

Los archivos así generados se procesan por medio de software de matemáticas aplicadas como Mathcad o Matlab que son capaces de hacer transformaciones al dominio de la frecuencia. Se editan los archivos para que el programa lea sólo los datos numéricos de la señal, y se obtiene su transformada de Fourier (Espectro de Potencias).

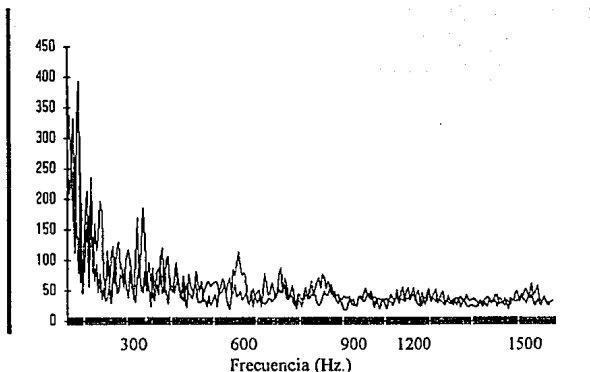


FIGURA 6.2 El gráfico anterior nos muestra el espectro de frecuencia de las señales de vibración de un interruptor en mal estado y uno en buen estado (antes y después de mantenimiento).

Debido al algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier con el cual se obtuvo el espectro de Potencia, es necesario alimentar una señal que contenga un número de datos potencia de dos; 2^n datos. En nuestro caso alimentamos 512 datos incluyendo el cero.

El espectro de potencias se obtiene a las fórmulas expuestas en el capítulo 3 (Teorema de Parseval). Para obtener a qué valor de frecuencia corresponde cada dato del espectro, la frecuencia del primer dato es el inverso del tiempo total de lectura. Por ejemplo, con 511 datos en el tiempo, con $1/3000$ segundos el tiempo total es

$$511/3000 \text{ seg} = .1703 \text{ seg.}$$

por lo que $f_0 = 1/.1703 \text{ Hz.} = 5.87 \text{ Hz.}$

debido a que son 256 puntos en frecuencia da un ancho de banda total de lectura de 1502 Hz.

Los datos del espectro de potencias resaltan las diferencias entre las señales, característica importante para el diseño de un sistema de diagnóstico automático (Ver Apéndice 1). Como el número de datos es todavía muy grande, es más conveniente disminuir el número de datos, usando bandas de frecuencias. En nuestro caso decidimos utilizar promedios de cada banda, a manera de reducir la dimensionalidad del problema a 30 bandas de frecuencias; lo que agiliza los cálculos numéricos en la programación para

diagnósticos finales.

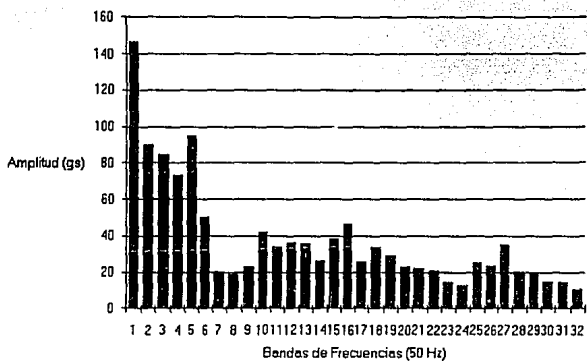


FIGURA 6.3 Este diagrama de barras nos muestra valores promedio de Amplitud contra frecuencia, dividiendo la escala en 30 bandas de frecuencia, de un interruptor en buen estado.

CAPITULO 7. CONCLUSIONES

Las técnicas de reconocimiento de patrones utilizadas en la ingeniería (especialmente en mantenimiento preventivo) son una novedad como desarrollo teórico y experimental. En los casos en que son aprovechadas, los programas son desarrollados en el extranjero y su costo es muy elevado. En el caso de los Interruptores eléctricos de potencia estas técnicas presentan las siguientes ventajas:

- Para el desarrollo de los programas de decisión, el trabajo de programación se reduce debido a que varios procesos que forman el algoritmo del clasificador Bayesiano pueden ser efectuados por varios tipos de Software comerciales de precio relativamente bajo.

- Los instrumentos utilizados en la recopilación de datos tienen una duración muy prolongada debido a que las pruebas son no destructivas y no invasivas; reduciendo los costos casi exclusivamente a la inversión inicial y tiempos de toma inicial de datos estadísticos para "entrenar" al clasificador.

- Más del 50% de las revisiones (desconectar, desarmar y revisar los aparatos) son innecesarias, lo que representa entre N\$10,500 y N\$44,500 al año sin tomar en cuenta los costos de desconexión (mantenimiento y operación de plantas de por lo menos la misma capacidad que la que alimenta el interruptor en cuestión), que pueden ser muy elevados debido al tiempo que permanece inútil el interruptor.

- Debido a que las técnicas usadas se enfocan a manipular exclusivamente las señales que identifican al interruptor, desde el punto de vista del sistema de Toma de Datos-Proceso-Decisión es irrelevante el tipo de interruptor y su complejidad; sólo trabajaríamos con las "huellas digitales" del sistema.

- El uso del espectro de Fourier, mediante la transformada rápida de Fourier como herramienta de caracterización de señales de vibración en un interruptor eléctrico, ayudó a visualizar y cuantificar las diferencias entre interruptores en buen y mal estado.

Las transformaciones al dominio de la frecuencia han demostrado una gran utilidad en el estudio de fenómenos vibratorios y ondulatorios. Aunque se trata de un fenómeno transitorio, y altamente no lineal, estas técnicas de procesamiento de la señal (transformada de Fourier, correlación) demostraron ser suficientemente sensibles a las variaciones a detectar por medio del clasificador; por lo que su uso es recomendable

RECOMENDACIONES

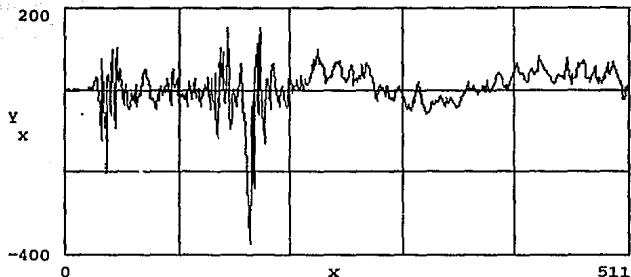
- El presente trabajo deberá ser tomado como punto de partida a una investigación a profundidad principalmente en el campo de la experimentación. El mismo se basó en la suposición de una distribución de probabilidad de ocurrencia de cierto fenómeno conocida; suposición discutible, pero necesaria debido a la falta de datos experimentales. Existen gran número de investigaciones dirigidas a la determinación de las funciones de probabilidad de descompostura en dispositivos de choque que pueden servir de base para la realización del proyecto y su puesta en marcha. Los datos con que se puso a prueba el programa surgieron de una señal antes de mantenimiento y una después de mantenimiento de un interruptor, de las cuales creamos, por medio de variaciones aleatorias, distribuciones "multinormales" simuladas con un programa en Mathcad. La simulación, ya funcionando, probó que el clasificador acierta en la decisión en el 99% de las ocasiones con señales de prueba provenientes de ambas distribuciones simuladas e incluso determina descompostura con señales totalmente extrañas.

-Ya con el sistema instalado y funcionando se requiere menos equipo para la revisión, así como tiempo y dinero por lo que se pueden revisar en más ocasiones los equipos. Se sugiere realimentar con señales de después de mantenimiento al clasificador después de cada mantenimiento de un equipo, para tener una discriminación óptima según sea el caso.

APENDICE 1. OBTENCION DE LOS ARCHIVOS DE DATOS QUE ALIMENTAN AL PROGRAMA DE DIAGNOSTICO.

A continuación presentamos una señal procedente de un interruptor de potencia. La lectura se realizó con una frecuencia de muestreo de 3000 datos por segundo. La longitud de la muestra es de 511 puntos en el tiempo.

```
x := 0 ..511
Y := READ[y3cor
x      dat ]
```



El siguiente paso es obtener el espectro en el dominio de la Frecuencia: La herramienta usada es la fft.

```
Tv := fft(Y)
```

$$P(x,T) := \sqrt{\text{Re}\left[\frac{T}{x}\right]^2 + \text{Im}\left[\frac{T}{x}\right]^2} \quad x := 0 ..256$$

Para obtener la duración T de la señal, multiplicamos

$$511 \cdot \frac{1}{3000} = 0.17 \quad \text{segundos}$$

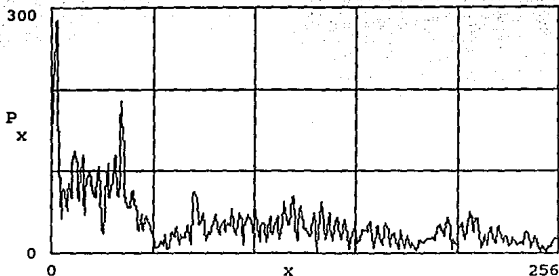
El primer dato en frecuencia es 1/.17 (Hz) y la frecuencia mas alta de nuestro espectro corresponde a 256 veces dicho valor

$$256 \cdot \frac{1}{.17} = 1.506 \cdot 10^3 \quad \text{Hz}$$

Por lo tanto se cumple el criterio de Nyquist puesto que la relación entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia máxima medida es aproximadamente igual a 2

$$\frac{3000}{1506} = 1.992$$

$$P := P(x, Tv)$$



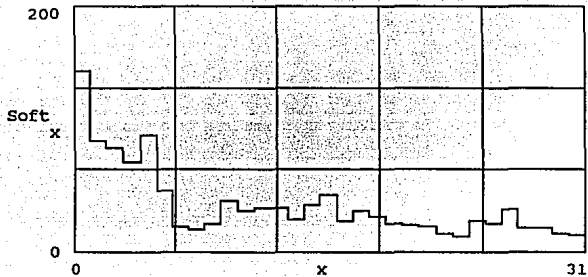
Para reducir el número de datos a manejar en nuestro programa de diagnóstico, dividimos el espectro de frecuencias en 30 bandas de frecuencia, cuyos correspondientes valores de amplitud se obtienen del promedio de entre ocho puntos consecutivos dentro del mismo intervalo.

$$x := 0 \dots 63$$

$$P_n := \frac{P_{4 \cdot x} + P_{4 \cdot x+1} + P_{4 \cdot x+2} + P_{4 \cdot x+3}}{4}$$

$$x := 0 \dots 31$$

$$Soft_x := \frac{P_n_{2 \cdot x} + P_n_{2 \cdot x+1}}{2}$$



```
x := 0 ..31
```

```
WRITE[ suave  
       dat ] := Soft  
              x
```

Por ultimo se guarda en un archivo cada vector para su posterior utilizacion en las rutinas de toma de decisión

APENDICE 2. EL PROGRAMA DE DIAGNOSTICO

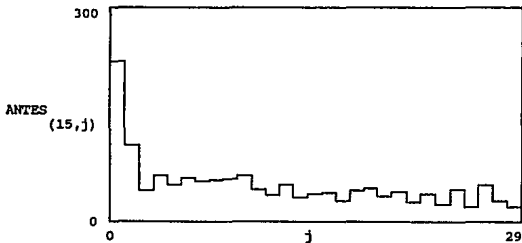
PASO1. El programa necesita leer las matrices de 30 vectores por 30 bandas de frecuencia (pueden ser más vectoras) para obtener los parámetros estadísticos de cada patrón (antes y después de mantenimiento)

```
i := 0 ..29
```

```
j := 0 ..29
```

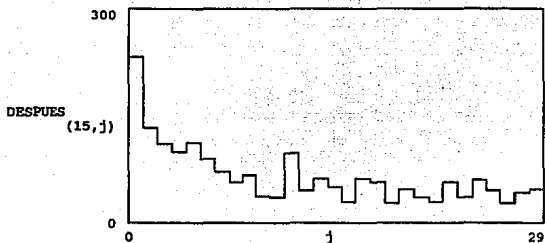
```
ANTESi,j := READ[ ANTES  
                  DAT ]
```

Podemos desplegar una de estas lecturas en forma gráfica:



De la misma manera leemos los datos correspondientes a interruptores después de mantenimiento

```
DESPUESi,j := READ[ DESP  
                  DAT ]
```



Ahora el programa de diagnóstico calcula las matrices de covarianzas

```
COVARI := READ [ COVARI ]      matriz de covarianza para interruptor antes
  i,j   DAT ]                 de mantenimiento
```

```
i := 0 ..10
```

DESPLGAREMOS AHORA LOS PRIMEROS DIEZ DATOS DE LA
MATRIZ DE COVARIANZAS DE LOS VECTORES PATRON DE UN
INTERRUPTOR ANTES DE MANTENIMIENTO

```
j := 0 ..6
```

```
INTER := COVARI
  i,j   i,j
```

```
INTER =
```

| | | | | | | |
|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 56.637 | -10.946 | -0.103 | 7.037 | 7.383 | 4.717 | -0.314 |
| -10.946 | 83.58 | 13.529 | 9.584 | 17.144 | -10.161 | 8.71 |
| -0.103 | 13.529 | 53.158 | 1.334 | 9.631 | -1.234 | -5.971 |
| 7.037 | 9.584 | 1.334 | 72.695 | -11.878 | -22.905 | 0.294 |
| 7.383 | 17.144 | 9.631 | -11.878 | 76.793 | 16.385 | -23.584 |
| 4.717 | -10.161 | -1.234 | -22.905 | 16.385 | 91.734 | -21.291 |
| -0.314 | 8.71 | -5.971 | 0.294 | -23.584 | -21.291 | 57.919 |
| -13.4 | 5.043 | -5.248 | 15.822 | -2.98 | -12.403 | -3.53 |
| 1.462 | 8.38 | -10.196 | -12.062 | -7.489 | 8.871 | 16.018 |
| -3.367 | 1.676 | -1.451 | 3.164 | -28.538 | -16.931 | 12.111 |
| -12.965 | -0.519 | 6.58 | -13.209 | -6.794 | 4.531 | -31.36 |

El siguiente paso es calcular los vectores de medias, la inversa de cada matriz de covarianzas y su determinante. La matriz inversa la calcula el programa de diagnóstico, y el determinante lo podemos calcular con Mathcad o con el programa directamente.

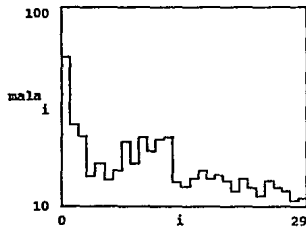
Ya con toda esta información acerca de los patrones antes de mantenimiento y después, el programa puede ejecutar el algoritmo de decisión, y calcula dos funciones llamadas D1 y D2; en caso de ser mayor la primera, la decisión es "interruptor en buen estado". El programa al correr nos pide el número de veces por mes que puede operar el interruptor sin dañarse (según especificaciones), y el número de operaciones promedio, para calcular la posibilidad de descompostura, que es un parámetro que influye en la decisión.

Presentamos ahora el despliegado del programa corriendo con señales de interruptores antes de mantenimiento y después de mantenimiento.

señal antes de mantenimiento:

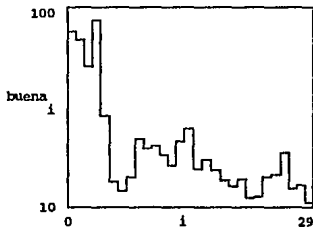
```
i := 0 ..29
```

```
mala := READ[SENMALA  
i DAT ]
```



señal después de mantenimiento:

```
buenas := READ[SENBUE  
i DAT ]
```



En ambas corridas (y en la totalidad de las pruebas) el programa tomó la decisión correcta.

No. de operaciones permisibles? 10
No. promedio de operaciones al mes? 12.6
Probabilidad de descompostura: .712397
PROB1 .712397
ETC1 84.2224
ESUL1 0
D1= -42.45032
PROB2 .287603
ETC2 92.8021
ESUL2 3539749
D2= -1769922
L INTERRUPTOR SE ENCUENTRA EN BUEN ESTADO

Press any key to continue

No. de operaciones permisibles? 10
No. promedio de operaciones al mes? 12.6
Probabilidad de descompostura: .712397
PROB1 .712397
ETC1 84.2224
ESUL1 938633.6
D1= -469359.3
PROB2 .287603
ETC2 92.8021
ESUL2 28.91986
D2= -62.10715
EL INTERRUPTOR PUEDE ESTAR EN MAL ESTADO, DAR MANTENIMIENTO

Press any key to continue

APENDICE 4 . CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL CPLAB-10

La Tableta CP-LAB 10 junto con la programación adecuada, permite a computadoras personales PC, conectarse a instrumentos y sistemas electrónicos de medida, transformando sus voltajes de salida en números en el formato de la computadora, con una resolución de 10 bits (1 parte en 1024) a velocidades de hasta 30,000 mil muestras por segundo. Un selector analógico hace posible tomar datos de ocho fuentes simultáneas seleccionables por programa. La tableta CP-LAB 10 se coloca en cualquiera de las ranuras de expansión con canal de datos (bus) tipo IBM-PC.

AJUSTES DE AMPLIFICACION Y NIVEL DE CORRIENTE CONTINUA DE LA TARJETA.

La tarjeta tiene dos resistencias variables en la parte frontal que permiten modificar el factor de amplificación y el nivel de corriente continua de los ocho canales que alimentan al convertidor. Estas dos resistencias permiten adecuar el rango de resistencia (PT1), controla la amplificación hasta un máximo de x2.. La resistencia PT2, permite variar el nivel de voltaje continuo entre -8.0 y +8.0 Volts.

Una vez que se hayan identificado los rangos de voltaje que se alimentaran al sistema de adquisición, así como su nivel de corriente continua, se podrán ajustar las resistencias PT1 y PT2 para obtener el mayor rango dinámico de muestreo. Para ajustar estos valores es necesario correr un programa de AJUSTE que muestra los valores digitales de los datos muestreados. Haciendo uso de un generador de funciones o una fuente de voltaje constante, se puede alimentar el convertidor con los voltajes máximos y mínimos de la señal a muestrear. El programa deberá marcar un valor cercano a 0 para el voltaje mínimo y 1023 para el voltaje máximo.

El programa de AJUSTE también se puede utilizar para encontrar a que valor de aceleración o voltaje corresponde la lectura digital que nos entrega el convertidor cuando esta leyendo de un transductor.

Por ejemplo, la sensibilidad (S) de los acelerómetros usados en este experimento es de 10.49 mV/g. Como la aceleración producida por la apertura o cierre de un interruptor eléctrico varía entre 0 y 500 g, el rango de valores de voltaje que se espera leer en los traductores es - 5.25 a 5.25 Volts correspondiente a aceleraciones en ambas direcciones. El rango de valores de voltaje que

se pueden medir con la tarjeta es entre -8 y +8 Volts, por lo que la tarjeta es adecuada para la medición.

La tarjeta analógica digital solo entrega valores positivos, pero que se pueden interpretar para dar los valores negativo, por ejemplo al voltaje cero le corresponde una lectura de 512 por la tarjeta, a -8 Volts una lectura de 0 y 8 Volts una lectura de 1024, cuando la ganancia es uno.

Después de haber ajustado los valores de ganancia y nivel de Voltaje continuo de la tarjeta se puede establecer la equivalencia entre la lectura numérica de la tarjeta y los valores de aceleración correspondiente.

Haciendo una lectura de los voltajes máximos y mínimos en el transductor mediante un multímetro, se puede obtener la equivalencia en unidades de la lectura digital que entrega la computadora:

$$V_{\text{actual}} = \frac{(V_{\text{max}} - V_{\text{min}})}{(L_{\text{max}} - L_{\text{min}})} * \text{Lectura}$$

V_{max} = voltaje máximo en el transductor.
 V_{min} = voltaje mínimo en el transductor.
 L_{max} = Lectura máxima digital (0 - 1024)
 L_{min} = Lectura mínima digital.
Lectura = Lectura actual .

Para obtener el valor correspondiente de la aclaración basta con dividir este resultado por la sensibilidad de los transductores:

$$\text{Aceleración} : 1/S * (V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) / (L_{\text{max}} - L_{\text{min}}) * \text{Lectura} \quad [g]$$

PROGRAMACIÓN. Desde el punto de vista de la programación, la tableta CP-LAB 10 ocupa dos localidades en el espacio de ENTRADA/SALIDA de la computadora (puertos de E/S). Una de las direcciones o puertos, se encarga de iniciar la conversión y seleccionar el canal de entrada mientras que la otra permite la lectura de los resultados.

Los puertos \$03EC y \$03ED son utilizados de la siguiente manera:

DIRECCIÓN

USO

\$03EHex(1004Dec)

Inicio de conversión,
selección de canal y
octeto bajo del resultado.

\$03EDHex(1005 Dec)

Octeto alto del resultado.

El puerto \$03EC funciona en forma bidireccional: al escribir en el se selecciona el canal a muestrear, y se inicia la conversión, mientras que al leerlo, se obtienen los dos bits menos significativos de la conversión. El puerto \$03ED es sólo de lectura y contiene los ocho bits más altos de la conversión. Así pues el resultado se encuentra en dos octetos (una palabra), como lo muestra el esquema siguiente:

| | | | | | | | | |
|---------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Puerto \$03ED | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 |
| CONVERSION | C9 | C8 | C7 | C6 | C5 | C4 | C3 | C2 |

| | | | | | | | | |
|---------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Puerto \$03ED | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 |
| CONVERSION | C1 | C0 | XX | XX | XX | XX | XX | XX |

Para obtener el resultado hay que formar una palabra de 16 bits con la suma de los resultados parciales y correr 6 veces a la derecha el resultado.

Lectura del puerto \$03ED

C9 C8 C7 C6 C5 C4 C3 C2

Lectura del puerto \$03EC

C1 C0 XX XX XX XX XX XX

Palabra resultante al correr
seis veces a la derecha.

XX XX XX XX XX XX C9 C8 C7 C6 C5 C4 C3 C2 C1 C0

El siguiente programa en BASIC muestra la manera de hacer el muestro continuos de una canal, y ejemplifica la forma de generar, de los dos octetos una palabra de 16 bits obteniendo el resultado de la conversión:

```

10 REM CONVERSION ANALOGICA DIGITAL
20 FOR I=1 TO 1000
30 REM INICIO DE CONVERSIÓN CANAL 0
40 OUT &HO3EC, 0
50 A = INP(&HO3ED)*256
60 A = A + INP(&O3EC)
70 NEXT I
80 STOP

```

El tiempo mínimo entre conversiones sucesivas en cualquier canal es de 30 microsegundos y corresponde al intervalo entre el momento en que se ordena el inicio de una conversión (escritura en el puerto(\$O3EC), y el momento en que se pide el acceso a cualquiera de los dos puertos). Con este lapso entre lectura y lectura la tasa de muestreo es de $1/0.00003 = 30,000$ muestras por segundo. En las aplicaciones la máxima frecuencia de muestreo, habrá que hacer un bucle de espera de 30 microsegundos para que el resultado de la conversión este listo y no se confundan los resultados.

DATOS TECNICOS.

| | |
|---------------------------|--|
| Resolución. | 10 bits |
| Error relativo. | +/-1/2 bit menos significativo. |
| Rango de Voltaje | -8.0 a +8.0 Volts +/-0.5 Volts. |
| Impedancia de entrada. | >10 Kohms. |
| Separación entre canales. | >80 dB |
| Tiempo de conversión. | Típico de 20 ms, máximo de 30. |
| Número de canales . | 8 canales conmutados. |
| Formato de Salida. | Dos octetos ó una palabra programación |
| Temperatura de operación. | 0 a 70 grados Centígrados. |
| Tiempo de acceso a dato. | Típico de 150 ns, máximo de 250 |
| Dimensiones. | 50 cms, cable plano. |

BIBLIOGRAFÍA:

1. **Pruebas de equipo eléctrico,**
Victor Perez Amador,
Ed. Linusa,
2. **Electric Power Systems,**
B. M. Weedy
3. **Distribution Switchgear,**
R. M. Blower
4. **Subestaciones eléctricas,**
Gilberto Enriquez Harper,
5. **Fundamentos de Instalaciones eléctricas
de mediana y alta tensión,**
Jose Raúl Martin.
6. **Interruptores Industriales, instalación y conservación,**
E. A. Reeves,
Ed. UTEHA,
7. **Elements of vibration analysis,**
Leonard Meirovitch,
Ed. Mcgraw-Hill.
8. **Teoría de vibraciones con aplicaciones,**
William T. Thompson,
Ed. Prentice Hall.

9. **Mechanical Vibrations, 2nd edition,**
Singerisu S. Rao,
Addison-Wesley.

10. **Vibraciones Mecánicas,**
R. Roca Vila, Juan Leon,
Ed. Limusa,
1981

11. **Measurements Systems,**
Application and Design,
Ernest O. Doebelin,
Ed. Mcgraw-Hill, 1975

12. **The Fourier Integral and its applications**
Papoulis Athanasios,
Ed. Mcgraw-Hill.

13. **Signal analysis,**
Papoulis Athanasios,
Ed. Mcgraw-Hill.

14. **Signals, Systems and Transforms,**
James A Cadzow, Landingham,
Ed. Prentice- Hall 1985

15. **Pattern recognition principles,**
Julius T. Tou, Rafael C. Gonzalez,
Addison Wesley Publishing Company,
1981.

16. **Statistics , an introductory analysis,**
Tao Yamame,
Harper International edition

16. **Introduction to digital filtering,**
R.E. Bogner,
A.G. Constantinides,
Edit. Wiley, 1975

17. **Digital Filters,**
R.W. Hamming,
Ed. Prentice Hall

18. **Quick Basic Avanzado,**
Luis Joyanes Aguilar, Luis A. Villar,
Ed. Mcgraw-Hill,
1993

19. **Mechanical Failure Detection of Circuit Breakers,**
Benenson, Demianenko, Hing Lai Lai, etc,
IEEE/ PES 1988 Winter Meeting, New York, NY

21. **Análisis de señales bio-eléctricas,**
Implementación de métodos en el tiempo y frecuencia,
María Elene Martínez Pérez,
Tesis de Licenciatura, FI - UNAM,
1992.

22. **Non-Stationary Modelling of Vibration Signals for
monitoring the condition of Machinery,**
Qi Zhuge, Yongxiang Lu y Shichao Yang,
Mechanical Systems and Signal Processing Journal
vol 4, pag. 355-365, 1990

23. Engine Fault Analysis: Part I- Statistical methods,
Arun K. Sood, Friendlander, Ali Amin Fahs.
IEEE Transactions on Industrial Electronics,
Vol. IE-32, No 4, 1985

24. An approach to state recognition and Knowledge-based
diagnosis for Engines,
Ding Hong, Gui Xiuwen, Yang Shuzi
Mechanical Systems and Signal Processing Journal,
Vol. 5, No. 4, pag. 257-266, 1991