

57  
2ej

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA



**ESTUDIO SOBRE LOS SENSORES  
DE PROXIMIDAD**

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
P R E S E N T A N :  
JOSE ALBERTO FERNANDEZ ZEPEDA  
HECTOR HERNANDEZ GARCIA  
DAMIAN FEDERICO VARGAS SANDOVAL

DIRECTOR DE TESIS  
M. M. I. FERNANDO LEPE CASILLAS

MEXICO D. F.

JULIO 1991

**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.

<b>Introducción</b>	<b>IV</b>
<b>Capítulo 1 Sensores Capacitivos y Capacitivos de proximidad (F. Vargas)</b>	
1.1 <i>Introducción</i>	1-2
1.2 <i>Aspectos básicos de la capacitancia</i>	1-3
1.3 <i>Elementos básicos de procesamiento de señal</i>	1-25
1.4 <i>Aspectos generales de los sensores capacitivos</i>	1-28
1.5 <i>Consideraciones de operación y diseño</i>	1-44
1.6 <i>Aspecto hiperbólico de los transductores capacitivos</i>	1-61
1.7 <i>Aplicaciones de los sensores capacitivos</i>	1-68
<i>Referencias</i>	1-83
<b>Anexo al Capítulo 1</b>	<b>A-1</b>
<i>Referencias</i>	A-42
<b>Capítulo 2 Sensores Inductivos e Inductivos de proximidad (F. Vargas)</b>	
2.1 <i>Introducción</i>	2-1
2.2 <i>Aspectos básicos del campo magnético</i>	2-2
2.3 <i>Clasificación general de los sensores inductivos</i>	2-9
2.4 <i>Aplicaciones de los sensores inductivos</i>	2-81
<i>Referencias</i>	2-117
<b>Anexo al capítulo 2</b>	<b>B-1</b>
<i>Referencias</i>	B-46

<b>Capítulo 3</b>	<b>Sensores de efecto Reed</b> (A. Fernández)	
3.1	<i>Introducción</i>	3-1
3.2	<i>Funcionamiento del interruptor tipo Reed</i>	3-1
3.3	<i>Relevadores Reed con laminillas mojadas con mercurio</i>	3-4
3.4	<i>Relevadores Reed de retención</i>	3-5
3.5	<i>Sensores de proximidad Reed comerciales</i>	3-7
3.6	<i>Aplicaciones</i>	3-11
3.7	<i>Ventajas y desventajas de los relevadores Reed</i>	3-11
	<i>Referencias</i>	3-12
<b>Capítulo 4</b>	<b>Sensores de efecto Wiegand</b> (A. Fernández)	
4.1	<i>Introducción</i>	4-1
4.2	<i>Efecto Wiegand</i>	4-1
4.3	<i>Excitación simétrica</i>	4-2
4.4	<i>Excitación asimétrica</i>	4-4
4.5	<i>Características de los módulos Wiegand</i>	4-6
4.6	<i>Cintas amorfas tipo Wiegand</i>	4-8
4.7	<i>Aplicaciones</i>	4-10
	<i>Referencias</i>	4-13
<b>Capítulo 5</b>	<b>Sensores de efecto Hall</b> (H. Hernández)	
5.1	<i>Introducción</i>	5-1
5.2	<i>El efecto Hall</i>	5-2
5.3	<i>Materiales Hall</i>	5-9
5.4	<i>Ventajas y desventajas de los sensores Hall</i>	5-11
5.5	<i>Aplicaciones de los sensores Hall</i>	5-12
5.6	<i>Dispositivos Hall integrados</i>	5-15
5.7	<i>Circuitos con dispositivos Hall</i>	5-29
	<i>Referencias</i>	5-31

<b>Capítulo 6</b>	<b>Detectores de proximidad con Microondas</b>	
	(A. Fernández)	
6.1	Introducción	6-1
6.2	El Radar	6-2
6.3	Efecto Doppler	6-7
6.4	Radar de efecto Doppler	6-10
6.5	Conceptos básicos de guías de onda	6-20
6.6	Análisis de un oscilador Gunn, en una cavidad en una guía de onda	6-26
6.7	Medición de los elementos del circuito	6-31
6.8	Circuitos mezcladores para microondas basados en diodo Schotky	6-37
6.9	Ejemplos de sistemas de detección de microondas comerciales	6-43
6.10	Otras aplicaciones	6-45
	Referencias	6-47
<b>Anexo al Capítulo 6</b>	<b>Filtro Acoplado ("Matched Filter")</b>	<b>C-1</b>
	Bibliografía	C-6
<b>Capítulo 7</b>	<b>Sensores Ultrasónicos</b>	
	(H. Hernández)	
	Nomenclatura	7-1
7.1	Introducción	7-3
7.2	Ultrasonido	7-4
7.3	Tipos de transductores ultrasónicos	7-31
7.4	Elementos básicos de un sistema de transmisión ultrasónica	7-92
7.5	Efecto Doppler en ultrasonido	7-93
7.6	Sensores de proximidad por ultrasonido	7-96
7.7	Otras aplicaciones	7-103
7.8	Seguridad	7-122
	Referencias	7-126
<b>Conclusiones</b>		<b>D-1</b>

## INTRODUCCION

El objetivo principal de esta tesis es realizar una investigación sobre el principio de funcionamiento y las aplicaciones de los diversos sensores de proximidad eléctricos y electrónicos.

Un sensor de proximidad se define como aquel dispositivo capaz de reaccionar en una forma predeterminada ante la presencia de algún objeto de interés sin necesidad de hacer contacto mecánico con él. El objeto de interés puede ser tanto una pequeña muestra de algún material de características particulares que se encuentre fuera del alcance visual (oculto entre un conjunto de otros materiales), como una persona circulando por algún sitio específico; y de acuerdo a las características del objeto se elige el sensor adecuado.

La principal ventaja de los sensores de proximidad es que no existe contacto mecánico entre el sensor y el objeto de interés. Por lo anterior pueden detectar objetos para los cuales el contacto mecánico es difícil o, aún más, imposible de realizar (materiales enterrados, materiales introducidos en recipientes, etc.). Como consecuencia de la ausencia de contacto, desaparece por completo el desgaste mecánico por fricción, tanto en el sensor como en el objeto a detectar; lo cual contribuye a aumentar la vida útil del sensor. Otra consecuencia de la ausencia de contacto es que el sensor puede introducirse en un encapsulado hermético, lo cual lo hace inmune a la mayoría de las condiciones desfavorables del medio ambiente (humedad, polvo, grasa, etc.).

Los sensores analizados en este trabajo pueden clasificarse en cuatro grupos principales: sensores que detectan variaciones en el campo magnético (entre los cuales se incluyen los sensores inductivos, de efecto Hall, de efecto Wiegand y de efecto Reed), sensores que detectan variaciones en el campo eléctrico (sensores capacitivos), sensores basados en microondas y sensores

ultrasónicos.

De acuerdo a la clasificación anterior, la tesis se divide en siete capítulos cada uno de los cuales se dedica a un sensor en especial. Es conveniente mencionar que en este trabajo no se incluyen los sensores ópticos (que también están comprendidos dentro del grupo de los sensores de proximidad), debido a que existe una gran cantidad de información acerca del tema y el enfoque de esta tesis es el de investigar acerca de sensores poco conocidos que pueden sustituir en cierta medida a los sensores ópticos, y además utilizarse en ciertas áreas donde los sensores ópticos no son aplicables.

Las áreas de aplicación de los sensores de proximidad, cada día más extensas, se encuentran dentro de la industria (manufacturera, automotriz, militar, etc.), instrumentación, sistemas de seguridad, biomedicina, por mencionar sólo algunas.

Por todo lo anterior, se concluye la importancia que este tipo de sensores tiene no sólo en la ingeniería sino en otras ramas de la ciencia y en diversos aspectos de la vida cotidiana.

## CAPITULO 1. SENSORES CAPACITIVOS Y CAPACITIVOS DE PROXIMIDAD

### 1.1 Introducción

Este tipo de sensores utiliza las propiedades físicas de los capacitores como elementos de medición. Específicamente se utiliza un campo eléctrico, generalmente variable, como fenómeno físico aprovechable para que el sensor pueda reaccionar frente al objeto a detectar. Debe recordarse que debido a la dificultad de separar los efectos capacitivos e inductivos, cuando éstos coexisten, es conveniente atender exclusivamente a aquellos dispositivos en los cuales los efectos capacitivos sean predominantes sobre los inductivos. Cuando se presenta esta coexistencia de efectos (capacitivos e inductivos), pueden provocarse variaciones en el circuito que afecten a los mismos parámetros.

Los sensores capacitivos ofrecen una combinación de características físicas apropiadas que no se encuentran fácilmente en otros sensores o transductores y que son:

- 1.- Sus requerimientos de fuerza son muy pequeños; en el capacitor diferencial (que se describe más adelante), las fuerzas requeridas para eliminar la fuerza de atracción electrostática entre las placas son del orden de décimas de Newton o menores.
- 2.- Las placas en sí pueden tener muy poca masa, permitiendo el diseño de sensores con característica de respuesta dinámica de alta calidad.
- 3.- Para algunas aplicaciones, tales como la medición de desplazamiento o de vibraciones, no hay necesidad de conectar partes mecánicas al elemento móvil; una placa colocada en la vecindad del elemento móvil es todo lo que se requiere para medir con gran exactitud y sensibilidad el desplazamiento.
- 4.- La estabilidad dimensional puede hacerse muy grande usando

materiales de construcción tales como el cuarzo o algunas aleaciones especiales.

5.- La capacitancia no depende de los electrodos metálicos o de su variación con la temperatura.

6.- El coeficiente de temperatura de la constante dieléctrica del aire o de la mayoría de los gases usados como dieléctricos es, en magnitud, mucho menor que el coeficiente de temperatura de materiales usados en transductores resistivos y que la permeabilidad magnética de los materiales ferrosos usados en la construcción de sensores inductivos.

7.- El sensor capacitivo puede blindarse contra campos eléctricos parásitos externos; además, no se afecta por campos magnéticos parásitos ni causa campos magnéticos o eléctricos parásitos de magnitudes inconvenientes.

La gran desventaja de estos sensores es su alta impedancia de salida; aunque esto puede minimizarse escogiendo un circuito adecuado para procesar la señal.

El capacitor más simple consiste de dos placas metálicas separadas paralelamente por un material dieléctrico o aislante (ver figura 1-1). La capacitancia de este capacitor de placas paralelas está dada por (ver cualquier libro de Electricidad a nivel licenciatura):

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad \epsilon_0: \text{permitividad del vacío.} \quad (1-1)$$

$\epsilon_r$ : permitividad relativa del material

$A$ : área de coincidencia o traslape

entre las placas paralelas.

$d$ : separación entre placas.

La ecuación anterior es básica para el análisis de los sensores capacitivos y de ella puede deducirse que la variación de



Fig.1-1 Capacitor elemental (6, fig. 8.6).

capacitancia en este capacitor básico puede darse en las tres formas siguientes :

- 1.- Cambio de la distancia de separación entre placas.
- 2.- Cambio de la área de traslape entre las placas.
- 3.- Cambios físicos o químicos en el material dieléctrico.

## 1.2 Aspectos básicos de la capacitancia

Los capacitores, gracias a sus características dependientes de la frecuencia, se usan ampliamente en circuitos eléctricos y electrónicos para corrimientos de fase, retardos, generación de señales, etc. Sin embargo, para el caso de sensores es importante conocer también la dependencia entre sus propiedades eléctricas intrínsecas y las características no-eléctricas del entorno externo. La capacitancia está asociada con el concepto general de campo eléctrico el cual se produce directamente por cargas. Si una corriente  $I$  - movimiento de partículas cargadas físicamente - fluye durante un tiempo  $t$  en un electrodo metálico, una carga de

$$Q = I t, \quad [A s] \quad (1-2)$$

aparecerá en él (la unidad en el SI para  $1 A s$  es  $1 C$  (coulomb)).

Experimentalmente se ha encontrado que dos cargas ejercen una fuerza, la una sobre la otra, que es de repulsión para el caso en que las cargas sean de la misma polaridad, y de atracción cuando tienen polaridad opuesta. La explicación es que la carga produce un campo eléctrico cuya magnitud es proporcional a la misma. De acuerdo con lo anterior, la fuerza que actúa sobre la carga es

$$F = Q E, \quad (1-3)$$

donde el factor de proporcionalidad  $E$  es igual a la magnitud del campo eléctrico producido por la otra carga.

De la ecuación (1-3), la cual puede considerarse como definición de  $E$ , éste tiene las siguientes unidades:

$$[E] = \frac{[F]}{[Q]} = \frac{N}{A s} = \frac{V A s}{m} = \frac{1}{A s} = \frac{V}{m}.$$

Para llegar al concepto general de capacitancia ha de manejarse el teorema de Gauss de la electrostática el cual establece que en un medio homogéneo la integral de campo eléctrico sobre una superficie cerrada es proporcional a la carga encerrada por esa superficie:

$$\oint_S E \, dS = \frac{1}{\epsilon} Q. \quad (1-4)$$

Aplicando la ecuación (1-4) al campo eléctrico de un capacitor cargado se llega a la siguiente relación general:

$$Q = C V, \quad (1-5)$$

donde  $V$  es el voltaje entre los conductores y  $C$  es un factor de proporcionalidad. Lo anterior puede interpretarse como sigue: *La diferencia de potencial entre los conductores de un capacitor es proporcional a la carga del mismo.* Este factor de proporcionalidad

es la capacitancia y tiene unidades de:

$$[C] = \frac{[Q]}{[V]} = \frac{A \cdot s}{V} = F \text{ (Farad).}$$

En un aspecto más general, la capacitancia de un condensador depende de su geometría, dimensiones y de la calidad del dieléctrico entre los conductores (llamado comúnmente aislante).

La característica eléctrica más importante de los materiales para este capítulo es la llamada *permitividad relativa* a la del vacío o constante dieléctrica y en la siguiente tabla pueden verse algunos valores para materiales seleccionados [4].

Sólidos	$\epsilon_r$	Fluidos, Gases	$\epsilon_r$
Baquelita	4.5-8	Alcohol Etilico	24
Celulosa	2.6-6	Benceno	2.3
Micalax	8	Glicerina	43
Papel (seco)	2.1-3.5	Petróleo	2.1
Mica	5-7.5	Tolueno	2.3
Plexiglass	3-3.6	Aceite de Transformador	2.2
Vidrio	6-12	Aire	1

La figura 1-2a. muestra la sensibilidad relativa de un sensor capacitivo a diversos materiales y la 1-2b. la variación de capacitancia del mismo sensor en función de la distancia de separación, ambas para algunos materiales.

En principio, es importante estar familiarizado con los llamados capacitores laminares elementales, los cuales contienen varios dieléctricos con distintas permitividades; las dos configuraciones básicas se muestran en las figura 1-3 y 1-4.

En un capacitor laminado longitudinalmente (fig.4), el campo entre los conductores es constante:  $E_1 = E_2 = \frac{V}{d}$ .

Este capacitor puede considerarse como formado por dos capacitores en paralelo y se tiene:

$$Q_1 = C_1 V \quad \text{y} \quad Q_2 = C_2 V ; \quad \text{entonces,}$$

$$Q = Q_1 + Q_2 = (C_1 + C_2) V .$$

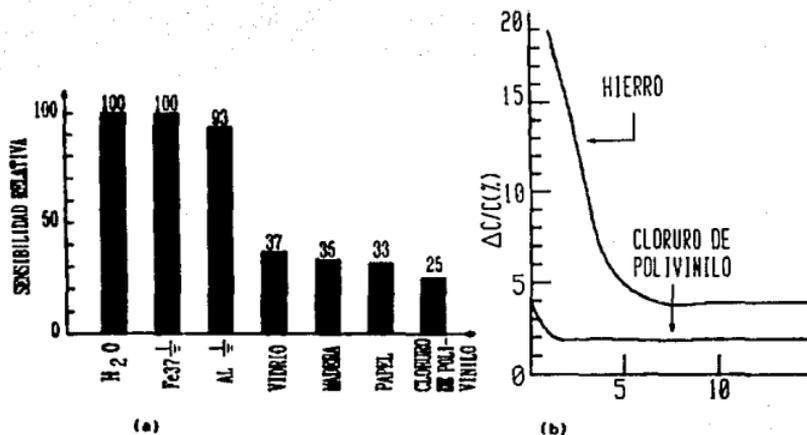


Fig.1-2(a) Sensibilidad relativa (b) Variación de capacitancia de algunos materiales en función de la distancia de separación en un sensor capacitivos.

[7, figs 22 y 23].

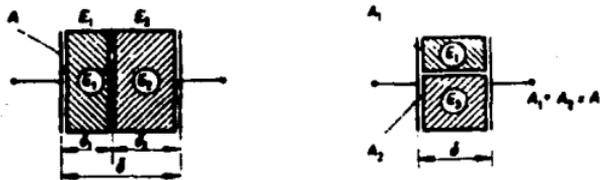


Fig.1-3 Laminación transversal. Fig.1-4 Laminación longitudinal. [4, fig. 7.2].

Para el caso de un capacitor laminado transversalmente (fig.3),

la magnitud de la carga  $Q$  debe ser igual en cada una de las placas ya que la diferencia de potencial entre los conductores produce una separación de carga entre ambos dieléctricos, permaneciendo la carga neta igual a cero. Aplicando la relación (1-5) se tiene :

$$V_1 = Q / C_1 , \quad V_2 = Q / C_2 \quad \text{por lo cual}$$

$$V = V_1 + V_2 = Q \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right).$$

Con los resultados elementales anteriores, se pueden analizar las tres configuraciones básicas mediante las cuales es posible alterar el valor de la capacitancia. Considérese la ecuación (1-1):

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} ; \quad (1-1)$$

si el desplazamiento vertical  $x$  ocasiona aumento en la separación a  $d+x$ , la capacitancia del sensor ahora es (véase figura 1-5):

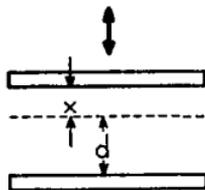


Fig.1-5 Capacitor de separación variable [6, fig. B.5].

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d + x} , \quad (1-6)$$

donde se observa que la relación entre  $x$  y  $C$  no es lineal.

Por otra parte, con referencia a la figura 1-6, el

desplazamiento horizontal  $x$  ocasiona que el área de traslape entre placas disminuya  $\Delta A = wx$ , donde  $w$  es el ancho de las placas; así, la variación de área se traduce en cambio de capacitancia. La capacitancia para este caso está dada por:

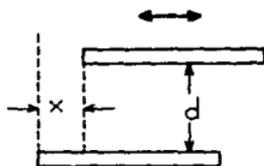


Fig.1-8 Capacitor de área variable [6, fig. 8.5].

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{d} (A - wx). \quad (1-7)$$

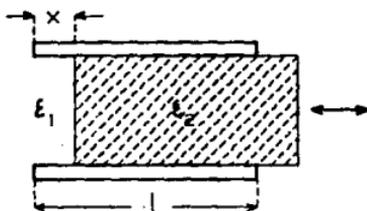


Fig.1-7 Capacitor con dieléctrico variable [6, fig. 8.5].

La otra configuración, figura 1-7, muestra un capacitor laminado longitudinalmente en el cual el desplazamiento horizontal  $x$  cambia la cantidad de material con constante dieléctrica  $\epsilon_2$  ( $\epsilon_2 > \epsilon_1$ ) existente entre placas. La capacitancia total de este capacitor es la suma de dos capacitancias, una de área  $A_1$  y

constante dieléctrica  $\epsilon_1$  y otra de área  $A_2$  y constante dieléctrica  $\epsilon_2$ , es decir :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon A_1}{d} + \frac{\epsilon_0 \epsilon A_2}{d}$$

Puesto que  $A_1 = wx$  y  $A_2 = w(l-x)$ , donde  $w$  es el ancho de las placas, la capacitancia total es :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_1 w x}{d} + \frac{\epsilon_0 \epsilon_2 w(l-x)}{d}$$

$$C = \frac{\epsilon_0}{d} (\epsilon_1 wx + \epsilon_2 w(l-x)) = \frac{\epsilon_0 w}{d} (\epsilon_1 x + \epsilon_2(l-x)) \quad (1-8)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 w}{d} (\epsilon_2 l + (\epsilon_2 - \epsilon_1)x)$$

En el caso de materiales ferroeléctricos por encima de la temperatura de Curie, la constante dieléctrica es proporcional al recíproco de la temperatura, según la relación [10]:

$$\epsilon = \frac{k}{T - T_c} \quad (1-9)$$

donde  $T$  es la temperatura de la muestra,  $T_c$  es la temperatura de Curie y  $k$  una constante. En este caso, es la variación de temperatura lo que produce un cambio importante en la capacitancia de un capacitor que incorpore un material de este tipo.

Los modelos prácticos emplean comúnmente alguna de las configuraciones anteriores; sin embargo, para algunas aplicaciones especiales se emplean diseños que involucran dos o hasta las tres configuraciones. En realidad, debido a las condiciones de operación, es normal que la capacitancia del sensor varíe

obedeciendo a los tres parámetros principales (variación de área, distancia de separación y de dieléctrico), aunque el diseñador es quien determina el parámetro o parámetros de mayor peso y, por lo tanto, debe reducir al mínimo la variación de los restantes.

A manera de ejemplo, un sensor de presión capacitivo muy común se muestra en la figura 1-8.

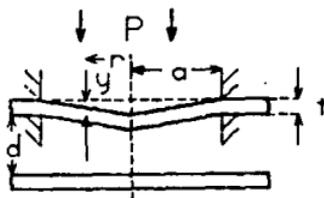


Fig.1-8 Sensor de presión capacitivo [6, fig. 8.5].

Una de las placas es un disco metálico fijo y la otra es un diafragma circular flexible plano sujetado alrededor de sus extremos, siendo el material dieléctrico aire ( $\epsilon=1$ ). El diafragma es un elemento elástico sensor el cual se deforma por la aplicación de una presión  $P$ . La deflexión  $Y$  a cualquier radio  $r$  está dada por [6,4]:

$$Y(r) = \frac{3}{16Et^3} (1-\nu^2) (a^2 - r^2)^2 P \quad (1-10)$$

donde:

- $a$  : radio del diafragma
- $t$  : espesor del diafragma
- $E$  : módulo de Young
- $\nu$  : cociente de Poisson.

La deformación del diafragma significa que la separación

promedio entre las placas se reduce, lo que se traduce en un incremento de capacitancia dado por [6]:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{(1-\nu^2) a^4 P}{16Edt^3}, \quad (1-11)$$

donde  $d$  es la separación inicial de las placas y la capacitancia a presión cero o capacitancia inicial es  $C = \epsilon_0 \pi a^2/d$ .

En este sensor, la deformación no lineal del diafragma se traduce en una variación también no lineal tanto de la distancia de separación como del área efectiva de traslape, sin embargo, ésta última variación se considera insignificante dadas las características del diseño. Posteriormente se tratará un poco más detalladamente este sensor.

El sensor de separación variable, cuya capacitancia está dada por la ecuación (1-6), tiene la desventaja de no proporcionar relaciones lineales; esto puede solucionarse usando una variante llamada de "push-pull" o sensor diferencial de tres placas, el cual se muestra en la figura 1-9 :

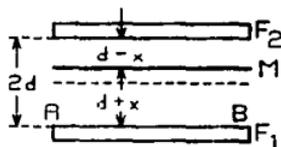


Fig.1-9 Sensor de desplazamiento diferencial  
o PUSH-PULL [6, fig. 8.51].

Consiste de una placa  $M$  que se mueve entre dos placas fijas  $F_1$  y  $F_2$ ; si  $x$  es el desplazamiento de  $M$  desde la línea central  $AB$ , entonces las capacitancias  $C_1$  y  $C_2$  formadas por  $MF_1$  y  $MF_2$  respectivamente, son :

$$C_1 = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d + x} \quad \text{y} \quad C_2 = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d - x} \quad (1-12)$$

Las relaciones entre  $C_1$ ,  $C_2$  y  $x$  aún son no lineales, pero cuando  $C_1$  y  $C_2$  se incorporan en un puente de A.C., las relaciones entre la salida del puente y  $x$  son lineales.

Al no haber contacto mecánico directo, no hay errores de fricción o de histéresis y, además, no hay que hacer mucha fuerza para desplazar al elemento móvil. Si se considera que la energía total  $W$  almacenada en un capacitor con capacitancia  $C$  es

$$W = \frac{1}{2} C V^2 = F d ;$$

para un condensador plano, la fuerza necesaria para desplazar una placa es del orden de

$$F = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{d^2} V^2$$

Si por ejemplo,  $A = 10 \text{ cm}^2$ ,  $d = 1 \text{ cm}$ , y  $V = 10 \text{ V}$ , se tiene que

$$F = \frac{8.85}{2} 10^{-12} \frac{10^{-3}}{10^{-4}} 10^2 \approx 4.45 \times 10^{-9} \text{ N.}$$

Otras dos geometrías de capacitores encontradas con frecuencia se muestran a continuación, así como sus fórmulas respectivas [4].

$$\text{capacitor cilíndrico} \quad C = 2\pi\epsilon_0\epsilon_r l \frac{1}{\ln(r_2/r_1)} \quad (1-13)$$

$$\text{capacitor esférico} \quad C = 4\pi\epsilon_0\epsilon_r \frac{(r_2 - r_1)}{r_1 r_2} \quad (1-14)$$

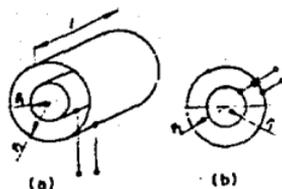


Fig.1-10 (a) Capacitor cilíndrico. (b) Capacitor esférico.  
[4, fig. 7.11].

Una aplicación del capacitor cilíndrico en sensores se encuentra en la medición de nivel de líquidos como el que se muestra en la figura 1-11:

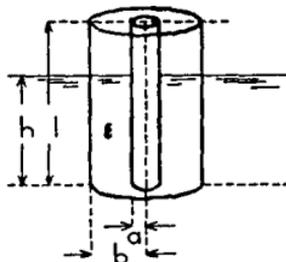


Fig.1-11 Sensor capacitivo de nivel [6, fig. 8.5].

Este sensor consiste de dos cilindros metálicos concéntricos: el espacio entre los cilindros contiene líquido hasta una altura  $h$ . Si el líquido es no conductor (conductividad eléctrica menor que  $0.1\mu\text{S}/\text{cm}^3$ ), forma un dieléctrico adecuado y la capacitancia total es la suma de las capacitancias de los espacios con líquido y con aire. La capacitancia, por unidad de longitud, de dos cilindros coaxiales con radios  $b$  y  $a$  ( $b > a$ ), separados por un dieléctrico de constante dieléctrica  $\epsilon$ , está dada, según (1-13),

por:

$$C = \frac{2 \pi \epsilon_0 \epsilon h}{\ln(b/a)}$$

Suponiendo la constante dieléctrica del aire unitaria, la capacitancia total es:

$$C_T = \frac{2 \pi \epsilon_0 \epsilon h + 2 \pi \epsilon_0 (1-h)}{\ln(b/a)}, \quad (1-15)$$
$$C_T = \frac{2 \pi \epsilon_0}{\ln(b/a)} [1 + (\epsilon-1)h].$$

Este sensor puede también incorporarse a un puente de A.C., los cuales se describirán con más detalle en el anexo de este capítulo.

Como caso especial, se presenta un sensor de humedad de tipo capacitivo. Es el llamado sensor de humedad de película delgada y se muestra en la figura 1-12:



Fig.1-12 Sensor capacitivo de humedad [8, fig. 8.5].

Aquí, el dieléctrico es un polímero que tiene la capacidad de absorber moléculas de agua; el cambio que resulta en la constante

dieléctrica, y por lo tanto en la capacitancia, es proporcional al porcentaje de humedad relativa de la atmósfera circundante. Una placa del capacitor está formada por una película de tantalio depositada en un substrato de vidrio, la película de polímero es entonces añadida, seguida de una película de cromo, la cual constituye la otra placa. La película de cromo está sometida a un gran esfuerzo de tensión por lo que se forma un fino mosaico que permite el paso hacia el polímero de moléculas de agua. La tensión en el cromo ocasiona también una estructura de mosaico en el polímero dieléctrico. Un sensor de este tipo tiene un rango de entrada de 0 a 100 %RH (Relative Humidity), una capacitancia de 375 pF a 0 %RH y una sensibilidad lineal de 1.7pF/ % RH. La relación capacitancia-humedad relativa está dada por la ecuación lineal [4]:

$$C = 375 + 1.7 \text{ RH pF} \quad (1-16)$$

La desviación máxima de esta línea es de 2% debido a no linealidades y de 1% debido a histéresis.

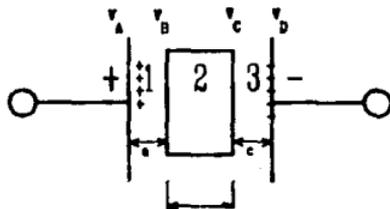


Fig.1-13 Disposición de los potenciales en un capacitor elemental [13].

A continuación se presentan algunas configuraciones [13] capacitivas que presentan aspectos interesantes y que resultan de

particular interés para algunos sensores además de introducir algunos aspectos de blindaje. En primer lugar, considérese el capacitor elemental con un trozo de material dieléctrico entre sus placas como se muestra en la figura 1-13.

En ausencia de dieléctrico, en las placas (A) y (B) conductoras existen densidades superficiales de carga libre ( $\pm \sigma$  [coulomb/metro<sup>2</sup>]) iguales y de polaridad opuesta. Suponiendo que el capacitor es ideal, el campo eléctrico es uniforme e igual a  $\sigma/\epsilon_0$ ; al introducir el dieléctrico, en éste se inducen cargas ligadas con densidad  $\sigma_1$  (figura 1-14).

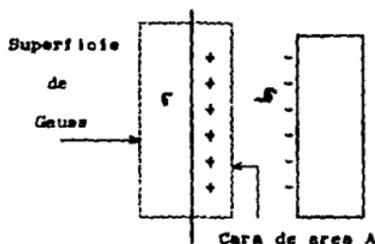


Fig.1-14 Aspecto de las cargas entre la placa y el dieléctrico [13].

Aplicando la Ley de Gauss a la superficie mostrada, se tiene

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = q, \quad (1-4)$$

$$D A = \sigma A,$$

$$D = \sigma.$$

En cada región  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{D}$  ( $\mathbf{D} = c\mathbf{E}$ , es el desplazamiento eléctrico) son uniformes (constantes). Sean los potenciales  $V_A, V_B, V_C, V_D$ ; ya que  $\mathbf{E} = -\nabla\phi$  ( $\phi$  es el potencial electrostático), se tiene que:

$$E_1 = (V_A - V_B)/a ; E_2 = (V_B - V_C)/b ; E_3 = (V_C - V_D)/c.$$

además,

$$D_1 = \epsilon_0 E_1 ; D_2 = \epsilon E_2 ; D_3 = \epsilon_0 E_3.$$

Por las condiciones de frontera ( $D_{n1} = D_{n2}$ ):

$$D_1 = D_2 = D_3 = D,$$

entonces:

$$E_1 = E_3 = D / \epsilon_0 \quad \text{y} \quad E_2 = D / \epsilon.$$

La diferencia total de voltaje entre ambas placas es:

$$V_A - V_D = aE_1 + bE_2 + cE_3.$$

$$V_A - V_D = a D/\epsilon_0 + b D/\epsilon + c D/\epsilon_0,$$

como se encontró que  $D = \sigma$ :

$$V_A - V_D = \sigma \left[ \frac{a}{\epsilon_0} + \frac{b}{\epsilon} + \frac{c}{\epsilon_0} \right].$$

de la ecuación (1-5) se tiene que:

$$C = Q / V_{AD} = \frac{\sigma A}{\sigma \left[ \frac{a}{\epsilon_0} + \frac{b}{\epsilon} + \frac{c}{\epsilon_0} \right]},$$

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{a + \frac{\epsilon_0}{\epsilon} b + c} \quad (1-17)$$

puede deducirse entonces que la capacitancia es independiente de la posición del dieléctrico siempre que:

$$a + c = \text{constante} \quad \text{y} \quad b = \text{constante},$$

además, sea  $\epsilon_0/\epsilon = 1/\epsilon_r$ , si  $\epsilon_r > 1$ , según se introduce el dieléctrico, la capacitancia crece.

Ahora supóngase que el dieléctrico se remueve parcialmente de forma que del área total  $A$  sólo una parte  $x$  contiene dieléctrico mientras que la parte restante,  $A - x$ , no lo contiene (véase figura 1-15).

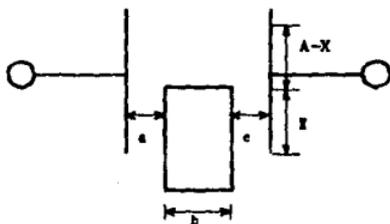


Fig.1-15 Capacitor con dieléctrico parcialmente removido [13].

Nuevamente se considerará el caso ideal y se supondrá que las líneas de fuerza del campo eléctrico son líneas rectas perpendiculares a las placas; así, se tienen dos capacitores en paralelo y la capacitancia está dada por :

$$C = \frac{(A - x) \epsilon_0}{a + b + c} + \frac{x \epsilon_0}{a + (\epsilon_0/\epsilon)b + c},$$

$$C = \frac{A \epsilon_0}{a + b + c} + \epsilon_0 x \left[ \frac{1}{a + (\epsilon_0/\epsilon)b + c} - \frac{1}{a + b + c} \right]$$

$$C = \frac{A \epsilon_0}{a + b + c} + \frac{\epsilon_0 \times (1 - \epsilon_0/\epsilon) b}{(a + (\epsilon_0/\epsilon)b + c)(a + b + c)}$$

$$C = \frac{A \epsilon_0}{a + b + c} + \frac{b \times (\epsilon - \epsilon_0) (\epsilon_0/\epsilon)}{(a + (\epsilon_0/\epsilon)b + c)(a + b + c)} \quad (1-18)$$

Ahora bien, ¿ qué pasa si en lugar de colocar un dieléctrico se coloca un conductor ? La figura 1-16 muestra un capacitor con una separación entre placas  $d$  y con una cierta capacitancia  $C_1$ ; cuando se introduce entre sus placas una lámina metálica aislada de espesor  $c$ , se tienen dos condensadores en serie:

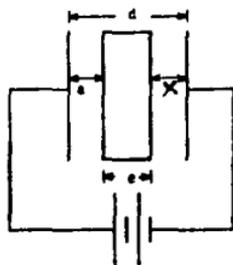


Fig.1-16 Capacitor con conductor entre placas [13].

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_a} + \frac{1}{C_b}$$

$$C_1 = \frac{C_a C_b}{C_a + C_b}$$

donde

$$C_a = \frac{c_0 A}{(d - c) - x} \quad \text{y} \quad C_b = \frac{c_0 A}{x}$$

sustituyendo  $C_a$  y  $C_b$  en la expresión para  $C_1$ , y denominando esta capacitancia como  $C_2$ , se tiene:

$$C_2 = \frac{\frac{(c_0 A)}{(d - c - x)x}}{\frac{[c_0 A x + c_0 A(d - c - x)]}{(d - c - x)x}}$$

lo que se reduce a

$$C_2 = \frac{c_0 A}{d - c} \quad (1-19)$$

Si la lámina es muy delgada, entonces  $d \gg c$ , es decir, se puede considerar que  $c \approx 0$ , lo que evidencia que esta capacitancia es prácticamente la misma que la de un capacitor de placas paralelas separadas una distancia  $d$ , o sea:

$$C_2 = \frac{c_0 A}{d - c} \approx \frac{c_0 A}{d} = C_1$$

de la ecuación anterior puede deducirse que si  $c = d/2$ , entonces se tiene que  $C_2 = 2C_1$ , y si  $c = d$ , entonces  $C_2 = \infty$ .

Ahora bien, ¿qué sucede si la placa que se introduce está a tierra? En este caso tenemos por lo menos 3 configuraciones.

A) En la figura 1-17 se muestra un capacitor con una de las placas a tierra; denominando a esta capacitancia como  $C_3$  se tiene que:

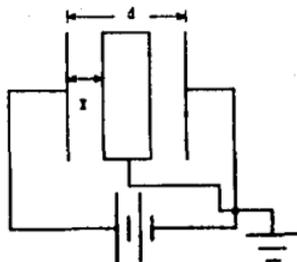


Fig.1-17 El conductor y una de las placas están a tierra [13].

$$C_3 = \frac{C_0 A}{x} = \left( \frac{C_0 A}{d} \right) \frac{d}{x} = C_1 \frac{d}{x} > C_1 \quad (1-20)$$

lo anterior se debe a que el circuito puede cerrarse, o bien, puede considerarse como una reducción en la distancia de separación entre placas del capacitor, lo cual se traduce en incremento de capacitancia.

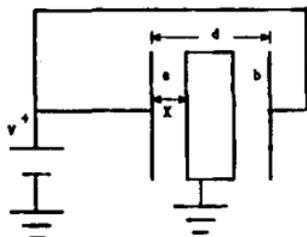


Fig.1-18 Ambos electrodos al mismo potencial y conductor a tierra [13].

B) En esta configuración (figura 1-18) ambas placas o electrodos están a un mismo potencial. En este caso, además de la

idealización comentada anteriormente, se consideran insignificantes los efectos del terreno, o sea, del lugar en que se coloque este capacitor (en realidad, esta misma consideración se hizo en las configuraciones anteriores).

Esta configuración es equivalente a:

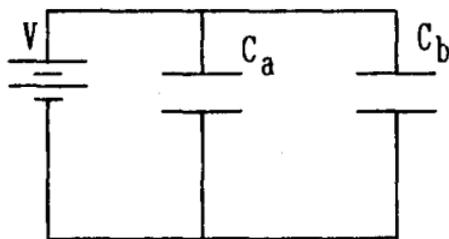


Fig.1-18a Circuito equivalente al de la Fig.1-18 [13].

$$C_a = \frac{\epsilon_0 A}{x} \quad \text{y} \quad C_b = \frac{\epsilon_0 A}{d - c - x}$$

$$C_4 = C_a + C_b = \frac{\epsilon_0 A}{x} + \frac{\epsilon_0 A}{d - c - x} = \frac{\epsilon_0 A (d - c)}{x (d - c - x)}, \quad (1-21)$$

puesto que  $0 < x < d - c$  se tiene que:

$$x (d - c - x) = x (d - c) - x^2 < x (d - c) < (d - c)^2,$$

y por lo tanto

$$C_4 = \frac{\epsilon_0 A (d - c)}{x (d - c - x)} > \frac{\epsilon_0 A (d - c)}{(d - c)^2} > \frac{\epsilon_0 A}{d - c} = C_2, \quad (1-22)$$

donde  $C_2$  corresponde al caso en que la lámina conductora no está

a tierra. Además,  $C_4$  antes de introducir la lámina, es cero (despreciando el efecto del terreno y midiendo  $C_4$  entre  $V^+$  y tierra). Para saber qué tanto es  $C_4$  más grande que  $C_2$  debe obtenerse el valor mínimo de  $C_4$ . Sea:

$$y = x(d - c) - x^2$$

$$\frac{d(y)}{dx} = d - c - 2x = 0 \quad \rightarrow \quad x = \frac{d - c}{2}$$

$$\frac{d^2(y)}{dx^2} = -2 < 0 \quad \rightarrow \quad \text{este valor de } x \text{ es un máximo de } y.$$

Para este valor de  $x$ ,  $C_4$  tiene un valor mínimo dado por:

$$C_4(x) = C_4 \left[ \frac{d - c}{2} \right] = \frac{\epsilon_0 A (d - c)}{\left[ \frac{d - c}{2} \right] \left[ d - c - \frac{d - c}{2} \right]} = \frac{4 \epsilon_0 A}{d - c} = 4 C_2.$$

Se observa que mientras  $C_2$  es independiente de  $x$ ,  $C_4$  es por lo menos cuatro veces  $C_2$ , y toma este valor mínimo cuando

$$x = \frac{d - c}{2}.$$

C) La figura 1-19 muestra otra posible configuración de capacitores; se ilustra el caso en que entre un par de electrodos a distinto potencial se introduce una placa a tierra (figuras 1-19a y 1-19b). La figura 1-19c muestra el circuito equivalente para la situación en 1-19b. El efecto de introducir dos capacitancias ( $C$  y  $C_b$ ) a tierra puede considerarse como poco útil o, aún más, incluso contraproducente. Sin embargo, también reduce la capacitancia mutua o de acoplamiento entre ambas placas debido a que menos líneas de flujo de la carga en la placa 1 terminarán

en la placa 2 o viceversa [14]; por lo anterior, el acoplamiento entre placas se reduce a cero, lo cual significa que no interfiere una con la otra. En casos con diferente geometría, tal vez el acoplamiento no desaparezca del todo, sin embargo se reduciría significativamente.

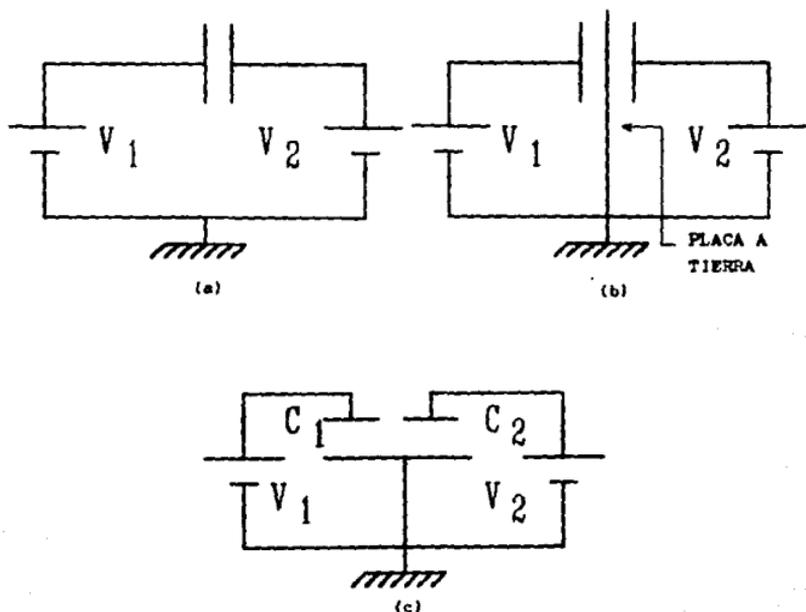


Fig.1-1B (a) Placas a diferente potencial. (b) Introducción de una placa a tierra. (c) Circuito equivalente.

Los resultados anteriores, aunque elementales, pretenden proporcionar algunos aspectos básicos tanto de la operación y efectos de en los sensores capacitivos como del blindaje en general de los transductores.

### 1.3 Elementos básicos de procesamiento de señal

Los elementos sensores capacitivos se incorporan regularmente ya sea a un puente o a un oscilador. Este tipo de sensores no proporcionan capacitancias puras y se les asocia una resistencia R en paralelo para representar las pérdidas en el dieléctrico, lo cual tiene una gran influencia en el diseño de circuitos osciladores.

Antes de profundizar un poco más en las características de los sensores capacitivos, es necesario tener en cuenta que aunque la selección del sensor adecuado evita muchos problemas, el manejo adecuado de las señales de éste también los evita. Algunos de los métodos que se han usado para la conversión de capacitancia o variación de ésta en señales de corriente o voltaje son (11):

- a) Métodos basados en la medición del tiempo de carga y descarga (osciladores de relajación, puentes de Maxwell-Thomson).
- b) Métodos basados en la división de carga (Métodos electrométricos).
- c) Divisores capacitivos de voltaje (A.C.), puentes de A.C. y métodos de transformador diferencial.
- d) Métodos de resonancia.
- e) Modulación en frecuencia.
- f) Redes T-2 (doble T) con diodos.

La mayoría de las aplicaciones de los transductores requieren de una señal de salida instantánea, continua y directamente relacionada con la capacitancia; para estas aplicaciones, los métodos (a) y (b) mencionados no son adecuados.

Uno de los métodos más comunes para la conversión de la capacitancia o variaciones de ésta a señales de corriente o voltaje, es el puente de A.C. o una de sus versiones como el puente de Wien o de Schering o el puente de transformador diferencial. El transductor capacitivo se conecta en una de las

ramas del puente y éste se balancea. Para muchos casos, si la variación de capacitancia  $\Delta C$  es pequeña ( $\Delta C \ll C$ ), la señal de salida de A.C. se considera linealmente proporcional a  $\Delta C$ , ya que en las ecuaciones que modelan el funcionamiento, es posible considerar insignificantes los términos cuadráticos que contengan a  $\Delta C$ . El puente de A.C. tiene gran exactitud para la medición absoluta de capacitancias, pero como dispositivo procesador de señales para transductores capacitivos, tiene ciertos aspectos indeseables. Por la configuración del puente, sólo un circuito, ya sea la fuente de alimentación del puente o el circuito de salida de éste, puede ponerse a tierra. Por lo tanto, se requieren transformadores blindados o métodos complejos de blindaje y puesta a tierra. Pueden surgir complicaciones posteriores si se desea una señal de salida de D.C.. Si la rectificación se hace a la salida del puente, el nivel de salida es tan bajo que el diodo o diodos rectificadores operan ineficientemente o en condiciones críticas. La amplificación de la señal de salida del puente, antes de la rectificación, aumenta la complejidad del sistema y el nivel de ruido de la señal de salida. En la figura 1-20 se muestra un sistema de este tipo. El puente se excita mediante una señal de determinada frecuencia. La señal del puente cuando se desbalancea se compara con la de excitación y la señal de error se amplifica. En este sistema, la comparación se efectúa entre las fases de ambas señales.

Los sistemas resonantes, contienen un circuito resonante formado por el sensor capacitivo y una inductancia fija; la frecuencia de resonancia de este circuito cambia con la variación de capacitancia. Esta frecuencia de resonancia se compara con la de un oscilador estable de frecuencia fija. El método de resonancia proporciona el medio más sensible para la detección y medición de las variaciones de capacitancia, pero es complejo y para operación estable requiere de grandes consideraciones físicas

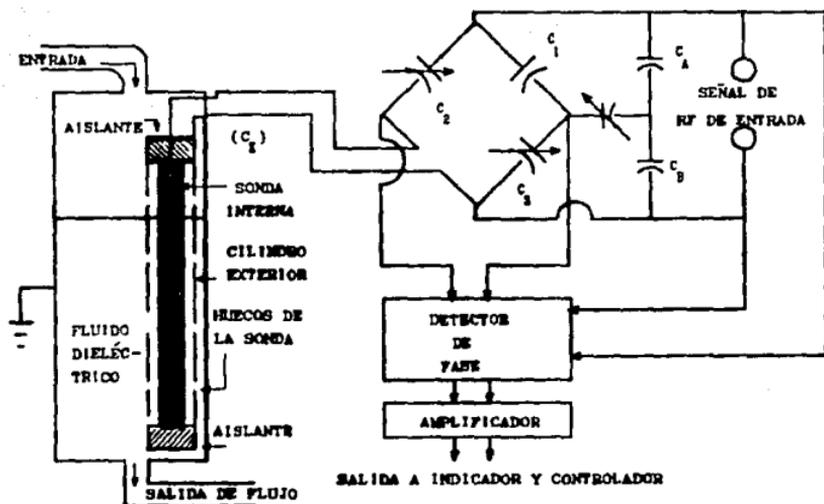


Fig.1-20 Sistema Capacitivo para detección de nivel de líquido [5, fig. 4.1d]

y eléctricas. Por ejemplo, la frecuencia del oscilador debe ser estable en más de una parte en un millón, para obtener resultados satisfactorios.

Un elemento sensor capacitivo puede colocarse en un circuito sintonizado y esperar que un cambio en la capacitancia del elemento sensor lo desintonice. El circuito sintonizado puede incorporarse como el componente que determina la frecuencia en un circuito oscilador. Un cambio en la capacitancia del sensor ocasiona un cambio en la frecuencia del oscilador dando lugar a una señal en frecuencia modulada que puede ser manejada adecuadamente para fines particulares.

La modulación en frecuencia es el método cuyo uso se ha incrementado en los últimos años debido al desarrollo de los circuitos integrados para comunicaciones; de hecho, es el método

más empleado en la actualidad en sensores de alta calidad. Dadas las innumerables técnicas actuales de modulación y demodulación, sólo se tratará brevemente este método.

Las redes T-2 con diodos son de gran utilidad cuando se desea una salida de D.C. de nivel alto. Existen dos variantes para este tipo de circuitos, una que utiliza sólo un par de diodos y otra que utiliza cuatro. La primera es más o menos sensible a la frecuencia de excitación y exhibe una alta impedancia de salida debido a las restricciones sobre la frecuencia de excitación y a las redes resistivas de aislamiento del transductor. La segunda variante permite que el transductor sea puesto a tierra de forma conveniente, y que tanto la señal de voltaje de entrada como la de salida utilicen el mismo cable coaxial, lo cual es conveniente para mediciones remotas (ver figura 1-21).

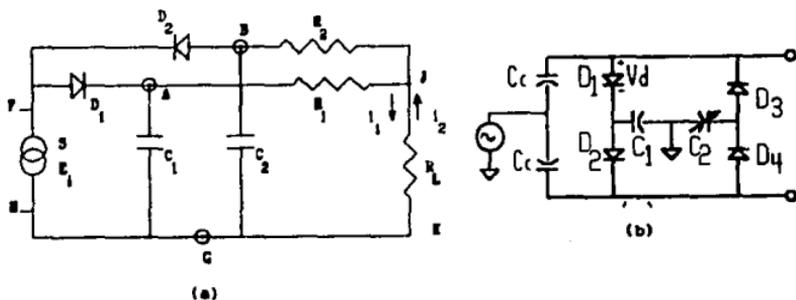


Fig. 1-21 Redes con diodos. a) 2 diodos. b) 4 diodos.  
[11, fig. 2 y 15, fig. 21].

En el anexo de este capítulo se tratan con detalle algunos de los métodos anteriormente descritos.

#### 1.4 Aspectos Generales de los Sensores Capacitivos

## Introducción.

Como se mencionó al principio, existen tres formas básicas de efectuar la transducción en los dispositivos de tipo capacitivo y que son:

- a) Cambio de la distancia de separación entre placas.
- b) Cambio del área de traslape entre placas.
- c) Cambios físicos o químicos en el dieléctrico.

En el apartado anterior se presentaron algunos aspectos básicos de los capacitores y sus posibles configuraciones. En esta sección se presentarán algunos criterios de diseño de los sensores capacitivos así como las características generales deseables.

En los transductores de nivel para líquidos conductores como mercurio, electrolitos o agua, se usa el efecto de cambio en distancia de separación puesto que la superficie superior del líquido actúa como la placa móvil con respecto al contenedor exterior o a otra placa o electrodo fijo colocado sobre el nivel del líquido. Los transductores que usan el cambio en las propiedades del dieléctrico como principio de operación, se encuentran comúnmente en dispositivos de medición de nivel de líquidos no conductores. Otra aplicación de gran importancia se encuentra en la biomedicina. La virtud particular de los sensores capacitivos en las aplicaciones de biomedicina es su capacidad de detectar cambios dimensionales sin contacto mecánico directo, es decir, actúan como sensores de proximidad y no se afectan por errores de carga o histéresis. En esta aplicación, el sensor capacitivo es muy usado como micrófono colector de sonidos respiratorios y cardiacos.

### 1) Características Fundamentales.

Del análisis de circuitos y con referencia a la figura 1-22, se tiene:

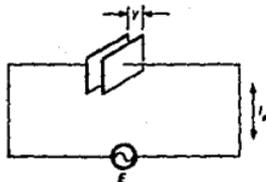


Fig.1-22 Circuito para determinar ecuaciones básicas.  
[5, fig. 4.2].

$E = I_c X_c$ , donde  $E$  es un voltaje alterno aplicado a los bornes del capacitor e  $I_c$  es la corriente que fluye al ser aplicado éste, entonces:

$$I_c = E/X_c. \quad (a)$$

Por otro lado, se sabe que para un capacitor de placas paralelas se cumple que:

$$C = \frac{k A}{4 \pi d}, \quad k = \epsilon_r \epsilon_0 4\pi, \quad (b)$$

además:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}, \quad (c)$$

combinando (c) y (b) y sustituyendo en (a):

$$\frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{k A}{4\pi d}$$

$$X_c = \frac{4\pi d}{2\pi f k A} = \frac{2 d}{k f A}$$

$$I_c = E/X_c = \frac{E}{2d/kfA} = \frac{kfA E}{2d} \quad (1-23)$$

Se observa que aplicando un voltaje a través de un capacitor de placas paralelas separadas por un dieléctrico, la amplitud de la corriente es inversamente proporcional a la distancia entre las placas, por lo cual, la corriente puede servir como indicador de su distancia de separación. Este principio es el usado comúnmente en los sensores de proximidad y de medición de distancias, en los cuales el sensor contiene una de las placas y la superficie del objeto a detectar (placa de señal) constituye la otra. La capacitancia es particularmente útil para estas mediciones porque pueden realizarse mediciones exactas sin ningún contacto y porque las propiedades dieléctricas del aire permanecen constantes a las variaciones de temperatura. Estos mismos principios pueden emplearse para medir varias propiedades tales como lisura o tersura de superficies, espesor diámetro, movimiento, convexidad, rectitud y curvatura. Y puesto que las fuerzas electrostáticas entre el sensor y la superficie del objeto a sensar (o excitador) son muy débiles, estos sensores pueden también detectar la proximidad de estructuras muy frágiles o delicadas, tales como alambres finos usados en tubos al vacío o aceleradores electrónicos, sin dañarlos por formación de arcos en ellas, es decir, sin arquerlas.

2) Tipos de capacitores empleados comúnmente en transducción y sus capacitancias.

Los sistemas capacitivos pueden hacer mediciones en 100  $\mu$ s. con resoluciones de 0.001  $\mu$ m. Los diámetros de los elementos sensores van desde unas cuantas milésimas de pulgada hasta varios pies para mediciones desde milésimas de pulgada hasta hasta varios pies respectivamente. Las tablas que se muestran en la figura 1-23, proporcionan una sinopsis de los transductores capacitivos de desplazamiento así como algunas fórmulas de diseño.

	TIPO DE MOVIMIENTO	PLACA SENCILLA		PLACAS MÚLTIPLES	4. MODIFICACIONES Y FORMAS ESPECIALES
		1. UNIDAD SIMPLE	2. UNIDAD DIFER.		
CAMBIO DE $g$	DESPLAZAMIENTO LINEAL				
CAMBIO DE $g$	DESPLAZAMIENTO ROTACIONAL				
CAMBIO DE $g$	DESPLAZAMIENTO LINEAL				ROLL-IN 
CAMBIO DE $g$	DESPLAZAMIENTO ROTACIONAL				
CAMBIO DE $g$	DESPLAZAMIENTO LINEAL				

Fig.1-23 TABLA I Sinopsis de Transductores Capacitivos de Desplazamiento [5, pág. 93].

La tabla I proporciona una sinopsis de los transductores capacitivos de desplazamientos. Los tres métodos básicos empleados para causar un cambio de capacitancia en respuesta a un movimiento mecánico se muestran en los tres grupos de columnas horizontales, los sistemas que utilizan el cambio de área de traslape entre placas en el grupo I, los sistemas que utilizan el cambio en la distancia de separación en el grupo II y los sistemas con cambio

CONFIGURACION	FORMULA	NOTAS
 <p>PLACAS PARALELAS UNIDAD SIMPLE</p> <p>2 DIFERENTES DIELECTRICOS</p>	$C = 0.225 \frac{\epsilon_0}{d}$ $C = 0.225 \frac{\epsilon_0}{\frac{d_1}{\epsilon_1} + \frac{d_2}{\epsilon_2}}$	<p><math>C</math> en pF</p> <p><math>\epsilon_0</math> constante dieléctrica relativa al aire</p> <p><math>d_1</math> área de las placas en (pulg)<sup>2</sup></p> <p><math>d_2</math> separación en (pulg)</p>
 <p>PLACAS PARALELAS UNIDAD SIMPLE ROTACIONAL</p>	$C = 0.00965 \frac{\epsilon_0 n^2 r^2 \theta}{d}$	<p><math>n</math> y <math>\theta</math> en (pulg)</p> <p><math>\theta</math> desplazamiento angular en grados</p>
 <p>CILINDRICA UNIDAD SIMPLE LINEAL CONCENTRICA</p>	$C = \frac{D \cdot d \cdot \epsilon_0}{\ln_0 \left( \frac{D+d}{D-d} \right)} \quad (D \text{ en } d)$ $C = \frac{0.707 \epsilon_0 L D d \epsilon_0}{D-d} \quad (D \text{ en } d)$	<p><math>D</math>, <math>D</math> y <math>d</math> en (pulg)</p>
 <p>CILINDRICA UNIDAD SIMPLE EXCENTRICA</p>	$C = \frac{1.014 \epsilon_0 L}{\cos^2 \left[ \frac{1}{2} \arccos \left( \frac{D-d}{2R} \right) \right]}$	<p><math>R</math> en (pulg)</p> <p><math>L</math> longitud de los cilindros en (pulg)</p>
 <p>CILINDRICA UNIDAD SIMPLE ROTACIONAL</p>	$C = 0.001985 \frac{\epsilon_0 (R+d) \theta}{R-d}$ <p>(<math>R</math> en <math>d</math>)</p>	

TABLA II Fórmulas de Diseño para Transductores Capacitivos [S, pág. 94].

en el dieléctrico, en el grupo III. A su vez, los tres grupos se subdividen de acuerdo al tipo de desplazamiento físico del miembro o elemento móvil, el cual puede ser de traslación (movimiento lineal) o de rotación (movimiento circular). Para cada tipo de movimiento se tienen dos columnas horizontales de acuerdo a la configuración física del transductor (plana o cilíndrica). Otras configuraciones son posibles pero inusuales, son más difíciles de construir y no son necesariamente superiores a las planas o cilíndricas. La configuración cilíndrica para un transductor que utilice el cambio en la distancia de separación entre placas como método para modificar su capacitancia, casi no se usa. Sin embargo, existe un transductor de presión capacitivo que consiste de un tubo metálico rodeado o dentro de un electrodo que actúa como "funda" y con una pequeña distancia de separación entre ésta

y el tubo. El incremento de presión en el tubo ocasiona una expansión del mismo, una disminución de la distancia de separación entre éste y su "funda" y un consecuente incremento de capacitancia.

Las formas básicas de las unidades simples, aquellas que tienen sólo un electrodo sensible, se ilustran en la columna vertical 1. Pueden modificarse en forma de unidades diferenciales (columna 2) o en forma de capacitores multiplaca (columna 3) o como combinaciones diferenciales y multiplaca (no mostradas). Se omiten también los transductores o sensores que usan el cambio en el dieléctrico para movimientos rotatorios ya que son poco comunes. La unidad diferencial es, en general, mejor transductor que la unidad simple. Si se opera en alguna de las redes con diodos ya mencionadas, de tal modo que los dos capacitores parciales del transductor diferencial se constituyan en los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  de la red, se obtiene el doble de sensibilidad en el sistema [11]. Además, la unidad diferencial tiene una función de transferencia lineal sobre un rango más amplio de desplazamientos que la unidad simple y proporciona mayor estabilidad en el sistema.

Las fórmulas básicas de diseño para las unidades simples se muestran en la tabla II. Las fórmulas de diseño para otras configuraciones, no aparecidas en esta tabla, pueden encontrarse en los trabajos de C. Snow, F.E. Terman, y H.K.P. Neubert [16].

### 3) Linealidad.

Las capacitancias de las unidades diferenciales se encuentran mediante cálculos por separado de las unidades simples  $C_1$  y  $C_2$  para el rango deseado de desplazamientos. Si el transductor opera en las redes con diodos [11,15], la salida de D.C. del circuito es aproximadamente proporcional a  $(C_1 - C_2)$  y tiende a cero cuando  $C_1 = C_2$ . La curva característica de transferencia para el muy usado transductor diferencial del tipo de cambio de separación entre

placas (tabla I, renglón II, columna 2), puede obtenerse del siguiente modo: el transductor se ha redibujado en la figura 1-24. En la posición "cero", el electrodo central móvil a tierra está separado por una distancia  $d$  de cada una de las placas  $P_1$  y  $P_2$ . Bajo la influencia de un desplazamiento mecánico, se obtienen los siguientes valores de capacitancia (la fórmula se ha obtenido de la tabla II):

$$C_1 = 0.225 \frac{\epsilon a}{d-x} \quad \text{y} \quad C_2 = 0.225 \frac{\epsilon a}{d+x}$$

$$(C_1 - C_2) = 0.225 \frac{2 \epsilon a x}{d^2 - x^2} \quad (1-24)$$

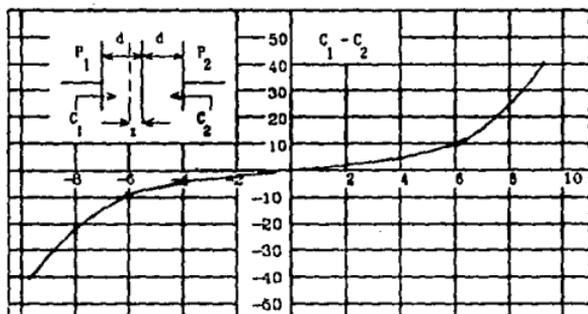


Fig.1-24 Característica de transferencia para un transductor diferencial capacitivo. [11, fig. 3].

La característica de transferencia ( $C_1 - C_2$ ) vs. el desplazamiento  $x$  se ilustra en la figura 1-24. La función no se aparta más del 1% de la linealidad para valores de  $x/d < 3.3$ . Si el transductor diferencial se opera en circuitos diferentes a las

redes con diodos, la curva característica de transferencia es diferente (en el anexo del capítulo puede verse que en la red T-2 la salida es proporcional a  $C_1 - C_2$  [11]). En un transductor diferencial la capacitancia parásita entre las dos placas externas, tiene el efecto de reducir la sensibilidad e introducir no linealidad, como se muestra en la figura 1-25 :

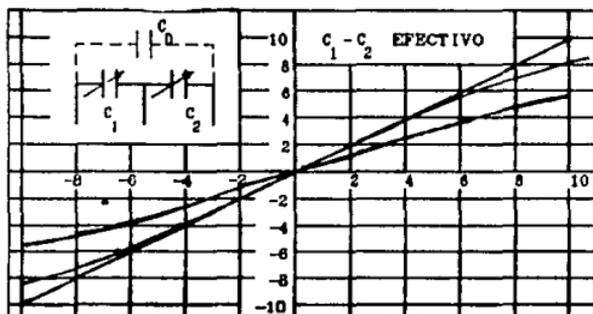


Fig.1-25 Efecto de la capacitancia parásita  $C_D$  sobre la característica de transferencia de un sistema transductor capacitivo [11, fig. 4].

Para determinar el comportamiento de las tensiones en este transductor, considérese el circuito mostrado en la figura 1-26.

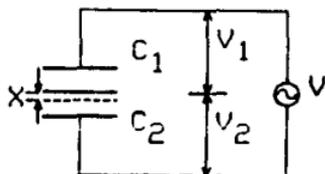


Fig.1-26 Circuito para determinar las tensiones en el capacitor diferencial [10, fig. 4.7].

Dependiendo de las necesidades, el parámetros de salida de este circuito puede ser ya sea la diferencia entre voltajes ( $V_1 - V_2$ ) o su cociente ( $V_2/V_1$ ). En el primer caso se tendrá

$$V_1 = \frac{V}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = V \frac{C_2}{C_1 + C_2}, \quad (1-25)$$

$$V_2 = \frac{V}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = V \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

sustituyendo aquí los los valores de la ecuación (1-12), se obtiene

$$V_1 = V \frac{\frac{1}{d-x}}{\frac{1}{d+x} + \frac{1}{d-x}} = V \frac{d+x}{2d}$$

$$V_2 = V \frac{\frac{1}{d+x}}{\frac{1}{d+x} + \frac{1}{d-x}} = V \frac{d-x}{2d}$$

y al efectuar la resta,

$$V_1 - V_2 = V \left( \frac{d+x}{2d} - \frac{d-x}{2d} \right) = V \frac{x}{d}. \quad (1-26)$$

Si se desea la relación de tensiones en lugar de su diferencia, se tiene,

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{\frac{\epsilon A}{d+x}}{\frac{\epsilon A}{d-x}} = \frac{d-x}{d+x} \quad (1-27)$$

expresión que se puede linealizar, quedando como  $1 - x/d$ , sólo si  $x/d \ll 1$ , por lo tanto, (1-27) es no lineal. La situación sería distinta si en vez de variar  $C_1$  y  $C_2$  con la distancia entre placas, fuese el área el parámetro variable.

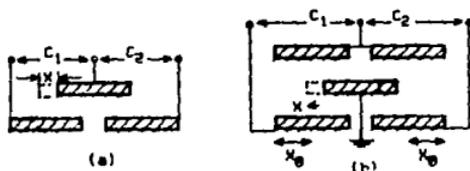


Fig.1-27 Capacitor diferencial basado en la variación de área efectiva (10, fig. 4.8).

Para el ejemplo de la figura 1-27, se tiene

$$C_1 = \epsilon \frac{a(x_0 - x)}{d} = \epsilon \frac{a}{d} x_0 \frac{(x_0 - x)}{x_0} = C_0 \frac{x_0 - x}{x_0} \quad (1-28)$$

$$C_2 = \epsilon \frac{a(x_0 + x)}{d} = \epsilon \frac{a}{d} x_0 \frac{(x_0 + x)}{x_0} = C_0 \frac{x_0 + x}{x_0}$$

donde  $a$  es la dimensión de la placa en dirección perpendicular al papel. En este caso, una medida que implicara una diferencia de capacitancias daría un resultado proporcional a  $x$ , pero una que implicara el cociente, no. Con el esquema de la figura 1-27b, se obtienen las mismas expresiones. Este tipo de transductor se emplea para medir desplazamientos entre  $10^{-8}$  y  $10$  mm. con valores

de capacitancia del orden de 1 a 100 pF.

#### 4) Sensibilidad.

Casi cualquier transductor capacitivo puede construirse con una placa por electrodo o con placas múltiples. Las unidades multiplaca (o de placas múltiples) de  $n$  placas conectadas alternativamente, tienen  $(n-1)$  veces la capacitancia de una unidad simple análoga. El sistema multiplaca es equivalente a un transductor simple con mayor área de traslape, pero puede ahorrar espacio en dos dimensiones. Sin embargo, un área mayor no necesariamente proporciona mayor sensibilidad; la sensibilidad depende del tipo de desplazamiento del electrodo o placa móvil y de la respuesta característica del sistema procesador de la señal, además del área de las placas. Por ejemplo, si la etapa siguiente al transductor responde al cambio fraccional de capacitancia  $\Delta C/C$ , un área mayor no ofrece ventaja porque ocasiona un incremento de  $\Delta C$  y  $C$  por el mismo factor. O sea, para un capacitor multiplaca se tiene:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} (n - 1).$$

derivando con respecto a  $A$ :

$$dC = \frac{\epsilon'}{d} (n - 1) dA .$$

se observa que se aumenta la sensibilidad, pero como se mencionó, la sensibilidad relativa no cambia ya que

$$\frac{dC}{C} = \frac{dA}{A} .$$

La sensibilidad de un transductor capacitivo se define como el

cambio de capacitancia ocasionado por un cambio de desplazamiento del miembro móvil. Sin embargo, cuando el transductor se incorpora a un sistema procesador de señal, es más importante hablar de sensibilidad relativa, la cual se define como la razón del cambio fraccional en el parámetro de salida entre el cambio fraccional en la capacitancia. Por lo pronto, la primera definición es suficiente. Para el caso del transductor que aprovecha el cambio en el área de traslape, la sensibilidad es (con referencia a la figura 1-6 y a la ecuación (1-7)):

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta x} = - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r w}{d} \quad (1-29)$$

siendo, por lo tanto, una relación lineal.

Para el transductor que aprovecha el cambio en la distancia de separación, pueden considerarse dos casos, uno es la ecuación (1-6) y la otro es la misma ecuación (1-1) pero cambiando  $d$  por  $x$ .

Así, para la ecuación (1-6) se tiene:

$$C = \frac{\epsilon' A}{d(1 + \alpha)}$$

donde  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  y  $\alpha = x/d$ . Si se deriva la expresión anterior para encontrar la sensibilidad se obtiene

$$S = \frac{dC}{dx} = \frac{-\epsilon' A}{d^2(1+\alpha)^2} = \frac{-C_0}{(1+\alpha)^2 d} = -\frac{C_0}{d} [1-2\alpha+3\alpha^2-4\alpha^3+\dots]$$

donde  $C_0 = \frac{\epsilon A}{d}$  (la aproximación es posible puesto que  $x/d < 1$ ). La ecuación anterior muestra que la sensibilidad no es lineal, pues, lejos de ser constante, varía proporcionalmente con  $x$  y es tanto mayor cuanto menores sean  $d$  y  $x$ . Esta última consideración podría hacer pensar en el empleo de capacitores con una distancia de

separación  $d$  muy pequeña, pero hay que tener en cuenta el límite impuesto por la tensión de ruptura dieléctrica, que para el aire es de 30 kV/cm, y las irregularidades en la superficie del electrodo. Estos resultados generalmente se aplican a las configuraciones diferenciales.

Para un transductor del tipo  $C = \epsilon' A/x$  (ecuación (1-1) modificada), la sensibilidad es

$$\frac{dC}{dx} = -\frac{\epsilon A}{x^2}, \quad (1-30)$$

donde su dependencia en  $x$  y, por lo tanto, su no linealidad, queda manifiesta. Si a este capacitor se le añade un dieléctrico entre placas, como se muestra en la figura 1-28, la capacitancia respectiva de cada una de las partes es

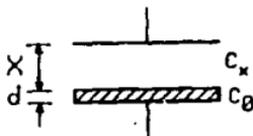


Fig.1-28 Disminución de la no linealidad de un transductor capacitivo de placas planas paralelas mediante un dieléctrico adicional [10, fig. 4.3].

$$C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad \text{y} \quad C_x = \epsilon_0 \frac{A}{x};$$

la capacitancia total será la combinación en serie de la capacitancia de cada parte, de la forma

$$C = \frac{C_0 C_x}{C_0 + C_x},$$

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} + \epsilon_0 \frac{A}{x}}{\epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} + \epsilon_0 \frac{A}{x}} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d + \epsilon_r x} \quad (1-31)$$

Derivando esta última expresión para obtener la nueva sensibilidad, se tiene

$$\frac{dC}{dx} = -\epsilon_r \epsilon_0 \frac{\epsilon_r A}{(d + \epsilon_r x)^2} = -\frac{\epsilon_r^2 \epsilon_0 A}{d^2} \frac{1}{\left[1 + \frac{\epsilon_r x}{d}\right]^2}$$

$$\approx -\frac{C_0}{d} \epsilon_r \left[1 - \frac{2 \epsilon_r x}{d} + 3 \left(\frac{\epsilon_r x}{d}\right)^2 - 4 \left(\frac{\epsilon_r x}{d}\right)^3 + \dots\right],$$

donde se ha considerado que  $(\epsilon_r x/d) < 1$ .

Comparando esta expresión con la ecuación (1-30) se observa que el sistema ahora presenta más linealidad. Obsérvese que esta configuración es parecida a la de la figura 1-13 y que la expresión (1-31) lo es a la (1-17).

El transductor que aprovecha el cambio de dieléctrico se opera generalmente en el modo de laminación transversal o como se muestra en la tabla I. La capacitancia del transductor se compone de la suma de las capacitancias parciales, ambas con dieléctricos diferentes, y se llega a la ecuación (1-18) (véase figura 1-15).

Derivando esta ecuación con respecto a  $x$  para obtener la sensibilidad se tiene

$$\frac{dC}{dx} = \frac{b (\epsilon - \epsilon_0) (\epsilon_0/\epsilon)}{(a + (\epsilon_0/\epsilon) + c)(a + b + c)}$$

lo que muestra que la sensibilidad de este transductor es

Independiente de  $x$ .

Las ecuaciones deducidas anteriormente y las de la tabla II no toman en cuenta el efecto de las capacitancias parásitas (efecto ocasionado por la dispersión del campo eléctrico en los bordes de las placas ("fringing field effect"). En un capacitor formado por dos placas muy delgadas y muy cercanas entre sí ( $d \ll$  anchura de la placa), el efecto dispersivo es insignificante. Si este efecto no puede ser dejarse a un lado, K.S Lion y T.L. Foldvari [4] proponen la siguiente ecuación para calcular la suma de las capacitancias directas y parásitas de un capacitor de placas circulares :

$$C = 0.225 \epsilon \left\{ \frac{\pi r^2}{d} + r \left\{ \ln \frac{16 \pi r}{d} + 1 + f(s/d) \right\} \right\}, (1-32)$$

donde  $s$  y  $r$  son el espesor y el radio, respectivamente, de las placas y  $d$  la distancia entre ellas. Algunos valores comunes para la función  $f(s/d)$  se tabulan en la tabla III.

TABLA III

$s/d$	$f(s/d)$	$s/d$	$f(s/d)$
0.02	0.098	0.4	0.84
0.04	0.168	0.6	1.06
0.06	0.230	0.8	1.24
0.08	0.285	1.0	1.39
0.1	0.335	1.2	1.52
0.2	0.54	1.4	1.63

Algunas modificaciones de las configuraciones básicas se muestran en la columna 4 de la tabla I. En un capacitor "sierra", si una placa capacitiva tiene un desplazamiento longitudinal igual a la anchura de un diente, la capacitancia cambia de un valor mínimo a un valor máximo. Este método es aplicable a las configuraciones planas y cilíndricas, lo mismo que para

movimientos lineales y rotacionales. El capacitor "roll-on" consiste de un electrodo curvo rígido sobre el cual se deposita una capa delgada de dieléctrico. El electrodo flexible se mueve en la dirección mostrada por la flecha, por lo que la capacitancia se incrementa. La característica de transferencia puede variarse ampliamente variando el contorno del electrodo fijo y la forma del electrodo flexible. Un transductor con un dieléctrico compresible (por ejemplo goma o caucho) se muestra en la misma columna 4. Los electrodos metálicos puede ser rígidos o flexibles. Este transductor se ha utilizado exitosamente en aplicaciones médicas y biológicas.

### 1.5 Consideraciones de operación y diseño

#### a) Blindaje.

Los dispositivos más ampliamente usados tienen una placa plana ya sea circular o rectangular como elemento sensor, al cual se incorpora un electrodo de guarda que proporciona aislamiento eléctrico entre el electrodo sensor y su estructura metálica de montaje. Este electrodo de guarda, o simplemente guarda (véase figura 1-29), también asegura que las líneas del campo

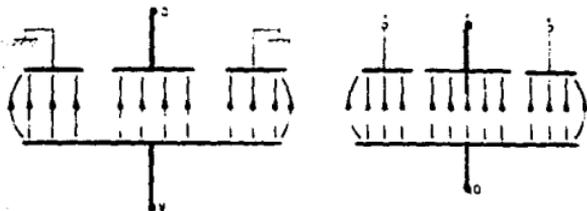


Fig.1-29 Empleo de guardas en capacitores para reducir el efecto de los bordes [10, fig. 4.1].

electrostático emanadas del elemento sensor sean paralelas y perpendiculares a la superficie del electrodo sensible. En general, el electrodo de guarda debe rodear al electrodo de medición y tiene dos propósitos fundamentales: proporcionar aislamiento eléctrico de otras superficies en el sistema y terminar las líneas de campo eléctrico de la superficie cercana al borde del electrodo de medición y así obtener una aproximación más cercana a la geometría de placas paralelas ideal (campo uniforme). El efecto de blindaje del electrodo es relativamente fácil de obtener. Sin embargo, la obtención de una geometría cercana a la de placas paralelas ideal implica restricciones absolutamente estrictas en el diseño del electrodo de guarda. Es necesario que el espacio entre el electrodo de medición y la guarda sea una pequeña fracción de la distancia entre el electrodo de medición y la superficie bajo estudio. Más aún, el anillo de guarda o guarda debe manejarse de tal modo que mantenga los mismos voltaje y fase del electrodo o placa principal. En las mediciones de las propiedades eléctricas volumétricas de sólidos de alta impedancia, frecuentemente se necesita eliminar las pérdidas superficiales paralelas por medio de un sistema de guarda donde el espacio entre la guarda y el electrodo de medición debe conocerse con precisión para obtener mediciones exactas. Además, con frecuencia estos electrodos se usan con pintura conductora aplicada cuidadosamente para lograr la geometría adecuada. Por otro lado, el aislamiento entre placas debe ser alto y constante. Si, por ejemplo, en caso de humedad variable aparecieran resistencias parásitas en paralelo con  $C$  por variar el aislamiento ofrecido por el dieléctrico, se tendrían variaciones en la impedancia del capacitor no atribuibles a un cambio de capacitancia. Si el método de medida empleado fuese sólo sensible al módulo de la impedancia pero no a su fase, los errores podrían ser importantes.

El blindaje y puesta a tierra de los transductores capacitivos merecen gran consideración, particularmente cuando uno de los electrodos está expuesto. El desplazamiento o movimiento de objetos conductivos o dieléctricos en los alrededores del electrodo expuesto ocasiona una variación de la capacitancia entre ese electrodo y tierra, lo que se traduce en señales de salida espurias. Los transductores comerciales de calidad generalmente tienen los blindajes a tierra. Aún con esta precauciones, la localización espacial de los electrodos influye en la calidad del transductor [11].

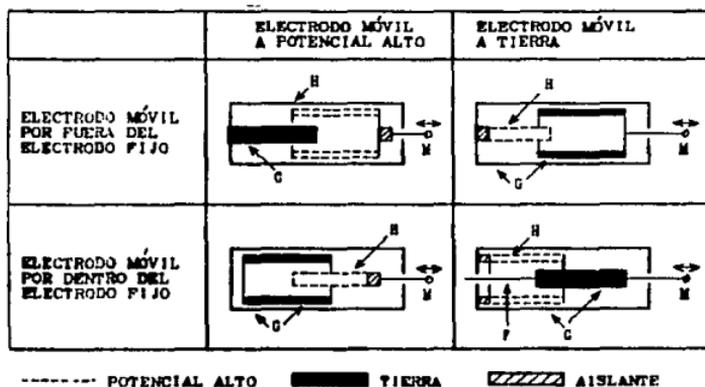


Fig.1-30 Cuatro posibles diseños de un transductor capacitivo lineal variable. La figura 30(d) es preferida.

[11, fig. 5].

En la figura 1-30 se da un ejemplo que muestra cuatro diseños diferentes de un transductor capacitivo lineal variable de configuración cilíndrica con blindaje a tierra. El electrodo móvil o bien rodea al electrodo central fijo (figuras a y b) o se coloca dentro del electrodo fijo (figuras c y d). En las figuras (a) y (c) el electrodo móvil está a un potencial alto mientras que

en las figuras (b) y (d) está a tierra. Estos diseños diferentes pueden evaluarse del siguiente modo: El uso de un electrodo móvil con un potencial alto (a y c) requiere el aislamiento de la parte mecánica *M* de unión que está a tierra. Este inconveniente se evita con los diseños (b) y (d); es preferible (d) porque la capacitancia entre el electrodo con potencial alto y el blindaje permanece constante durante el movimiento del otro electrodo, asegurándose así la linealidad, y porque la guía mecánica *F* del electrodo móvil se simplifica. Por otro lado, dado que sólo una de las dos superficies conductoras del sensor capacitivo puede ponerse a tierra, la posibilidad de interferencias capacitivas adicionales es otra fuente de error a considerar. De acuerdo con la figura 1-31, si otro conductor próximo, por ejemplo, la red de distribución eléctrica, está a un determinado potencial respecto a tierra, la placa que no está conectada a tierra alcanzará también un potencial que, según su frecuencia, puede interferir en el circuito hasta imposibilitar la medida. Puede ser necesario entonces apantallar eléctricamente esta placa y los cables conectados a ella respecto al entorno ajeno al transductor.

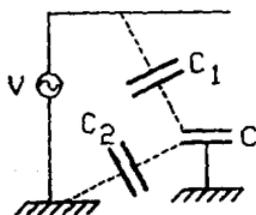


Fig.1-31 Interferencias en un transductor capacitivo debidas a campos eléctricos próximos (10, fig. fig. 4.1).

Los cables de conexión son otra fuente de error. Al estar apantallados para evitar las interferencias capacitivas, añaden

una capacitancia en paralelo con el sensor capacitivo, por lo que se pierde sensibilidad ya que la magnitud a medir hará cambiar sólo la capacitancia del transductor, que es ahora una parte de la capacitancia total. Si además hay movimiento relativo entre los conductores del cable y el dieléctrico, se tiene una fuente de error adicional que puede ser muy grave si las variaciones de geometría son importantes o si el dieléctrico del cable tiene propiedades piezoeléctricas notables.

b) Aspectos básicos de diseño.

En la práctica, un electrodo sensible, cuya área y cuyas dimensiones conocidas permanecen constantes, se excita mediante la aplicación de un voltaje alterno. Con el fin de medir fácilmente corrientes fácilmente en superficies relativamente pequeñas, se usan frecuencias de excitación de 50 kHz a 1 MHz o más, a voltajes entre 20 y 200 V. La única limitante al voltaje es la fuerza dieléctrica o voltaje de ruptura del material entre placas. Los circuitos se configuran entonces para medir la corriente que fluye entre el electrodo sensible y la superficie a detectar o bajo estudio. Una manera de hacer esto es conectar una terminal de la fuente de voltaje variable u oscilador, al electrodo sensible o sonda y la otra a la superficie del objeto bajo estudio o excitador a través de un circuito medidor de corriente adecuado, como se muestra en la figura 1-32. Generalmente, la superficie bajo estudio, cuando es metálica, forma parte de o está unida a una estructura más grande y probablemente a tierra. No obstante, la dificultad de aplicación inherente a esta configuración la hace poco práctica. La variante más común es poner a tierra una terminal del oscilador, enviar la corriente al electrodo sensible a través de un circuito medidor de corriente, y del electrodo sensible a la superficie bajo estudio a través del espacio de aire (dieléctrico); entonces la corriente regresa al oscilador vía la ruta de tierra (figura 1-33). En el espacio de aire se tiene lo

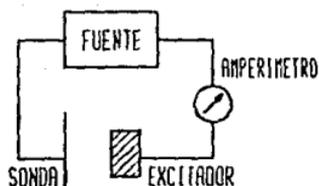


Fig.1-32 Configuración para medir la corriente en el transductor capacitivo. En este caso, resulta difícil la conexión entre la fuente y el excitador [13].

que se llama corriente de desplazamiento (ver figuras 1-14 y 1-15).

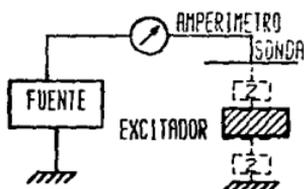


Fig.1-33 Configuración más adecuada para medir la corriente en el transductor [13].

Puesto que se desea que el electrodo sensible sea influenciado sólo por la superficie bajo estudio, éste debe ser construido en forma adecuada para liberarlo de la influencia de su estructura de soporte o de montaje. Al construirlo así, el electrodo sensible o sonda se convierte en un elemento sensor. Además, si la corriente será el parámetro de medición, debe existir un circuito electrónico que mida la cantidad de corriente que fluye como resultado de la aplicación del voltaje excitador y la capacitancia

entre el sensor y la superficie bajo estudio. Generalmente, esta corriente se convierte a una señal de voltaje. Es muy recomendable tratar de que al convertir esta corriente a voltaje, éste varíe proporcionalmente con la distancia de separación entre sensor y excitador (recuérdese que la capacitancia varía inversamente con esta distancia). Es deseable que la salida sea un voltaje exactamente proporcional a la distancia existente físicamente, para que éste varíe directamente con las dimensiones del objeto. Esta etapa que convierte la corriente a voltaje relacionado linealmente con la distancia, se denomina etapa de linealización. A continuación se presenta un esquema general de un sistema capacitivo (figura 1-34):

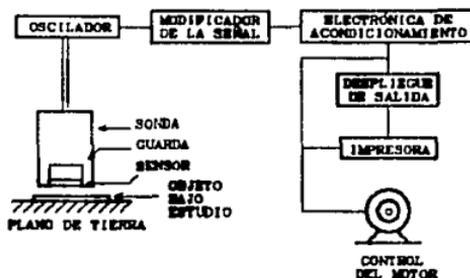


Fig.1-34 Esquema general de un Sistema de Medición Capacitivo [8, fig. 4.3].

La capacitancia ha sido usada para medir la proximidad de superficies rotatorias discontinuas de alta velocidad (como las puntas de las aspas de una turbina), para estudiar la superficie rotatoria de los discos de computadora y determinar su lisura, homogeneidad y discontinuidades, y para la medición de superficies poco usuales que no pueden ser tocadas. Los sensores con las características anteriormente descritas, pueden usarse para estudiar superficies de áreas apartadas o difíciles de alcanzar;

además, pueden colocarse juntos en configuraciones poco usuales para medir lisura, rectitud y curvatura de superficies sin hacer contacto.

#### c) Consideraciones del Sistema.

Quando se diseña un sistema capacitivo de medición para una aplicación particular, la primera consideración es la selección del sensor apropiado para esa aplicación. Debe tomarse en cuenta si el sensor trabajará con objetos conductores o no conductores y determinarse la distancia de diseño o nominal entre el sensor y el objeto a estudiar así como también el rango. El rango es la variación en distancia alrededor de la distancia nominal sobre la cual el objeto puede moverse antes de resultar muy cercano o muy alejado para ser detectado. A menores distancias, se necesitan menores dimensiones del sensor; a mayores distancias, son necesarias mayores dimensiones del sensor.

#### **SELECCIÓN DEL SENSOR.**

Depende primeramente del material a sensar y, por lo tanto, la distancia nominal y el rango, determinan el tamaño del sensor. Los criterios de diseño para sensar superficies no conductoras o aislantes, varían ligeramente de aquellas correspondientes a superficies conductoras. Las señales de los sensores para cuerpos no conductores son también más difíciles de linealizar. La distancia nominal es la distancia entre el sensor y la superficie a medir en condiciones estables. El rango es la variación de distancia alrededor de la nominal dentro de la cual un objeto puede ser detectado. La figura 1-35 muestra dos tipos de sensores para aplicaciones diferentes.

#### **1.-Tamaño del sensor.**

A medida que la distancia media o nominal se reduce, el tamaño requerido del sensor también se reduce. Pero si la razón del área del sensor a la anchura del espacio de aire es muy pequeña, la señal de corriente es muy débil para ser medida con exactitud. Una

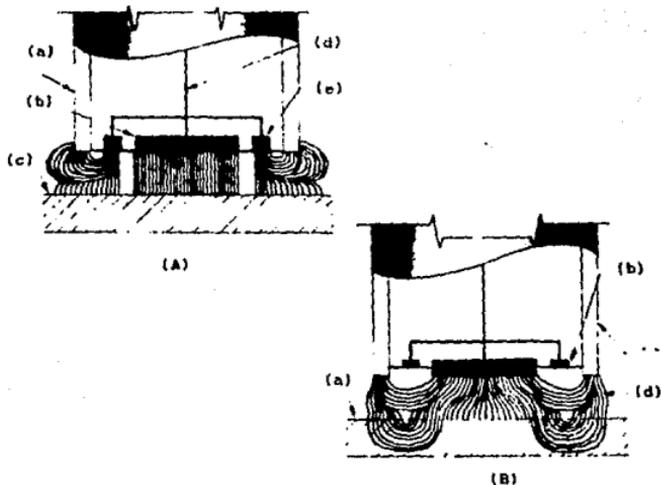


Fig.1-35 A) SENSOR PARA OBJETIVO CONDUCTOR. B) SENSOR PARA OBJETIVO NO CONDUCTOR.

- |  |   |
|--|---|
| a) Cuerpo del sensor a tierra.   | a) Objetivo.  |
| b) Elemento sensor.  | b) La guarda es removida para crear campo electrostático entre el cuerpo del sensor y el elemento sensor. |
| c) Objetivo.   | c) Cuerpo del sensor a tierra.  |
| d) Señal hacia el oscilador.   | d) Dispersión del campo. (Fringing Field).  |
| e) La guarda al potencial del sensor previene la interacción electrostática entre el cuerpo y el sensor. |   |

(5, fig. 4.6).

capacitancia de sensor a objeto de aproximadamente 0.25pF correspondería a una distancia nominal máxima permisible para lograr resultados manejables [12]. Esta es la capacitancia producida por una placa de 1 pulg<sup>2</sup>, colocada a una distancia de 1 pulg. de una superficie conductora grande. Cuando se mide la

distancia a una superficie conductora, el tamaño de la punta del sensor debe ser pequeño comparado con el tamaño de la superficie conductora para máxima linealidad y exactitud. Si la punta del sensor es aproximadamente del mismo tamaño que la superficie a medir, los cambios de capacitancia causados por variaciones del espacio de aire, no se distinguen de aquellos causados por cambios de área superficial al pasar de una muestra a otra, o sea al cambiar las muestras. Por lo anterior, L. Michelson [12] propone que la distancia entre los bordes del sensor y los bordes del excitador deberá ser al menos tres veces la distancia de separación. En general, si la superficie del excitador es grande y estacionaria, debe usarse el sensor del mayor tamaño posible. Sin embargo, según el mismo Michelson, se gana poco incrementando el tamaño del sensor una vez que la capacitancia de éste excede 1pF.

## 2.-Forma del sensor.

Para tareas específicas, hay a disposición sensores con una gran variedad de formas. Por ejemplo, si la resolución requerida para un excitador o muestra con una superficie móvil es mayor en una dirección de movimiento que en otra normal a la primera, puede usarse un sensor con forma rectangular [12]. Aquí, la dimensión menor del sensor se alinea con la dirección que requiere mayor resolución. Esta técnica se usa, por ejemplo, para medir las crestas de las ondulaciones radiales de un disco rotatorio o la desviación de los bordes radiales y axiales de objetos cilíndricos huecos. Para esta medición, la dimensión menor del sensor debe ser menor que el ancho del borde del excitador pero lo suficientemente larga para proporcionar una área sensorial que permita una distancia nominal segura o útil. Para medir superficies cónicas internas, los sensores pueden diseñarse en forma cónica o montarse dentro de una estructura sensorial de esa forma geométrica. Una técnica muy utilizada para medir lisura o tersura superficial consiste en disponer cierto número de sensores en un arreglo

determinado de acuerdo a las condiciones de la medición. Cada sensor se calibra a "cero" con una superficie conocida. Un módulo electrónico revisa automáticamente las salidas de un determinado número de sensores, indicando la desviación promedio respecto a un estándar, las desviaciones mayor y menor respecto al promedio y la diferencia entre ellas. Para medir distancias a una superficie angosta, como pueden serlo los filos de las navajas de rasurar o los bordes de las aspas de una turbina, la única alternativa es hacer el tamaño del sensor grande comparado con el excitador. En este caso, la capacitancia entre el sensor y la superficie del excitador se afecta por ambos lados de éste lo mismo que por su borde o canto. Sin embargo, el campo eléctrico del sensor se dispersa por ambos lados del excitador, de tal modo que por esta dispersión, la capacitancia sensada varía ligeramente con variaciones de la anchura del excitador. Los diámetros de los ejes o árboles pueden medirse con sensores circulares o rectangulares. La superficie del sensor puede ser plana aún cuando el excitador sea curvo. Un diámetro de 2.54 cm (0.1 pulg) o menor para un sensor, puede medir diámetros de ejes mayores de 1.27 cm (0.5 pulg) con exactitud aceptable. La linealidad variará ligeramente de aquella obtenida para un excitador con superficie plana y puede compensarse mediante sistemas electrónicos. Aproximadamente, por encima de 2.54 cm (1 pulg) de diámetro del eje, el desempeño no es apreciablemente diferente cuando se mide una superficie plana. Los semiconductores, como el silicio (Si), son sensados o tratados como conductores aún si su resistencia volumétrica es razonablemente alta. Por ejemplo, una oblea de silicio se monta en un anillo metálico para mediciones de espesor. La resistencia a tierra del punto donde la corriente del sensor fluye del anillo metálico al silicio es, cuando mucho, de unos cientos de ohms, mientras que la impedancia del aire es de varios miles de ohms [12]. Como consecuencia, la medición indica un espesor de la oblea

algo menor que el obtenido para un conductor perfecto equivalente. Generalmente, esta variación está fija y puede añadirse a cualquier resultado para dar espesores de oblea reales. Los materiales como el vidrio o los plásticos deben ser tratados como aislantes. Los rangos de medición para estos materiales son ligeramente menores que para las superficies conductoras. La distancia nominal o "cero" entre el sensor y el excitador difiere si éste es conductor o no conductor. Para no conductores, la distancia nominal es el punto alrededor del cual una desviación de corriente o capacitancia del sensor es medible. Para la medición del espesor de hojas o placas de plástico, el plástico se inserta entre el sensor y una placa conductora. El incremento de capacitancia ocurre porque el dieléctrico o plástico hace al espacio de aire aparecer más pequeño. Si la constante dieléctrica del plástico no varía, la exactitud de la medición es alta. La figura 1-36 ilustra algunas dimensiones convenientes para la sonda del sensor.

Para máxima exactitud y resolución, el tamaño mínimo del excitador debe ser el tamaño del sensor más seis veces la distancia nominal [5]. De otro modo el sensor no puede distinguir entre cambios en distancia y cambios en el tamaño del excitador. Por otra parte, las mediciones de distancia al borde de un excitador muy delgado y mucho más pequeño que el sensor, no se afectan por variaciones menores en el espesor o por movimientos laterales. Sin embargo, estos excitadores requieren una distancia nominal menor para obtener la misma sensibilidad que con excitadores más grandes. En la figura 1-36(A)(b), para una capacitancia dada, los objetivos más pequeños que la punta del sensor deben estar más cerca del sensor que los objetivos más grandes que él.

Los sensores para medir diámetros internos y anchura de ranuras difieren ligeramente de aquellos para medir la proximidad

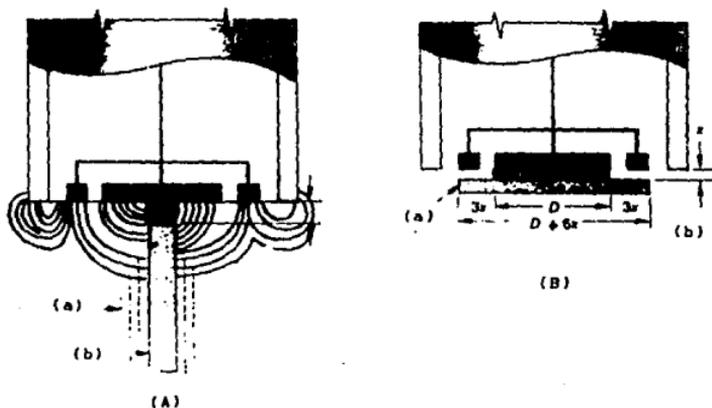


Fig. 1-36 A) OBJETIVO DELGADO

- a) Se permite el movimiento lateral.  
 b) Objetivo en forma de hoja delgada.

B) OBJETIVO ANCHO.

- a) Objetivo.  
 b) Dimensiones recomendadas para un objetivo u excitador ancho.

[12, pág. 120].

de superficies externas. Para la medición de diámetros de huecos, se montan dos sensores diametralmente opuestos uno a otro sobre una estructura cilíndrica. Las salidas de los sensores se suman para medir el diámetro independientemente de los desalineamientos axiales menores. Los desalineamientos axiales mayores requieren de un sistema de tres sensores usado junto con un programa de computadora. Las mediciones de anchura de ranura usan dos sensores montados espalda con espalda en una estructura plana. El espesor típico de la estructura sensorial es de 0.0762 cm (0.030 pulg) máximo para mediciones de anchura de ranuras menores de 0.0889 cm (0.035 pulg). Los diámetros exteriores de estructuras tubulares largas se miden mediante un sensor cilíndrico adaptado alrededor de la estructura. La obtención directa de lecturas de diámetro con este tipo de sensor es más compleja comparada con otros, porque la

relación entre la capacitancia y el diámetro cilíndrico interior no es fácilmente linealizable.

### 3.- Equipo procesador de señal.

A continuación se presenta una descripción típica de un sensor convencional. Los sensores capacitivos requieren al menos tres elementos de procesamiento de señales:

- 1.- Oscilador: El oscilador proporciona la energía de excitación para el sensor. La frecuencia del voltaje debe ser lo suficientemente alta para generar una corriente en el sensor que pueda ser medida. La frecuencia de oscilación generalmente debe estar en el rango de 50kHz a 1MHz o mayor con el fin de obtener corrientes fácilmente medibles en superficies relativamente pequeñas.
- 2.- Modificador-Linealizador. Esta unidad convierte la señal del sensor (corriente) a un voltaje y, en el mejor de los casos, proporcional al espacio entre el sensor y el excitador. Puede usarse cualquier método conocido por el diseñador. Un método relativamente sencillo varía el voltaje del oscilador con un amplificador operacional para mantener constante la corriente del sensor. El voltaje resultante es lineal y directamente proporcional a la distancia [12](figura 1-37).
- 3.- Condicionadores de la señal: Una vez que la señal se ha hecho proporcional a la distancia, el circuito condicionador de señal modula y transforma la señal en información requerida tal como diámetro, lisura, desviación estándar, etc.

La exactitud de medición de los sistemas capacitivos típicamente está entre el 0.05% y el 1% de la distancia de separación [12], y una resolución útil es aproximadamente una parte en 20,000. Por lo anterior, éstos sistemas pueden detectar un cambio de distancia de 1  $\mu$ pulg. de una superficie localizada a 0.0508 cm (0.02 pulg) del sensor. Entonces, si se requiere de una resolución de 2.54 nm (0.1  $\mu$ pulg), la distancia de separación debe

ser de aproximadamente 0.00508 cm (0.002 pulg). La resolución está limitada únicamente por la razón señal a ruido del convertidor. Si el nivel de ruido se reduce, la resolución puede incrementarse una década o dos hasta que cambios de separación tan pequeños como 0.254 nm (0.01  $\mu$ pulg) pueden medirse con una distancia nominal de 0.0254 cm (0.01 pulg).

La figura 1-37 muestra un sistema capacitivo típico.

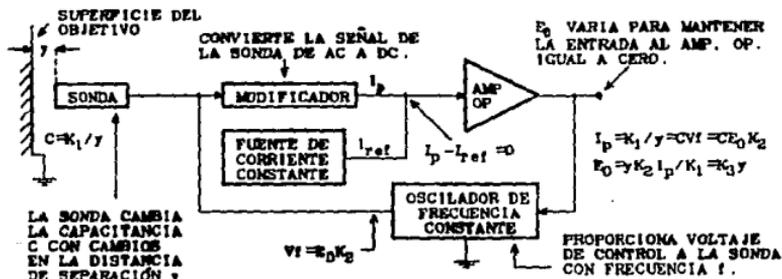


Fig.1-37 Esquema general de un Sistema Capactivo Moderno. típico [12, pág. 121].

Estos sistemas usan un amplificador operacional para convertir la corriente del sensor,  $I_p$ , a un voltaje de salida,  $E_0$ . La salida del amplificador varía la amplitud del voltaje de la salida del oscilador para hacer  $I_p$  siempre igual a una corriente constante de referencia  $I_{ref}$ . Así,  $E_0$  varía como sea necesario para mantener una entrada al amplificador igual a cero y es una función lineal de la distancia al excitador ( $y$ ).

La figura 1-38 muestra una configuración típica de un sistema capacitivo menos complejo y de salida digital.

En este caso, el oscilador alimenta a un generador de corriente constante  $I_0$ , cuya carga se constituye por el paralelo de la resistencia  $R$  y el electrodo sensible del equipo detector.

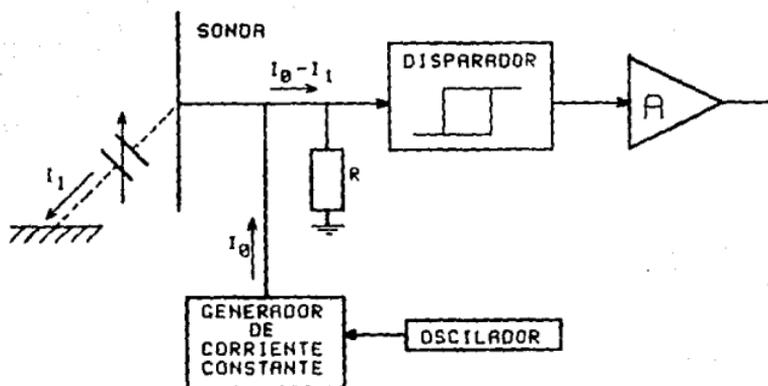


Fig.1-38 Detector Capacitivo [3, fig. 18].

El electrodo sensible suele estar constituido por una superficie metálica conductora, de dimensiones variables según la aplicación, cuya capacitancia a tierra es baja y conocida en ausencia del objeto a detectar. En estas condiciones, la tensión de entrada al disparador es aproximadamente  $I_0 R$ . Cuando, debido a la presencia del objeto a detectar o medir, el valor de la capacitancia aumenta ( $C_p$ ), se deriva por ella una cierta corriente  $i_1$ , siendo entonces el valor de la tensión suministrada al disparador  $(I_0 - i_1)R$ . Para un cierto valor de esta tensión, actúa el disparador generando una señal que posteriormente puede manejarse a conveniencia. Una característica peculiar de este tipo de sensores es la naturaleza de la corriente que circula por el objeto detectado. Generalmente esta corriente es muy pequeña (del orden de  $10^{-8}$  A.) y de frecuencia elevada; por esto, no produce ningún problema fisiológico humano y, por ende, los sensores de este tipo pueden activarse por intervención humana. Esta característica los hace

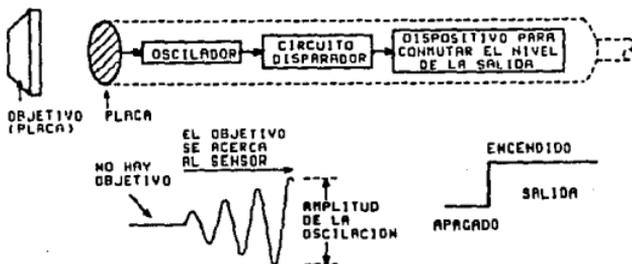


Fig.1-39 Este sensor tiene una placa en su cabeza. La otra placa la constituye el excitador u objetivo y juntas forman el capacitor. A medida que el objetivo se aproxima, se incrementa la capacitancia. El circuito empieza a oscilar cuando la capacitancia es suficientemente alta [1, pág. 77].

particularmente ventajosos para aplicaciones de seguridad industrial. Una aplicación de indudable importancia técnica y comercial da lugar al tipo más difundido de detector capacitivo destinado a ser activado por el hombre, llamado "TOUCH-CONTROL". Por lo general, la señal de salida de estos sensores ("Touch-Control") es pulsante y compatible con TTL y CMOS. Este sensor constituye la mejor solución en equipos donde el número de operaciones es elevado (computadoras, ascensores, teclados para cajas registradoras, etc.) y en sistemas donde las condiciones ambientales son difíciles (ambientes explosivos, refineries, juegos electrónicos, etc.). A continuación se muestra un esquema similar al anterior, sólo que en éste, a medida que se aproxima el excitador, la capacitancia aumenta y el oscilador entra en actividad cuando ésta es lo suficientemente alta (figura 1-39).

## 1.6 Aspecto hiperbólico de los transductores

De la ecuación (1-1) para la capacitancia de un capacitor de placas paralelas, se pone de manifiesto que se trata de una ecuación hiperbólica con respecto a la distancia de separación entre placas, por ello, se ha denominado de tipo hiperbólico a los transductores capacitivos que trabajan a base de un cambio en el espacio de separación entre conductores o placas con el consecuente cambio en capacitancia. En la mayoría de los casos, los transductores más simples y de uso más extenso para mediciones capacitivas, son del tipo hiperbólico. Para linealizar esta ecuación, se ha propuesto incorporar el sensor a un puente eléctrico o bien, diseñar un circuito electrónico de cierta complejidad. Los transductores hiperbólicos se aplican típicamente con capacitores planos, en las siguientes dos formas:

- Pequeños desplazamientos sin contacto, y
- Conversión de presiones.

En el primer caso los conductores o placas permanecen paralelos durante el desplazamiento, no hay contacto mecánico entre ellos, o sea, entre el objeto bajo estudio y el sensor, y la conversión o medición se realiza únicamente por la aplicación del campo eléctrico del capacitor. En el segundo caso, donde una de las dos placas es una membrana metálica que se deforma bajo la aplicación de presión, las placas del capacitor no permanecen paralelas durante la medición.

Los transductores capacitivos hiperbólicos usados para medir desplazamientos son capacitores planos de dos placas. La placa fija está posicionada a cierta distancia del componente móvil bajo estudio (figura 1-40).

Las posiciones extremas del elemento móvil están en las coordenadas  $X_1$  y  $X_2$ , respectivamente, mientras que la posición general es  $X$ . Si el cuerpo o elemento móvil a ser medido está en

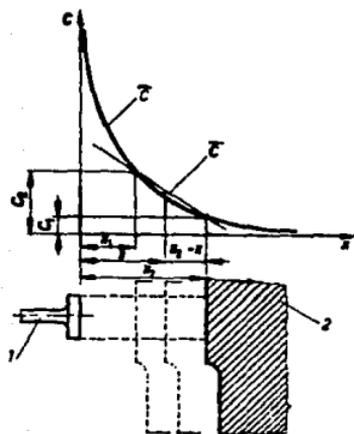


Fig.1-40 Diagrama esquemático de un transductor capacitivo hiperbólico. (1) Armadura fija, (2) Elemento móvil (4, fig. 7.7).

la posición  $X$ , entonces de la ecuación conocida  $C = \frac{\epsilon A}{d}$  se convierte en :

$$\hat{C} = K/X , \quad (1-33)$$

donde  $\hat{C}$  denota la capacitancia causada por la hipérbola de la figura 1-40 mientras que  $\bar{C}$  representará la capacitancia mediante la aproximación lineal. Por otro lado  $K = \epsilon_0 \epsilon_r A$ .

En la figura 1-40, la característica hiperbólica entre los puntos  $(C_1, X_1)$  y  $(C_2, X_2)$  ha sido linealizada reemplazando la curva por su secante. La ecuación de esta recta es:

$$\bar{C} = -mX + b , \quad (1-34)$$

donde la tangente direccional  $m$  y la constante  $b$  pueden

determinarse de la condición de que la recta pasa por los dos puntos. Así:

$$m = K/(X_1 X_2),$$

$$b = K(X_1 + X_2)/X_1 X_2.$$

El error mediante esta aproximación puede determinarse estableciendo la diferencia entre  $\hat{C}$  y  $\bar{C}$ . Esta diferencia se llamará función de error puesto que proporciona el error de aproximación entre los puntos correspondientes de las dos curvas:

$$\Delta_c(X) = \bar{C}(X) - \hat{C}(X) = -mX + b - K/X = \frac{-mX^2 + bX - K}{X}. \quad (1-35)$$

En el intervalo de aproximación  $a(X_1, X_2)$ ,  $\Delta_c(X)$  tiene un máximo. Tomando la derivada de  $\Delta_c(X)$  con respecto a  $X$  e igualando a cero, se tiene:

$$\begin{aligned} [X(-2mX + b) - (-mX^2 + bX - K)]/X^2 &= 0 \\ -2mX^2 + bX + mX^2 - bX + K &= 0 \\ -mX^2 + K &= 0 \\ X^2 &= K/m, \end{aligned}$$

como  $m = K/(X_1 X_2)$ , se tiene que el máximo se localiza en la media geométrica del intervalo,

$$X_m = \sqrt{X_1 X_2}$$

Sustituyendo en la ecuación (1-35) se llega a:

$$\Delta_{cmax} = \frac{K}{X_1 X_2} (X_1 + X_2 - 2\sqrt{X_1 X_2}). \quad (1-36)$$

La ecuación (1-36) puede usarse en dos formas. Si los valores de  $X_1$  y  $X_2$  son conocidos, de la ecuación (1-36) es posible determinar el error máximo de la aproximación lineal. Este ocurre en el punto  $X_m$  del intervalo y nunca es mayor para otros puntos dentro del mismo intervalo. En la otra forma, la exactitud de las mediciones y el error límite  $\Delta_c$  se proporcionan. Así, el error máximo se conoce al principio y el valor de  $X_2$  puede ser considerado como constante; entonces  $X_1$  se toma como variable y se calcula de la misma ecuación. Para ilustrar el uso de las ecuaciones anteriores, considérese el siguiente ejemplo: (véase la figura 1-40)

Suponga el diámetro del transductor  $d = 20$  mm., entonces

$$A = 3.14E-4 \text{ m.}^2$$

por lo cual  $K = \epsilon \epsilon_0 A = 2.77E-15$  mA seg/V, tomando como unitario el valor de  $\epsilon$  ya que se trata de aire. Sea

$$X'_1 = 5.0E-4 \text{ m. y } X'_2 = 6.0E-4 \text{ m. } (X'_2 - X'_1 = 0.1\text{mm.}).$$

Por la fórmula (1-33) se tiene:

$$C'_1 = \frac{2.77E-15}{5E-4} = 5.54\text{pF. y } C'_2 = \frac{2.77E-15}{6E-4} = 4.61\text{pF.}$$

Si aplicamos la aproximación lineal, el valor del error máximo en  $(X_1, X_2)$  será  $\Delta_{c, \text{max}} = 9.26E-2$  pF. Supóngase ahora que el intervalo de transducción se reduce de modo que  $X''_1 = X'_1 = 5.0E-4$  m. y  $X''_2 = 5.1E-4$  m. ( $X_2 - X_1 = 0.01\text{mm.}$ ), entonces:

$$C''_1 = C'_1 = 5.54 \text{ pF, y } C''_2 = \frac{2.77E-15}{5.1E-4} = 5.43 \text{ pF.}$$

Para este caso el error máximo es  $\Delta_{c, \text{max}} = 1.09E-2$  pF.

Como puede verse, cuando no sea requerida una exactitud muy grande, el uso de una aproximación lineal para transductores hiperbólicos es mucho más recomendable que el uso de un puente eléctrico o el diseño de un circuito electrónico complejo para la medición.

El caso de conversión de presiones requiere de un análisis más riguroso y está fuera del alcance de este trabajo; sin embargo se tratará brevemente. Recuérdese que por variar la distancia de separación al variar la presión aplicada al diafragma, la variación consiguiente de la capacitancia es una función hiperbólica con respecto a la distancia de separación entre diafragma y pared inferior de contención. Por conveniencia, se reescribe aquí la ecuación (1-10):

$$f = \frac{3}{16} p \frac{1 - \mu^2}{E h^3} R^4 [1 - (r/R)^2]^2 .$$

donde  $\mu$  es el cociente de Poisson,  $h$  el espesor del diafragma y  $R$  su radio. Recuérdese que  $f$  es la deformación de la membrana metálica o diafragma a cualquier radio  $r$  bajo la aplicación de una presión  $p$ . En referencia a la figura 1-41, en condiciones estáticas y suponiendo capacitores planos con una superficie de  $2\pi r dr$ , la capacitancia total se obtiene de la siguiente integral [4] (suponiendo un campo uniforme):

$$C = 2\pi\epsilon_0\epsilon \int_0^R \frac{r dr}{x_0 - f_0 [1 - (r/R)^2]^2} , \quad (1-37)$$

donde  $x_0$  es la distancia de separación inicial entre el diafragma o membrana y la placa fija de la armadura y  $f_0$  está dada por:

$$f_0 = \frac{3}{16} p \frac{1 - \mu^2}{E h^3} R^4 \quad (1-38)$$

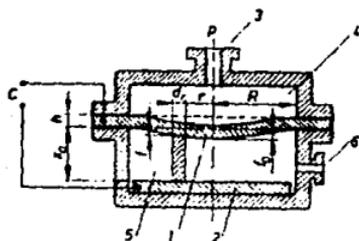


Fig.1-41 Transductor (hiperbólico) de un manómetro capacitivo. (1) Diafragma metálico, (2) contraarmadura, (3) entrada, (4) cámara de medición, (5) cámara alterna para medición de diferenciales de presiones, (6) entrada a cámara alterna (4, fig. 7.8).

El resultado de la integral nos proporciona la característica estática capacitancia-presión  $C(p)$  (que es una función hiperbólica con respecto a  $p$ ):

$$C(p) = \frac{k_1 c}{\sqrt{p}} \operatorname{arctanh} (k_2 \sqrt{p}) \quad (1-39)$$

donde

$$k_1 = \frac{3}{16} \frac{1 - \mu^2}{E} \frac{x_0}{h^3}, \quad k_2 = \left[ \frac{3}{16} \frac{1 - \mu^2}{E} \frac{1}{h^3 x_0} \right]^{1/2}$$

El comportamiento dinámico del transductor de presión hiperbólico, está determinado por el medio (líquido o gaseoso) en contacto directo con el transductor y por el transductor mismo.

Para modelar este comportamiento dinámico, se usan las ecuaciones diferenciales lineales de segundo orden. Sea  $x$  la deflexión máxima de la membrana (véase  $f_0$  de la figura 1-41). Las oscilaciones de la membrana, según Boros [4], están dadas por

$$\frac{d^2 x}{d t^2} + 2\xi\omega_0 \frac{d x}{d t} + \omega_0^2 x = 0.$$

La figura 1-42 ilustra la magnitud de la respuesta en frecuencia  $X/P$  del transductor en el caso de excitación senoidal ( $p = P_0 \cos \omega t$ ).

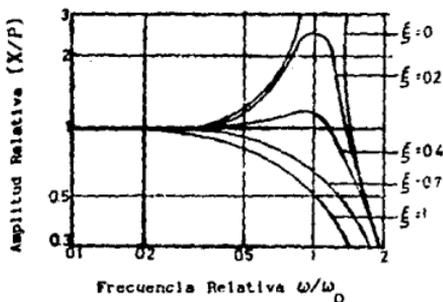


Fig. 1-42 Magnitud de la amplitud de un transductor de presión capacitivo [4, fig. 7.9].

Los valores de  $\xi$  y  $\omega_0$  pueden determinarse a partir de la geometría del equipo de medición y de algunos cálculos y mediciones. La frecuencia de resonancia (en el vacío) de una membrana metálica de espesor  $h$  y radio, depende de la velocidad de propagación del sonido  $c_m$  en el material de la membrana [4]:

$$\omega_0 = 2.95 h c_m / R^2.$$

Experimentalmente, se encuentra que el medio que ejerce la presión sobre la membrana (líquido o gaseoso) altera la frecuencia

de resonancia a un nuevo valor  $\omega'$  de:

$$\omega'_0 = \omega_0 \left[ 1 + 0.67 \frac{\rho_f}{\rho_m} \frac{R}{h} \right]^{-1/2} \quad (1-40)$$

donde  $\rho_f$  y  $\rho_m$  son, respectivamente, las densidades del fluido y del material de la membrana, en  $\text{kg/m}^3$ . El factor de amortiguamiento también cambia a un valor  $\xi'$  dado por

$$\xi' = 0.413 \frac{\rho_f}{\rho_m} \frac{c_m}{c_f} \left[ 1 + 0.67 \frac{\rho_f}{\rho_m} \frac{R}{h} \right]^{-1/2} \quad (1-41)$$

donde  $c_f$  es la velocidad de propagación del sonido en el medio, en m/s.  $\xi'$  aumenta con el incremento del espesor de la membrana, pero permanece, aún así, en un valor bajo.

Se consideró la frecuencia de resonancia y el amortiguamiento de la membrana en contacto directo con el medio, pero la situación cambia si también se toma en cuenta la masa y el efecto amortiguador del medio tanto en la cámara contenedora como en el acceso a la cámara del fluido cuya presión se desea sensar. Como estos efectos son particulares para cada instrumento, no se tratarán aquí, pero puede verse en la referencia [4] un ejemplo específico.

### 1.7 Aplicaciones de los Sensores Capacitivos

Los transductores capacitivos tienen una amplia variedad de aplicaciones, tanto en situaciones en las que hay contacto directo entre transductor y cantidad física a medir, como en las que no existe este contacto directo. Las cantidades física que causan cambios en la constante dieléctrica, tales como presión, temperatura, o la concentración de una sustancia líquida con

constante dieléctrica grande en un solvente con constante dieléctrica menor (de uso en análisis químico), pueden medirse con transductores capacitivos de placas fijas. Las cantidades físicas que causan un desplazamiento mecánico, tales como fuerza vibración o presión, pueden medirse con transductores de los tipos mostrados en la tabla I de este capítulo.

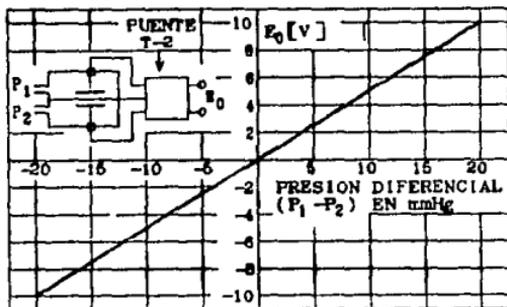


Fig. 1-43 Características de un Transductor Diferencial Capacitivo [11, fig. 8].

Como ejemplo, la figura 1-43 muestra el diagrama esquemático de un transductor diferencial de presión y una característica de transferencia típica de este sistema (aunque sus características mecánicas no se toman en cuenta, dada su configuración diferencial y su incorporación a una red con diodos, este ejemplo no se considera del tipo hiperbólico).

Este transductor utiliza un diafragma metálico previamente tensado con placas capacitivas a ambos lados del diafragma y presenta las siguientes características [11]:

- 1.- El diafragma tiene una característica de respuesta lineal.
- 2.- El sistema tiene poca masa y por lo tanto es insensible a la vibración y aceleración.

3.- Si se coloca en una estructura que tenga un coeficiente de expansión térmica similar al del diafragma, se convierte en una estructura térmicamente estable.

4.- El transductor diferencial permite una completa libertad de movimiento al diafragma; no toca ni cambia las propiedades físicas del diafragma y tiene contacto únicamente con la periferia de éste.

5.- Comparado con el sistema inductivo, este no requiere núcleo móvil y, por lo tanto, tiene una sensibilidad baja de aceleración y respuesta en frecuencia alta.

6.- El rango de presiones para el cual el transductor es adecuado es grande y puede modificarse mediante la posición del diafragma y el espaciamiento entre electrodos.

Algunos sistemas comerciales han tenido como salidas funciones lineales de la diferencia de presiones dentro del 0.1% sobre más del 90% del rango útil e histéresis menor al 0.01%. Además, la impedancia de salida ha sido menor de 4 k $\Omega$  y la respuesta transitoria del orden de 5 a 10 ms.

A continuación se presentan ejemplos de sensores comerciales que se han construido y que emplean el efecto capacitivo. La gran mayoría están hechos para aplicaciones industriales y no emplean electrónica compleja como los esquemas presentados anteriormente. Sin embargo, presentan algunos aspectos interesantes que merecen ser atendidos aún cuando muchos han caído en desuso.

El circuito más simple para medir capacitancias es el llamado de "dos terminales", en el cual un electrodo o placa está, por lo general a tierra. Este circuito no es capaz de distinguir entre capacitancias parásitas, capacitancia del hilo conductor o la capacitancia a ser medida, por lo que el electrodo sensible se conecta a un circuito blindado de alta calidad para minimizar capacitancias parásitas y mejorar la medición. Algunos ejemplos de circuitos de dos terminales son los siguientes:

### *Microfono Capacitivo.*

Es un dispositivo de dos terminales construido con un alto grado de precisión para mediciones acústicas o reproducción de sonido de alta fidelidad. El diafragma es un electrodo, el cual se monta a una distancia pequeña de otra placa formándose así el capacitor (10-100pF). Esta otra placa suele estar perforada para minimizar la presión entre ésta y el diafragma producida por la deflexión de éste debida a la presión acústica. Un modelo comercial incorpora una bobina de radiofrecuencia montada cerca de este capacitor para formar un circuito sintonizado conectado a una unidad remota por medio de cable retirada hasta aproximadamente 500 m. Esta unidad contiene un oscilador local de radio frecuencia y un detector de fase. La salida de esta unidad es proporcional a la presión sonora aplicada al diafragma. Este modelo fue usado en la década de los sesenta y actúa bien a bajas frecuencias, aún a presiones sonoras estáticas.

### *Transductor de Ionización.*

El transductor consta de un capacitor que se construye dentro de un tubo de vidrio que contiene una mezcla de gases nobles. Las terminales de este capacitor se conectan a las placas del capacitor sensor, como se muestra en la figura 1-44.

Una señal de alto voltaje se aplica al tubo contenedor del capacitor apareciendo, por ionización de los gases y por acoplamiento parásitos, una cierta capacitancia en los electrodos sensores. A medida que varía la capacitancia en el dispositivo sensor, varía también el voltaje en el contenedor, cambiando a su vez, el nivel de d.c. entre los electrodos sensores. Estos dispositivos son capaces de discriminar cambios de capacitancia tan pequeños como 0.001 pF, lo que corresponde a una distancia de  $10^{-6}$  pulg. Algunos manómetros diferenciales utilizan este transductor por ionización. Sin embargo, no es posible ningún tipo de apantallamiento, por lo que el dispositivo sensor sólo

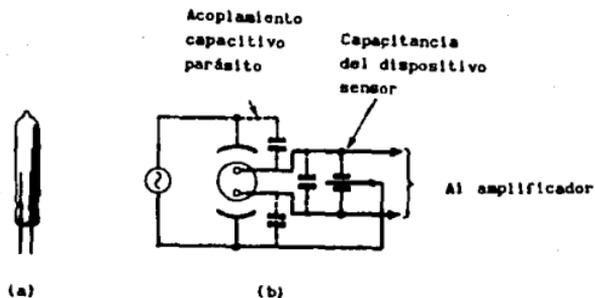


Fig.1-44 Transductor por ionización.

a) Transductor, b) Circuito.

[8, fig. 5.5].

mantendrá su exactitud de calibración en ambientes limpios y secos. Tampoco puede colocarse un anillo de guarda, lo cual puede traducirse como limitación a la exactitud por la dispersión del campo (lo que en inglés se conoce como *fringing field*). Este tipo de transductor ha sido construido por Decker Corporation.

**Transductor de desplazamiento por derivación de transformador.**

Este transductor consiste de un eje fijo, formado por anillos metálicos aislados entre sí, y un anillo metálico aislado que se mueve sobre él, es decir, se mueve sobre los anillos metálicos que forman el eje. Estos anillos metálicos se conectan a derivaciones de un transformador como se muestra en la figura 1-45.

El anillo metálico móvil forma un capacitor diferencial con el anillo del eje sobre el cual está situado y genera un voltaje correspondiente a esta posición. Los dispositivos de este tipo tienen exactitudes de más de 60  $\mu$ pulg. en distancias hasta de 0.1 pulg. y de 200  $\mu$ pulg. en distancias hasta de 50 pulg. La empresa Sogenique Electronics Ltd. (inglesa), ha construido modelos de este tipo.

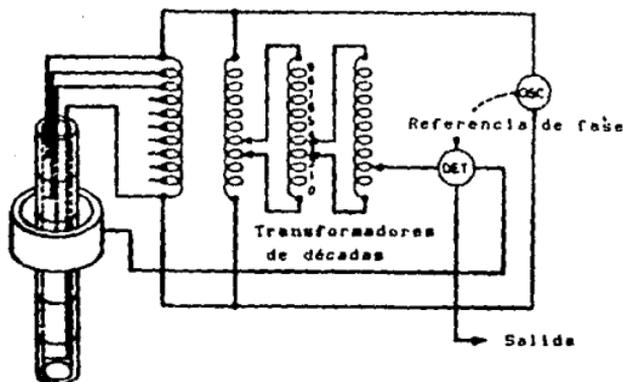


Fig.1-45 Transductor capacitivo de desplazamiento [8, fig. 5.8].

#### *Medición de materiales delgados o laminares.*

Cuando se desea medir el contenido de humedad en un material delgado, se recomienda emplear una disposición capacitiva como la mostrada en la figura 1-46 para atenuar los efectos del espesor del material y del espacio de aire. En este caso se emplea el comúnmente indeseable campo parásito o de dispersión, por lo que es deseable que éste varíe lo más posible para obtener resultados satisfactorios. No obstante, con esta configuración, puede presentarse el caso de que las variaciones del campo parásito o de dispersión sean pequeñas comparadas con la capacitancia directa total entre las placas, aunque un puente sensible podría detectarlas.

Si la capacitancia directa, indeseable en este particular caso, interfiere demasiado con estos cambios (los producidos por la dispersión del campo), puede usarse una guarda o sistema de anillo de guarda.

El lector podría preguntarse el por qué de no emplear una



Fig.1-48 Mediciones usando la dispersión del campo.  
(8, fig. S.7).

configuración capacitiva convencional, con un electrodo por arriba y otro por abajo de la hoja del material, y medir directamente la variación de capacitancia a medida que se haga mover la hoja del material entre los electrodos. La respuesta es que en esta configuración se involucran dos dieléctricos, el espacio de aire y el material mismo. Entonces, la capacitancia que se mediria podría considerarse como debida a dos capacitores en serie, uno con el material laminar como dieléctrico y el otro con el aire como dieléctrico. Sin embargo, si el material tiene alta permitividad, como suele ser el caso de muchos materiales laminares y papeles, las variaciones de capacitancia serian causadas principalmente por variaciones del tamaño del espacio de aire, por lo que la salida del madidor de capacitancia sería dependiente del espesor del material y no de su humedad.

#### *Medicion de materiales granulares.*

Otra aplicación común de la medición del contenido de humedad, se presenta en los materiales granulares. Generalmente, el material granular se encuentra dentro de un recipiente cilíndrico forrado por electrodos sensible de la misma forma. La figura 1-47 muestra un digrama del sistema Lippke para la medición de la humedad en granos.

El grano entra por la parte superior hacia el centro, el cual se mantiene lleno mientras el exceso fluye alrededor. El vibrador asegura un flujo estable lento hacia el centro. Este tipo de equipos suele calibrarse usando granos muestra de humedad

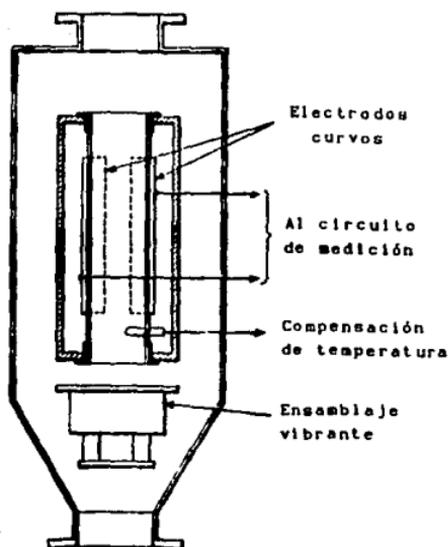


Fig.1-47 Medición de humedad en granos (8, fig. 5.8).

conocida. La empresa Paul Lipke, British Agents Orthos (Engineering) Ltd. ha construido este tipo de sistemas. También se han construido algunos modelos portátiles que se introducen en el material granular para determinar su contenido de humedad.

#### *Sistemas de tres terminales.*

Algunos sensores capacitivos usan circuitos puente denominados de "tres terminales". A diferencia de los ejemplos anteriores, que serían de "dos terminales", estos circuitos puente presentan mayor precisión y exactitud. El aspecto más importante para mediciones empleando circuitos de tres terminales se debe a Blumlein, inventor prolífico, quien en 1928 patentó la idea de usar puentes acoplados inductivamente. El puente Blumlein se muestra en la

figura 1-48:

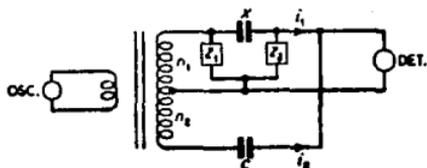


Fig.1-48 Puento Blumlein básico (8, fig. 11).

en donde  $C$  es un capacitor de referencia y  $X$  es el capacitor de valor desconocido.  $Z_1$  y  $Z_2$  representan impedancias parásitas y puede verse que  $Z_2$  se conecta en paralelo al detector y así no altera las condiciones de balance, reduciendo sólo ligeramente la sensibilidad del detector.  $Z_1$  está conectada en paralelo con un devanado del transformador y reduce el nivel de la señal del oscilador, sin embargo, el balance no se afecta ya que el voltaje a través del otro devanado se reduce en la misma proporción. La condición para el balance es que  $i_1$  sea igual y opuesta a  $i_2$ , es decir, cuando  $X/C = n_2/n_1$ . Para la verificación de la relación anterior se supondrá que no hay flujo de corriente por el detector, lo que lleva al circuito simplificado de la figura 1-49.

La figura 1-49a muestra el circuito simplificado del puente, donde se han marcado las terminales donde el flujo de corriente es cero en condiciones de balance (circuito abierto).

La figura 1-49b muestra el circuito simplificado después de transformar las impedancias en delta ( $Z_1$ ,  $Z_x$  y  $Z_2$ ) a su equivalente en estrella ( $Z_a$ ,  $Z_b$ , y  $Z_c$ ). Con las corrientes mostradas, las ecuaciones de malla son:

$$-V_2 = (Z_b + Z_c + Z_d) I_2 + Z_b I_2 \quad (1-42)$$

$$V_1 = (Z_a + Z_b) I_1 + Z_b I_2, \quad (1-43)$$

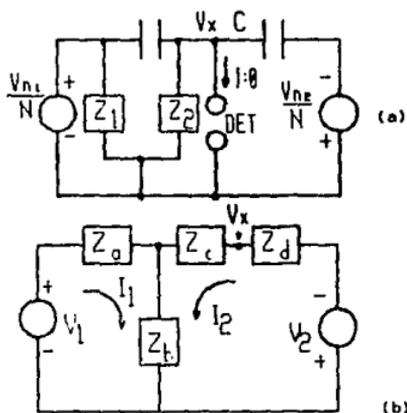


Fig.1-49 Circuito simplificado del puente de Blumlein para la condición de balance. a) Circuito con impedancias en estrella. b) Circuito con impedancias en estrella equivalente.

despejando  $I_1$  de (2):

$$I_1 = \frac{V_1 - Z_b I_2}{Z_a + Z_b}, \quad (1-44)$$

sustituyendo (3) en (1),

$$-V_2 = (Z_b + Z_c + Z_d) I_2 + Z_b \frac{V_1 - Z_b I_2}{Z_a + Z_b}, \quad (1-45)$$

despejando  $I_2$  de (1-45):

$$I_2 = \frac{-(Z_a + Z_b) V_2 - Z_b V_1}{(Z_a + Z_b)(Z_b + Z_c + Z_d) - Z_b^2};$$

de la figura 1-49b, se tiene que:

$$\begin{aligned} V_x &= -V_2 - Z_d I_2, \\ V_x &= - [(-Z_a + Z_b)(Z_b + Z_c + Z_d) - Z_b^2] V_2 \\ &\quad + Z_d(Z_a + Z_b) V_2 + Z_b Z_d V_1. \end{aligned} \quad (1-46)$$

En la condición de balance  $V_x = 0$ , y de la ecuación (1-46):

$$[(-Z_a + Z_b)(Z_b + Z_c + Z_d) - Z_b^2] V_2 = Z_d(Z_a + Z_b) V_2 + Z_b Z_d V_1,$$

desarrollando los productos y reduciendo términos, se tiene que:

$$\frac{[Z_a Z_b + Z_a Z_c + Z_b Z_c] V_2}{Z_b} = Z_d V_1,$$

el término que multiplica a  $V_2$  es equivalente a  $Z_x$  (después de aplicar la transformación Y -  $\Delta$ ) mientras que  $Z_d$  es equivalente a  $Z_c$ , por lo que la ecuación se reduce a:

$$\begin{aligned} Z_x V_2 &= Z_c V_1 \\ \frac{1}{j\omega X} V_2 &= \frac{1}{j\omega C} V_1 \\ \frac{X}{C} &= \frac{n_2}{n_1}. \end{aligned} \quad (1-47)$$

Otro mérito del puente Blumlein es su gran exactitud cuando se emplea un transformador con un buen acoplamiento. La forma toroidal del núcleo proporciona las menores pérdidas inductivas y

se prefiere para mayor exactitud. Las dos bobinas deben estar juntas en el toroide para asegurar el máximo acoplamiento. Como puede deducirse, el éxito de esta idea depende del hecho de que con un transformador perfectamente acoplado, la razón de voltajes en los devanados depende sólo de la razón de vueltas.

#### Detector de proximidad.

El esquema de un sensor de proximidad elemental que emplea una variante del puente de Blumlein se muestra a continuación (fig. 1-50) y ha sido manufacturado por Fielden.

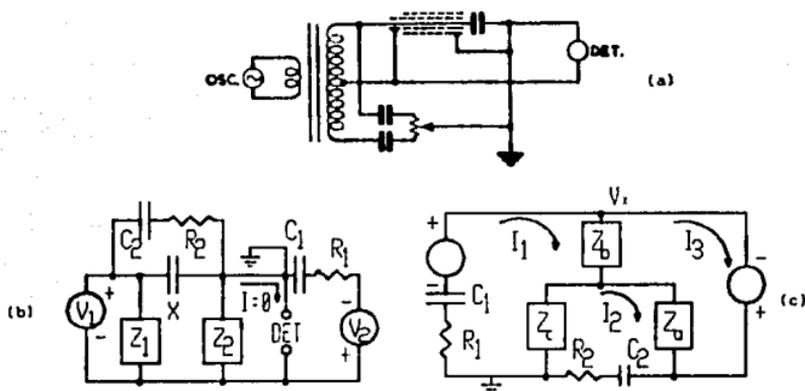


Fig. 1-50 Puente de Blumlein con un electrodo doblemente blindado a) Circuito original (8, fig. 5.13). b) circuito equivalente en la condición de balance. c) Circuito con impedancias en estrella.

Uno de los electrodos se pone a tierra (punto Q en la figura 1-50b) y puede ser parte del objeto cuya posición se desea determinar. El cable del otro electrodo, el sensible, tiene doble pantalla, la interior ( $Z_1$  de la figura 1-50b) conectada al punto central del transformador y la exterior ( $Z_2$ ) a tierra. Cualquier variación en las características del cable entre el conductor del electrodo sensible y la pantalla interior no tiene efecto, ya que

es equivalente a  $Z_1$ ; por otro lado, cualquier variación entre las pantallas interna y externa, tampoco tiene efecto ya que es equivalente a  $Z_2$ . De la figura 1-50c las ecuaciones de lazo en la condición de balance son:

$$\begin{aligned}
 V &= (Z_1 + R_1 + Z_b + Z_c) I_1 - Z_c I_2 - Z_b I_3, \\
 0 &= -Z_1 I_1 + (Z_a + Z_c + Z_2 + R_2) I_2 - Z_a I_3, \\
 V &= -Z_b I_1 - Z_a I_2 + (Z_a + Z_b) I_3.
 \end{aligned}$$

cuyo resultado para  $I_1$  permitirá conocer las condiciones para que se cumpla  $V_x = 0$ , siguiendo un procedimiento similar al anterior.

Suponiendo que no hay pérdidas eléctricas directas entre los electrodos, se pueden detectar cambios de capacitancia de 0.01 pF [8]. El puente opera a una frecuencia de 500 kHz., con la amplitud modulada a 35 kHz. La modulación facilita la amplificación de la señal de error, como ya ha sido apuntado. En la referencia [8] se encuentran varios ejemplos que emplean variantes de este puente de Blumlein.

#### *Alarma por variación de capacitancia SYSTRON-DONNER, modelo BCA-1.*

Este sistema ha sido diseñado para proteger hasta doce armarios de archivo. La sensibilidad puede ajustarse para proporcionar respuestas al contacto o a la aproximación de hasta unos pocos centímetros. El sistema está dotado de una protección automática, y cuenta con un circuito doble contra fallas que asegura un funcionamiento satisfactorio en el caso de producirse una variación excesiva de capacitancia o un corte o interrupción en los cables de antena. Se ha fabricado totalmente en estado sólido e incorpora un circuito compensador de temperatura y humedad. La unidad puede colocarse sin dificultad alguna en una repisa o bien adosarse a cualquier tipo de pared.

La capacitancia eléctrica existente entre los objetos bajo protección y tierra se conecta a un circuito sintonizado dotado de

un transformador con derivación central. El oscilador alimenta al circuito sintonizado e incluye un condensador variable para realizar los ajustes finos del circuito sintonizado y llevarlo a la resonancia. La salida del discriminador suministra una tensión de directa para polarizar el amplificador y el circuito de alarma.

Cualquier variación en la capacitancia del objeto bajo protección desintonizará al discriminador y variará la polaridad del amplificador. La salida del amplificador, después de ser rectificadora, activa el transistor de conmutación e interrumpe la tensión en el relevador de alarma. La unidad de control compensa las variaciones de capacitancia resultantes de la acción de la humedad u otras condiciones ambientales. La adición de un interruptor especial en los cables conductores del objeto bajo vigilancia, proporcionará al circuito de seguridad la posibilidad de pasar a una condición de alarma. Las especificaciones más relevantes son: i) Energía de alimentación: 12 V a.c. suministrados a través del transformador XF-12, 115 V a.c., 50-60 Hz. Un rectificador de media onda mantiene los 6.5 V d.c. a 14 mA. El circuito ha sido diseñado para funcionar en condiciones normales, sin pérdida de sensibilidad, aún cuando acuse variaciones del 85 al 110% de su tensión normal de salida, a una humedad del 85% y a  $30^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$ . ii) Alimentación de emergencia: Batería de níquel-cadmio, carga continua o lenta a 3.4 mA, proporcionando un funcionamiento mínimo de 4 horas. iii) Capacitancia total: El margen total de la capacitancia del objeto bajo protección respecto a tierra, está comprendido entre 0 y 1000 pF aproximadamente. iv) Sensibilidad: Detecta una variación de 5 pF para un máximo de ganancia.

La sensibilidad es relativamente independiente del valor de la capacitancia existente entre un objeto cualquiera y tierra, dado que puede adaptarse al circuito, mediante un conmutador selector que permite una variación, de la anteriormente citada

capacitancia, entre 0 y 1000 pF. La alarma se disparará sólomente si dicha variación se efectúa con la suficiente rapidez o de forma más o menos instantánea. Las variaciones muy lentas, originadas por las condiciones de humedad y temperatura, no dispararán la alarma.

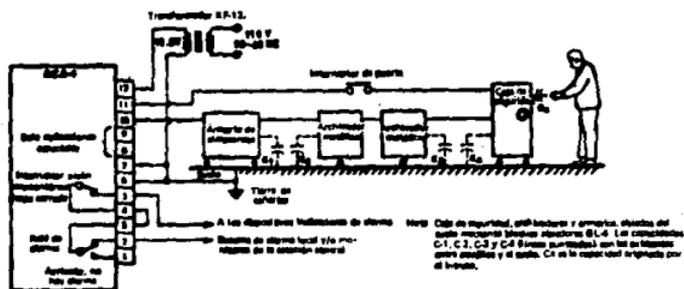


Fig.1-51 Alarma capacitiva SYSTRON-DONNER, modelo BCA-1 [8, fig. 8.4].

Como puede apreciarse, los sensores capacitivos están ampliamente desarrollados y se tienen varias aplicaciones, siendo la más extendida la medición de pequeños desplazamientos mecánicos. El uso de los sensores capacitivos para la medición de pequeños desplazamientos se recomienda sobre la base de que se alcanzan tanto alta sensibilidad como un gran rango dinámico, con un transductor simple. La linealidad de tales transductores se fundamenta en los efectos de los campos parásitos en los bordes de las placas del capacitor. La linealidad sobre un rango más amplio se logra fácilmente permitiendo que el desplazamiento varíe el área efectiva del sistema de placas. Para mayor sensibilidad es preferible variar la separación entre placas, puesto que el cambio

fraccional en capacitancia puede hacerse mucho mayor para un desplazamiento dado.

Los sensores capacitivos de proximidad demuestran tener grandes ventajas sobre los sensores convencionales y su uso seguirá extendiéndose a medida que su gran desventaja, su alta impedancia de salida, pueda manejarse con mayor facilidad.

#### REFERENCIAS

- [1] D.E Bahniuk, "Factories Move to Touchless Sensors", Machine Design, June 22, págs. 75-79, 1989.
- [2] D. Halliday, R. Resnick, Física Parte 2, Compañía Editorial Continental, 1982.
- [3] J.M. Sirvent, Transductores y Medidores Electrónicos, Ed. José Mospín Poblet, Serie Mundo Electrónico, Marcombo, págs. 50-60, 1983.
- [4] A. Boros, Electrical Measurements in Engineering, Ed. Elsevier, 1985.
- [5] J. Alloca, A. Stuart, Transducers. Theory and Applications, Reston Publishing Company. 1984.
- [6] John P. Bentley, Principles of Measurement Systems, Longman Scientific & Technical. Second Edition.
- [7] C. Canali, R. Caprio, M. Prudenziati, A. Taroni. "Sensori de prossimitá Elettronici", Fisica e Tecnologia, vol 4, #2, págs. 95-123, 1981.
- [8] A. F. Giles, Electronic Sensing Devices, Newnes International Monographs in Electrical Engineering and Electronics. London, 1966.
- [9] H. Swearer, Alarma y Protección, Sistemas Electrónicos Instalación y Mantenimiento", Ed. Paraninfo, Madrid 1979.

- [10] R. Pallás Areny, Transductores y Acondicionadores de Señal, Ed Marcombo, 1989.
- [11] T.L. Foldvari y K.S. Lion, "Capacitive Transducers", Instruments & Control Systems, november págs. 77-85, 1964.
- [12] L. Michelson, "Greater precision for noncontac sensors", Machine Design, december 6 págs. 117-121, 1979.
- [13] F. Lepe Casillas, Apuntes de clase de Teoría Electromagnética, DEPFI-UNAM, 1988.
- [14] S. Ramo, J.R Whinnery, T. Van Duzer, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley, 1984.
- [15] D.R. Harrison y J. Dimeff, "A diode-quad bridge circuit for use with capacitance transducers", Review of Scientific Instruments, vol. 44, # 10, october 1973.
- [16] F.E Terman, Radio Engineers Handbook, McGraw-Hill, New York, págs. 112-119, 1943 y H.K.P. Neubert, Instrument Transducers, Oxford University Press, pág. 264, London 1963.

## ANEXO AL CAPITULO DE SENSORES CAPACITIVOS Y CAPACITIVOS DE PROXIMIDAD

En este anexo se presentan algunos trabajos relacionados con sensores capacitivos, principalmente del área de instrumentación. Aunque todas ellas involucran de un modo u otro todos los conceptos expresados en el capítulo correspondiente a Sensores capacitivos y capacitivos de proximidad, los enfoques son diferentes, dependientes de la aplicación requerida. Se tratarán tres circuitos con diodos y dos circuitos para detectores de desplazamiento. Después de la descripción de los tres primeros, se enunciarán algunas de sus ventajas, desventajas y diferencias principales. Los dos últimos se ponen como ejemplo del uso de las configuraciones capacitivas diferenciales en detectores de desplazamiento. Se considerarán únicamente los aspectos más sobresalientes y se invita al lector que desee profundizar a revisar las referencias al final de este anexo.

### *Circuitos con diodos.*

#### 1) Red T-2.

K.S. Lion [1] demostró que el circuito de T-2 de diodos, ilustrado en la figura A-1, es, en muchos aspectos, muy apropiado para la conversión de variaciones de capacitancia en niveles altos de voltajes o corrientes de D.C. y ofrece una combinación de ventajas físicas que no se obtienen con otros sistemas. La operación del circuito es, a grandes rasgos, como sigue:

S es una fuente de radio-frecuencia que proporciona ondas cuadradas simétricas (el circuito opera igualmente con ondas senoidales; sin embargo, el análisis se simplifica con la señal cuadrada) de amplitud  $E_1$ . Durante el medio ciclo positivo el diodo

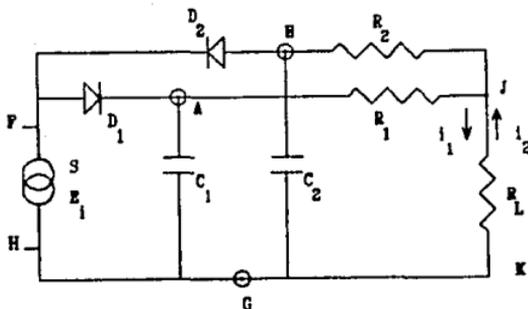


Fig.A-1 Red de Doble T de Diodos (Ponte T-2) para la operación del transductor capacitivo  $C_1$ , donde S es la fuente,  $C_2$  el capacitor de balance y  $R_L$  la carga del circuito. Todos ellos están conectados a tierra (1, fig.2).

$D_1$  conduce y el capacitor  $C_1$  se carga. En el siguiente medio ciclo negativo el diodo  $D_1$  no conduce y el capacitor  $C_1$  se descarga a través de la resistencia  $R_1$  (corriente  $i_1$ ) y de la carga  $R_L$  y a través de la resistencia  $R_2$  y el diodo  $D_2$ . Durante este mismo medio ciclo, el diodo  $D_2$  conduce y el capacitor  $C_2$  se carga. En el siguiente medio ciclo positivo,  $C_2$  se descarga a través de las resistencias  $R_2$  y  $R_L$  (corriente  $i_2$ ) y de la resistencia  $R_1$  y el diodo  $D_1$ . Si los diodos  $D_1$  y  $D_2$  tienen las mismas características y si  $C_1 = C_2$  y  $R_1 = R_2$ , entonces la corriente  $i_1$  es igual a la corriente  $i_2$  y de polaridad opuesta, o sea, la corriente promedio a través de  $R_L$  es cero. Un instrumento de medición conectado en paralelo (voltímetro) a  $R_L$  o un amperímetro en serie con ésta, no mostrará deflexión alguna. Cualquier variación de  $C_1$  o  $C_2$  causará una deflexión en el instrumento. La corriente de D.C. de salida  $I_0$  para  $R_1 = R_2 = R$ , puede expresarse como:

$$I_0 = E_1 \frac{R + 2R_L}{(R + R_L)^2} R f [ C_1 - C_2 - C_1 \exp(-k_1) + C_2 \exp(-k_2) ], \quad (1)$$

donde

$$k_1 = \frac{R + R_L}{2RfC_1(R + 2R_L)} \quad ; \quad k_2 = \frac{R + R_L}{2RfC_2(R + 2R_L)}$$

y  $f$  es la frecuencia de operación de  $S$  en Hz.

La componente de directa del voltaje de salida es

$$E_0 = I_0 R_L$$

Las relaciones anteriores se obtienen del siguiente modo. La figura A-2 muestra los circuitos equivalente durante el medio ciclo negativo de donde se obtienen las siguientes relaciones (para el medio ciclo positivo se obtienen circuitos similares):

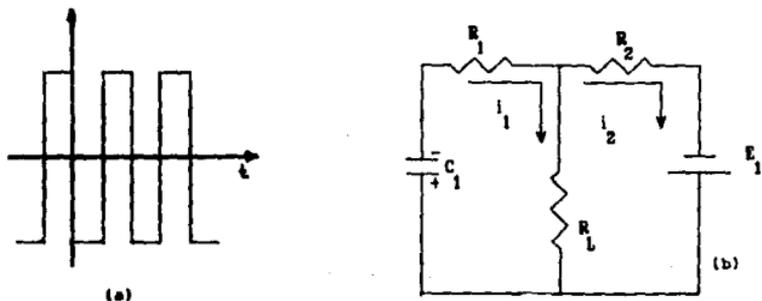


Fig A-2 a) Forma de onda de la fuente. b) Circuito equivalente durante el medio ciclo negativo.

$$V_{C_1} + i_1 R_1 + (i_1 - i_2) R_L = 0, \quad (a)$$

$$(L_2 - L_1) R_L + L_2 R_2 - E_1 = 0, \quad (b)$$

de (b) se tiene que

$$L_2 = \frac{E_1 + L_1 R_L}{R_2 + R_L}, \quad (c)$$

sustituyendo (c) en (a) y recordando que  $L_1 = C_1 dV_{C1} / dt$  se tiene la siguiente ecuación diferencial (considerando  $R_1 = R_2 = R$ ):

$$C_1 [R^2 + 2RR_L] \frac{dV_{C1}}{dt} + [R + R_L] V_{C1} = E_1 R_L,$$

válida en el intervalo  $0 < t < 1/(2f)$  y sujeta a la condición inicial  $V_{C1}(0) = -E_1$  ya que se supone que en el ciclo anterior se cargó el capacitor. La solución de la ecuación con esta condición inicial es:

$$V_{C1}(t) = \frac{E_1}{R + R_L} [-(R + 2R_L) \text{EXP}(-\tau_1 t) + R_L], \quad (d)$$

para el intervalo  $0 < t < 1/(2f)$ , donde

$$\tau_1 = \frac{R + R_L}{C_1 R (R + 2R_L)}$$

La corriente total en la carga  $R_L$  durante este intervalo es  $i_L = i_1 - i_2$ , por lo que se obtiene

$$i_L(t) = \frac{R C_1}{R + R_L} \frac{dV_{C1}}{dt}, \quad 0 < t < \frac{1}{2f}. \quad (e)$$

Para el otro medio ciclo se deben tener en cuenta las

siguientes consideraciones:

- 1.- La tensión de la fuente toma el valor  $+E_1$ .
- 2.-  $C_2$  es ahora el capacitor de la red.
- 3.- Se cumple ahora la condición inicial  $V_{C_1}(1/(2f)) = E_1$ .
- 4.- El resultado es válido en el intervalo  $1/(2f) < t < 1/f$ .

De este modo se obtiene que:

$$V_{C_2}(t) = \frac{-E_1}{R + R_L} \left[ -(R + 2R_L) \text{EXP} [-\tau_2 \{t - 1/(2f)\}] R_L \right], (f)$$

donde

$$\tau_2 = \frac{R + R_L}{C_2 R (R + 2R_L)},$$

y además

$$i_L(t) = \frac{R C_2}{R + R_L} \frac{dV_{C_2}}{dt}, \quad \frac{1}{2f} < t < \frac{1}{f}. \quad (g)$$

La componente de directa o valor promedio es:

$$I_0 = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{1/2f} i_L(t) dt + \int_{1/2f}^{1/f} i_L(t) dt \right], \quad (h)$$

sustituyendo las ecuaciones (e) y (g) en (h) se llega finalmente a

$$I_0 = E_1 \frac{R + 2R_L}{(R + R_L)^2} R f [ C_1 - C_2 - C_1 \text{exp}(-k_1) + C_2 \text{exp}(-k_2) ], (1)$$

con los valores de  $k_1$  y  $k_2$  ya presentados.

El circuito tiene sensibilidad máxima cuando se cumple la

condición  $1/k_1 = 1/k_2 = 0.57$ . Ofrece además las siguientes ventajas según Lion y Foldvari [1].

- 1.- La fuente S, el capacitor sensor  $C_1$ , el capacitor de comparación  $C_2$  y el circuito de salida se ponen a tierra.
- 2.- Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  operan con niveles altos de voltaje, por lo cual operan en la región lineal de sus características.
- 3.- El análisis de K.S. Lion muestra que bajo condiciones óptimas de operación, una variación de  $\pm 10\%$  en la frecuencia de la fuente ocasiona un cambio en la sensibilidad o en la señal de salida menor al 1%. El circuito no requiere estabilización de frecuencia.
- 4.- El voltaje de salida es muy alto. Cuando se opera con un voltaje de entrada  $E_1$  senoidal de  $46 V_{RMS}$  a una frecuencia de 1.3 MHz., una variación de capacitancia en el rango de -7 a +7 pF. ocasiona un cambio en el voltaje de salida de -5 a +5 V D.C. en una carga de 1 M $\Omega$ . (o sea, 10 V totales).
- 5.- La impedancia de salida es del orden de  $R_1$  o  $R_2$  (de 1 a 100 k $\Omega$ ) y es virtualmente independiente de  $C_1$  o  $C_2$ ; mediante una selección adecuada de  $R_1$  y  $R_2$ , la corriente de salida puede medirse directamente con un micro o miliamperímetro.
- 6.- El nivel de ruido a la salida, medido en un ancho de banda de 7kHz., es del orden de 10  $\mu V$ , que relacionado a un voltaje típico de salida de 10 V, proporciona la razón señal a ruido es de  $10^6$  (S/N = 120 db).
- 7.- El tiempo de levantamiento de la señal de salida depende de la resistencia de carga. Para una resistencia de carga de 1000  $\Omega$ , el tiempo de levantamiento es del orden de 20  $\mu s$ , de modo que pueden medirse movimientos mecánicos rápidos.
- 8.- Para un capacitor de placas paralelas y distancia de separación entre ellas de 0.0125 pulg., la sensibilidad sobre un rango pequeño de movimientos es del orden de 400 V/cm.

Para una frecuencia de 1 MHz., este puente opera mejor con valores de capacitancias dentro del rango de 1 a 100 pF.

2) Puente con cuatro diodos.

R. Harrison y J. Dimeff [2] proponen el circuito ilustrado en la figura A-3. En el análisis de este nuevo circuito, para la figura A-3(a) se supone: (1) que los diodos funcionan como conmutadores (switches) ideales; (2) que la caída de voltaje en el diodo es insignificante y (3) que los capacitores de acoplamiento  $C_c$  son mucho mayores que  $C_1$  y  $C_2$ . Obsérvese la ausencia de resistencias en este circuito.

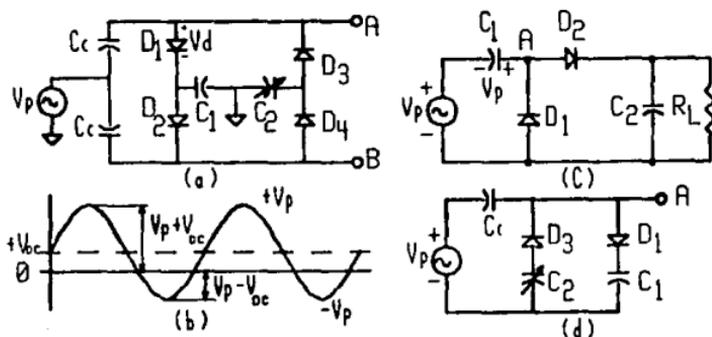


Fig. A-3 Circuito de 4 diodos para transductor capacitivo. (a) Circuito del transductor. (b) Onda de voltaje en la terminal A. (c) Circuito doblador de voltaje convencional. (d) Mitad superior del circuito [2, fig. 2].

La forma de onda en la figura A-3(b) representa a un voltaje senoidal de excitación y a una señal de D.C. de salida presente en la terminal A. En la terminal B existe una condición de voltaje similar excepto que el voltaje de directa es igual y de signo opuesto. En este análisis se considerará solo la mitad superior de este circuito, ya que se asumirá que ocurre un efecto igual en la otra mitad. Esta aproximación también supone que las dos mitades

no interactúan entre sí, lo cual puede ser erróneo. Una mitad del circuito sirve para descargar la carga colocada en  $C_1$  y  $C_2$  por la otra mitad, por lo que tal interacción ocurre en realidad. Un análisis más detallado podría considerar esta interacción, pero al final el resultado será prácticamente el mismo que el obtenido con las consideraciones presentadas aquí.

La señal en  $C_1$  de la figura A-3(b) indica que se desarrolla un voltaje de directa en  $C_1$  cuando el circuito se energiza con la señal mostrada de A.C. Para entender por qué se desarrolla este voltaje de directa, considérese un circuito convencional doblador de voltaje (fig. A-3(c)). El capacitor  $C_1$  en serie se supone ya cargado como resultado de la conducción del diodo  $D_1$  a medida que el voltaje del generador se hace negativo. Así,  $C_1$  se carga al valor pico del generador  $V_p$  con la polaridad mostrada. Ahora, este voltaje en  $C_1$  actúa como una batería en serie que se suma al voltaje del generador cuando su polaridad se hace positiva. La descarga ocurre entonces a través de  $D_2$  para proporcionar aproximadamente  $+2V_p$  a través de la carga  $R_L$ .

En el circuito de la figura A-3(d), que representa la mitad superior de la figura A-3(a), ocurre una condición similar excepto que el diodo  $D_3$  se conecta en serie con el capacitor  $C_2$  a tierra. No obstante, al igual que  $D_1$  cargó a  $C_1$  en el circuito de la figura A-3(c) al voltaje  $V_p$ , así también  $D_3$ , en el circuito de la figura A-3(d), carga a  $C_2$  excepto que el nivel de voltaje se determina por el valor de  $C_2$  puesto que  $C_c \gg C_2$  (ciclo negativo). Cuando  $D_1$ , en el circuito de la figura A-3(d), conduce,  $C_c$  se descarga una cantidad determinada por el valor de  $C_1$  (ciclo positivo). La carga restante en  $C_c$  da lugar a un voltaje de directa en el punto A ( $V_{dc}$ , o sea  $V_{dc} = V_{cc}$ ), el cual es una función de la diferencia entre  $C_1$  y  $C_2$ . Más aún, debido a que el punto A está flotando (no está a tierra), este nivel de voltaje de directa se autoajustará a un nivel tal que  $C_1$  y  $C_2$  queden

Igualmente cargados. Para ver por qué es esto, considérese nuevamente la condición de voltaje de la figura A-3(b). Si se permite que  $C_2$  aumente su capacitancia una cantidad  $\Delta C$ , el voltaje de directa en  $C_c$  también se incrementará por una cantidad  $\Delta V_{dc}$ . El voltaje total al que  $C_1$  puede cargarse es  $V_p + V_{dc} + \Delta V_{dc}$ . Así, la carga producida en  $C_c$  por un cambio en  $C_2$  transferirá una cantidad de carga a  $C_1$  por el cambio producido en  $\Delta V_{dc}$ . Como consecuencia de esta acción, la carga en  $C_c$  estará cambiando, pero alcanzará un equilibrio en corto tiempo, lo que resulta en que la transferencia neta de carga a  $C_c$  se hace cero. Esta carga transferida puede escribirse como

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2 = 0. \quad (A-1)$$

Examinando la señal de la figura A-3(b), se pueden determinar la magnitud de los voltajes que  $C_1$  y  $C_2$  tendrán después de que se alcance el equilibrio. Debido a la polaridad del diodo  $D_1$ ,  $C_1$  se cargará con un valor de  $|V_p + V_{dc}|$  y similarmente  $C_2$  se cargará al valor de  $|V_p - V_{dc}|$  (se emplean valores absolutos puesto que se desea obtener el cociente de la magnitud de ambos voltajes). Por lo tanto, por la condición de la ecuación (A-1), se puede escribir  $Q_1 = Q_2$  o

$$(V_p + V_{dc}) C_1 = (V_p - V_{dc}) C_2,$$

de donde se obtiene la siguiente relación

$$\frac{V_{dc}}{V_p} = - \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$$

en la terminal A. El voltaje al cual se cargarán  $C_1$  y  $C_2$  será ligeramente menor, considerando la caída de voltaje a través de los diodos. La expresión entonces se convierte en

$$\left. \frac{V_{dc}}{V_p - V_d} \right|_A = - \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \quad (A-2)$$

donde se supone que  $V_{d1} = V_{d2}$ . Puesto que el voltaje inducido en la terminal B es

$$\left. \frac{V_{dc}}{V_p - V_d} \right|_B = + \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \quad (A-3)$$

entonces el voltaje entre las terminales A y B es

$$\left. \frac{V_{dc}}{V_p - V_d} \right|_{AB} = 2 \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \quad (A-4)$$

Sin embargo, la salida de directa podría verse reducida como resultado de la impedancia efectiva del transductor ( $Z_n$ ) que está cargando a  $Z_L$ . La salida también podría afectarse por el voltaje de carga pico que se reduce por el divisor capacitivo de voltaje formado por  $C_c$  y  $C_1$  o  $C_2$ . Una expresión más exacta que incluye estos efectos es [2]:

$$\left. \frac{V_{dc}}{V_p - V_d} \right|_{AB} = 2 \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \frac{Z_L}{Z_L + Z_n} \frac{C_c}{C_c + C_1} \quad (A-5)$$

Derivando la ecuación (A-5), se pueden calcular los voltajes de salida para cambios en capacitancia. Sin embargo, es más significativo calcular la sensibilidad definida como la razón del cambio fraccional en el voltaje de salida entre el cambio fraccional en capacitancia :

$$S_c^v = \frac{dV_0 / (V_p - V_d)}{dC/C_0} \quad (\text{A-6})$$

donde  $C_0$  denota la evaluación en el punto de balance, es decir, donde  $C_1 = C_2 = C_0$  y  $V_0$  es el voltaje de salida en la condición de balance.

Usando esta expresión normalizada, los efectos sobre la sensibilidad debidos a la configuración del circuito, a los elementos del mismo y a la frecuencia de excitación, se hacen transparentes con respecto al nivel del voltaje de alimentación y al valor de la capacitancia del transductor, por lo tanto, esta expresión es una forma más general para la sensibilidad.

Calculando el factor de sensibilidad para el circuito se obtiene que es -1 para las condiciones  $Z_L \gg Z_n$  y  $C_c \gg C_2, C_1$ . Este resultado indica que la sensibilidad del circuito es independiente de la configuración y elementos del mismo y de la frecuencia de excitación. Para uso normal,  $C_1$  y  $C_2$  tiene un valor muy parecido y pueden tener coeficientes de temperatura muy semejantes. Para estas condiciones, un cambio de temperatura producirá el factor común  $(1 + \Delta C/C)$  para cada término de capacitancia en la ecuación (A-4) y será, por lo tanto, cancelable. No obstante, en la práctica todos los circuitos con diodos, serán afectados por variaciones de éstos. De hecho, los diodos pueden producir fluctuaciones considerables a la salida si no se tiene cuidado en la selección de un circuito térmicamente apareado. En la condición de balance o cerca de ella, la contribución calculada de los diodos al voltaje de salida es

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{2} [(V_{d1} - V_{d2}) - (V_{d3} - V_{d4})], \quad (\text{A-7})$$

lo cual sugiere una compensación térmica cuando menos en pares y

de preferencia para todos los diodos. Si se desea determinar la relación entre el voltaje de salida con respecto al voltaje de excitación (ecuación (A-4)) para estudiar el desempeño del circuito, se pierde un poco de vista la influencia del voltaje de excitación en la salida del circuito. Primero, debiera ser claro que un cambio porcentual en la amplitud del voltaje de excitación producirá un correspondiente cambio porcentual en el voltaje de salida. Segundo, se tiene poca diferencia en el desempeño del circuito cuando se usa con transductores capacitivos si la señal de excitación es senoidal, cuadrada, triangular, diente de sierra, rectangular, o si tiene ciclo de trabajo simétrico o asimétrico. Esta característica puede ser una ventaja importante en muchas aplicaciones donde las señales senoidales son inconvenientes pero existen otras de los tipos mencionados. La impedancia efectiva del transductor  $Z_{\bullet}$  la determinaron experimentalmente los autores del artículo a la frecuencia,  $f_c$ , de 1.0 MHz ( $C_1 = C_2$  y  $C_c = 0.018 \mu\text{F.}$ ) y está dada por la siguiente aproximación

$$Z_{\bullet} \approx 2X_{C_2}, \quad (\text{A-8})$$

donde  $X_{C_2}$  es la reactancia de  $C_1$  o  $C_2$ , la cual indica que se tendrán grandes valores para frecuencias de excitación,  $f_c$ , bajas, y por lo tanto, impone un límite a la carga o al valor mínimo de  $f_c$  para una carga dada.

El tiempo de respuesta del circuito está limitado por la combinación de la impedancia efectiva y de los capacitores de acoplamiento. La respuesta a la función escalón de la capacitancia del transductor sin carga está dada por la siguiente expresión [2]:

$$V_{\bullet}(t) = V_{dc} (1 - \text{EXP}(-t/Z_{\bullet}C)), \quad (\text{A-9})$$

donde  $C = \frac{1}{2}(C_c + C_{\text{cable}})$  y  $Z_{\bullet}$  está dada por la ecuación (A-8).

La ecuación (A-9) indica que para obtener un tiempo de respuesta rápido,  $C_c$  debe ser pequeño pero lo suficientemente grande para que  $C_c \gg C_2$  con el fin de prevenir una reducción en la sensibilidad. Más aún, considerando que el transductor y los diodos constituyen una fuente de señal con una impedancia  $Z_s$ , se verificó [2] experimentalmente que la frecuencia de corte de la señal,  $f_{sco}$ , para la salida diferencial está dada por

$$f_{sco} = (C_2/C_c) f_s, \quad (A-10)$$

donde  $C_c \gg C_{\text{cable}}$ .

### 3) Red de 2 diodos.

Otro circuito puente con similares características es propuesto por D.R. Harrison, W.K. Kervin y G.L. Schaffer [3] para investigaciones en las cuales el transductor deba estar inmerso en el medio de experimentación. Según los autores, los valores de los elementos usados en el circuito aquí presentado, figura A-4, son compatibles con técnicas de circuitos integrados, por lo que el circuito puede localizarse en el transductor y conectarse por medio de un cable coaxial a la fuente de energía y al equipo indicador. El tamaño pequeño que se logra mediante el uso de algún circuito integrado híbrido presenta grandes ventajas en las aplicaciones biomédicas.

El circuito de la figura A-4 puede entenderse considerando a los diodos, otra vez, como conmutadores perfectos. Como ya se ha mencionado, la aplicación de pulsos, ondas cuadradas o senoidales, carga los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  ( $C_2$  representa al transductor) a través de los dos diodos, los cuales se conectan con polaridad mostrada. Esto ocasiona la carga del capacitor de acoplamiento  $C_c$ , que no está a tierra, a un nivel proporcional a la diferencia en cargas entregada a las ramas respectivas. Para fines de este breve

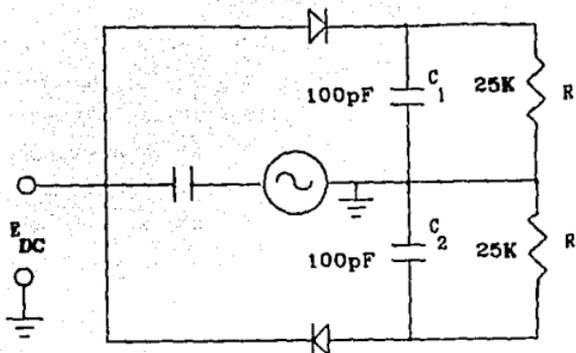


Fig.A-4 Puente de dos diodos de Harrison  
Kerwin y Schaffer [3, fig. 1].

análisis, se considerará que la carga con que cada rama contribuye tiene dos componentes, una que se denominará resistiva,  $q_r = Vt/R$ , y una capacitiva,  $q_c = C_0 V$ , donde  $C_0$  es el valor de cualquiera de ambos capacitores.

Para la mejor comprensión de las características de este circuito, se presenta a continuación un breve análisis. En la condición de estado estable, esto es, cuando la capacitancia del transductor  $C_2$  ha cambiado de su condición de balance pero ya no varía con respecto al tiempo, la carga neta en  $C_c$  es cero, como ya se ha explicado antes. Se puede demostrar que el voltaje promedio de directa para una onda pulsante, desarrollado en el capacitor de acoplamiento, está relacionado con los parámetros del circuito. Con referencia al voltaje en  $C_c$  como se muestra en la figura A-5(a) y al circuito redibujado en la figura A-5(b), se supone que la capacitancia de la juntura del diodo es insignificante comparada con aquella del transductor y que  $C_c \gg C_2$ . Entonces, para la condición de estado estable, se tiene que (ecuación (A-1)):

$$\Delta Q_c = Q_1 - Q_2 = 0, \quad (A-1)$$

donde  $Q_1$  y  $Q_2$  son las cargas en  $C_c$  como resultado de la carga

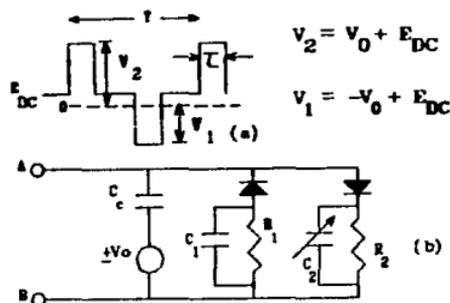


Fig. A-5 Circuito y señales para deducir la salida.  
(a) Componentes de AC y de DC del voltaje en las terminales A y B. (b) Circuito puente del transductor [3, fig. 2].

entregada a las respectivas ramas. Como se mencionó al principio,  $Q_1$  y  $Q_2$ , cada una, tienen dos componentes,  $Q_R$  debida a la resistencia (con  $V_1$  definido en la figura A-5(a))

$$Q_{R1} = [(V_1 - V_{D1})/R_1]\tau, \quad (A-11)$$

donde  $\tau$  es el ancho del pulso de la fuente de excitación, y  $Q_c$  debida al capacitor

$$Q_{C1} = C_1(V_1 - V_{D1})[1 - \text{EXP}((T - \tau)/R_1 C_1)], \quad (A-12)$$

donde  $T$  es el periodo de la señal de la fuente ; esto equivale a una carga total de

$$Q_1 = [(V_1 - V_{D1})/R_1]\tau + C_1(V_1 - V_{D1})[1 - \text{EXP}((T - \tau)/R_1 C_1)], \quad (A-13)$$

La sensibilidad fraccional de la ecuación (A-18), definida como la razón del cambio fraccional en el voltaje de salida entre el cambio fraccional en capacitancia que lo provoca, obtenida mediante derivación es

$$\frac{dE/E}{dC/C_2} = \frac{dE_{DC}}{dC_2} \cdot \frac{C_2}{E_{DC}}$$

$$= -\frac{1}{2} \frac{1 - \{1 + (T/RC_2)\{1 - (\tau/T)\}\} \text{EXP}\{- (T/RC_2)\{1 - (\tau/T)\}\}}{1 + (T/RC_2)\{1 - (\tau/T)\} - \text{EXP}\{- (T/RC_2)\{1 - (\tau/T)\}\}} \quad (\text{A-19})$$

donde se supuso que  $R_1 = R_2 = R$ . En este caso el voltaje de salida es  $E_{DC}$  mientras que  $C_2$  es la capacitancia variable o del transductor. Además, el resultado se evalúa en condición de balance, o sea cuando  $C_1 = C_2$  y así se obtiene (A-19).

La sensibilidad graficada como función de  $T/RC_2$  para algunos valores específicos de  $\tau/T$ , genera la familia de curvas mostrada en la figura A-6. Debe notarse que el valor de  $\tau/T = 0.5$  corresponde a una sensibilidad mínima; que a medida que  $\tau/T \rightarrow 0$ ,

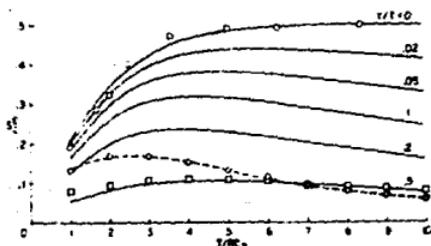


Fig. A-6 Sensibilidad vs.  $T/RC_2$ . ---- Curva aproximada. — curva teórica (A-20).  
 • onda pulsante:  $t = 10\text{ms}$ ,  $RC_2 = 200\text{ms}$ ;  
 ▲ onda senoidal:  $RC_2 = 1.5\text{ms}$ ; □ onda cuadrada:  $RC_2 = 1.5\text{ms}$  (3, fig. 3).

se obtiene la mejor sensibilidad; y que para valores de  $T/RC_2 > 6$ , la sensibilidad se hace casi independiente del periodo de la señal de excitación. A medida que  $\tau/T$  se hace cero, la sensibilidad se reduce a

$$\frac{dE/E_m}{dC/C_2} = -\frac{1}{2} \frac{1 - (1 + (T/RC_2)) \text{EXP}\{- (T/RC_2)\}}{1 - \text{EXP}\{- (T/RC_2)\}} \quad (\text{A-20})$$

y a medida que  $T/RC_2$  tiende a infinito, la sensibilidad tiende a  $-\frac{1}{2}$ . Esta condición casi se satisface para  $T/RC_2 = 6$ , produciendo una sensibilidad de 0.493. Los datos experimentales presentados en la figura A-6 para un ancho de pulso  $\tau$  fijo, tienen por objeto demostrar la independencia de la sensibilidad del circuito a las variaciones de  $T/RC_2$ .

Si se considera la salida (ecuación A-18) para estas condiciones, se reduce a

$$E_{DC}/E_m = (C_1 - C_2)/(C_1 + C_2), \quad (\text{A-21})$$

que es independiente de  $R$  y  $T$ . La insensibilidad a  $R$  es importante para circuitos integrados. También es significativo que si ambos,  $C_1$  y  $C_2$ , se incrementasen igualmente (por ejemplo a causa de un cambio de temperatura), el incremento se cancelaría. Este efecto no lo pueden proporcionar todos los circuitos con diodos. A pesar de que el circuito es independiente de la estabilidad de la frecuencia de la señal de excitación, debe estar claro que la estabilidad de la amplitud de la misma tendrá un efecto directo en la salida para condiciones de desbalance. Más aún, el efecto sobre la salida como resultado de caídas de voltaje diferentes en los diodos, debidas a diferencias de temperaturas o desacoplamientos, es [3]

$$E_{DC} = \frac{1}{2} (V_{D2} - V_{D1}). \quad (A-22)$$

Si  $C_2 = C_0 + \Delta C$  y  $C_1 = C_0$ , la ecuación (A-21) se convierte en

$$\frac{\Delta E_{DC}}{E_{DC}} = -\frac{1}{2} \{ (\Delta C/C_0) / [1 + \frac{1}{2}(\Delta C/C_0)] \}. \quad (A-23)$$

La razón de cambio en el voltaje de salida para un cambio pequeño en la capacitancia, es lineal. Lo anterior puede verse del siguiente modo: para pequeños cambios en capacitancia, se cumple que  $\Delta C \ll C_0$ , además, sea  $x = \frac{1}{2}\Delta C/C_0$ ; la ecuación (A-23) se convierte en

$$\frac{\Delta E_{DC}}{E_{DC}} = -x \frac{1}{1+x}; \quad (a)$$

con la condición de que  $x \ll 1$ , la expresión  $1/(1+x)$  puede desarrollarse y toma la forma

$$1/(1+x) = 1 - x + x^2 - x^3 + x^4 - \dots \quad (b)$$

Sustituyendo (b) en (a) se tiene

$$\frac{\Delta E_{DC}}{E_{DC}} = -x \frac{1}{1+x} = -x + x^2 - x^3 + x^4 - x^5 + \dots \quad (c)$$

Sin tomar en cuenta los términos de orden superior, se tiene una variación lineal de la ecuación (A-23), o sea, dependiente únicamente de  $x = \frac{1}{2}\Delta C/C_0$  para valores pequeños de  $\Delta C$ . Para cambios mayores en la capacitancia, la salida se desvía de una línea recta, en este caso dada por  $\Delta E_{DC}/E_{DC} = -x$ , un porcentaje dado por

$$\frac{E - \Delta E_0}{\Delta E_0} = \frac{-\frac{1}{2} (\Delta C/C_0) \{1 / [1 + \frac{1}{2} (\Delta C/C_0)]\} + \frac{1}{2} (\Delta C/C_0)}{-\frac{1}{2} (\Delta C/C_0)} \quad (\text{A-24})$$

$$= -\frac{1}{2} \frac{(\Delta C/C_0)}{1 + \frac{1}{2} (\Delta C/C_0)}, \quad (\text{A-25})$$

donde  $E = E_{DC}/E_m$  y  $\Delta E_0 = -\frac{1}{2} \Delta C/C_0$ . Esta cantidad tiene características de porcentaje de desviación o separación de la recta  $x$ . Lo anterior podría entenderse mejor si se considera únicamente al dividendo de la ecuación (A-15) ( $x = \frac{1}{2} \Delta C/C_0$ ):

$$E - \Delta E_0 = \frac{-x}{1+x} + x = x \frac{x}{1+x}. \quad (\text{A-25a})$$

La curva diferencia es igual a la original multiplicada por un factor  $x$ , o sea, resulta tan pequeña como lo sea  $x$ .

Si el transductor capacitivo puede simularse mediante un pistón moviéndose linealmente con respecto a una placa fija, entonces el cambio en capacitancia puede relacionarse con el cambio en distancia de un modo análogo al de la ecuación (A-23), cambiando  $\Delta E_{DC}/E_m$  por  $\Delta C/C_d$  y  $\frac{1}{2} \Delta C/C_0$  por  $\Delta d/d$  se tiene

$$\frac{\Delta C}{C_d} = -\frac{\Delta d}{d} \frac{1}{1 + (\Delta d/d)}. \quad (\text{A-26})$$

Esta ecuación tiene propiedades iguales a la ecuación (A-23). Por otro lado, dada la importancia del factor  $x$  en ambas ecuaciones (en una con valor de  $\frac{1}{2} \Delta C/C_0$  y en la otra con valor de  $\Delta d/d$ ), puede verse como un factor de relación entre dos criterios diferentes de diseño: en uno se consideran las características tanto del transductor como de un circuito de medición asociado, en el otro sólo se consideran las características del transductor.

Desde este punto de vista, se considera que las no linealidades del transductor y del circuito combinadas ( $\frac{1}{2}\Delta C/C_0$ ) son la mitad que las del transductor en sí ( $\Delta d/d$ ). Sin embargo, en la práctica, este grado de compensación no puede lograrse debido a las capacitancias parásitas ( $C_{\text{par}}$ ). Éstas afectan reduciendo la sensibilidad por el factor  $C_d/C_0$  y modifican la desviación a una línea recta para cambios en el espaciado por el factor  $1 + (C_{\text{par}}/C_0)$ , donde  $C_d$  es la capacitancia del transductor y  $C_0$  es la capacitancia del circuito igual a  $C_{\text{par}} + C_d$ .

Del análisis anterior, se deduce que para optimizar la sensibilidad a cambios de capacitancia, la componente resistiva de la carga deberá minimizarse. Esto puede lograrse haciendo pequeña la razón del ancho del pulso entre la resistencia,  $\tau/R$ . Para un conjunto particular de valores, la sensibilidad se aproxima a  $\frac{1}{2}$  y, al hacer  $\tau$  pequeña, se hace independiente a cambios en la frecuencia de la señal de excitación y al valor de  $R$ . Por otra parte, para optimizar la sensibilidad a cambios en resistencia y proporcionar independencia de la capacitancia, incluyendo parásitas, el ancho del pulso,  $\tau$ , debe ser tan grande y la resistencia  $R$  tan pequeña como sea posible.

Como puede apreciarse, estos circuitos presentan características muy similares. Los tres son relativamente insensibles a la frecuencia de operación de la fuente de excitación, trabajan a niveles altos de voltaje y pueden ser blindados de forma adecuada. El puente de Harrison y Dimeff ofrece una resolución fraccional de capacitancia ( $\Delta C/C_0$ ) de  $4.4 \times 10^{-8}$  dentro del ancho de banda de 10 - 30 Hz. Además, evita el uso de resistencias lo que se traduce en la obtención de menores señales de ruido. También permite que pueda tenerse tanto salida diferencial como simple y que ambas señales, la de entrada y la de salida, usen el mismo cable coaxial, lo cual es conveniente para

mediciones remotas. El último puente descrito [3], tiene la ventaja adicional de que es relativamente insensible también a los cambios de temperatura y que la rama que contiene al transductor puede balancearse con una resistencia en la otra rama. En general, los tres circuitos presentan características importantes, siendo las más importantes su insensibilidad a la frecuencia excitación y su disponibilidad para apantallar y poner a tierra adecuadamente al transductor.

#### *Detectores de desplazamiento.*

##### 1) Detector de desplazamiento aplicado en Sismología.

En el estudio de la propagación de ondas sísmicas, es altamente deseable medir los desplazamientos superficiales directamente. También es deseable observar de manera independiente la componente de desplazamiento tangencial a la superficie (en la dirección de propagación) y la componente normal a ella. Estas observaciones harían posible comprobaciones directas de las teorías sobre la propagación de ondas superficiales. En 1951 se le ocurrió a W. L. Roever que tales mediciones podrían realizarse por un sistema [4] como el que se muestra en la figura A-7. Los dos osciladores de frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  contienen, respectivamente, los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  como elementos determinadores de la frecuencia. La placa a tierra, común a ambos capacitores, es de una estructura muy ligera y se fija a la superficie bajo estudio.

La operación es como sigue: Un movimiento lateral de la superficie mueve la placa a tierra de modo tal que se incrementa la frecuencia de un oscilador y se decrementa la otra, produciéndose un cambio relativamente grande en la diferencia de ellas, siendo el cambio en la suma casi imperceptible. Por otra parte, un desplazamiento vertical de la superficie mueve la placa de tal modo que incrementa o decrementa ambas frecuencias al mismo tiempo; por el contrario, aquí se produce un cambio relativamente

grande en la suma de las frecuencias mientras que la diferencia

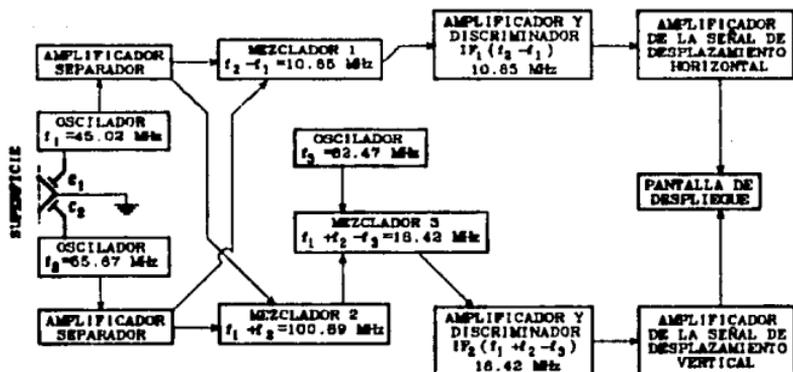


Fig.A-7 Diagrama a bloques del detector de desplazamiento [4, fig.1]

entre ellas casi no cambia. Los componentes restantes del sistema sirven para obtener, amplificar y demodular dos frecuencias intermedias que contienen en FM las desviaciones de frecuencia producidas por los desplazamientos.

La dependencia de la frecuencia de un oscilador con respecto a la distancia de separación entre las placas del capacitor colocado en su circuito sintonizado puede obtenerse del siguiente modo:

$$\frac{df}{dd} = \frac{d}{dd} \left[ \frac{1}{2\pi} \left( L \frac{eA}{d} \right)^{-1/2} \right].$$

de donde se obtiene que

$$df/f = dd/2d, \quad (A-27)$$

donde  $d$  es la separación entre placas, por lo que para cambios

pequeños en la separación entre placas comparados con la separación total, el cambio en la frecuencia puede considerarse como una función lineal del desplazamiento o de las placas del capacitor. Este sistema involucra dos circuitos resonantes. Sus frecuencias deber ser, evidentemente, diferentes para que no haya una interacción indeseable entre ellos. También, los capacitores detectores deben tener valores semejantes al de las capacitancias parásitas porque sus dimensiones físicas deben ser muy pequeñas para detectar desplazamientos mecánicos de longitud de onda pequeña. Los dos circuitos resonantes de este sistema se muestran en la figura A-8.

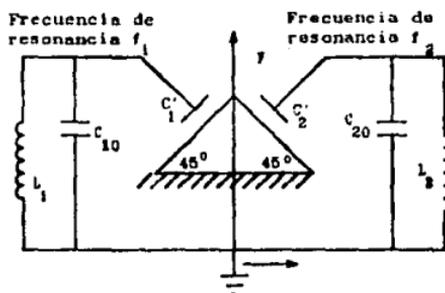


Fig.A-8 Circuito simplificado de los capacitores detectores y sus circuitos resonantes. [4, fig. 2].

En este diagrama,  $C_{10}$  y  $C_{20}$  son las capacitancias parásitas de sus circuitos respectivos y son fijas;  $C'_1$  y  $C'_2$  son las capacitancias sensoriales y dependen de su respectiva separación de la placa; y  $L_1$  y  $L_2$  son las inductancias en los circuitos resonantes. Mediante una manipulación algebraica se puede expresar la suma y la diferencia de frecuencias como

$$(f_1 + f_2) = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{(L_1 C_1)^{1/2}} + \frac{1}{(L_2 C_2)^{1/2}} \right] \quad (\text{A-28})$$

y

$$(f_2 - f_1) = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{(L_2 C_2)^{1/2}} - \frac{1}{(L_1 C_1)^{1/2}} \right]. \quad (\text{A-28b})$$

En las ecuaciones anteriores se tiene

$$C_1 = C_{10} + C'_1 = C_{10} + (cA/d_1) \quad (\text{A-29})$$

y

$$C_2 = C_{20} + C'_2 = C_{20} + (cA/3d_2), \quad (\text{A-29b})$$

donde  $d_1$  y  $d_2$  son las separaciones a la placa de los dos capacitores  $C'_1$  y  $C'_2$ , y  $A$  es el área de las placas. El sensor se construye de tal manera que para desplazamiento cero,  $d_1 = d_2$ ,  $C'_1 = C'_2$  y las placas de los dos capacitores,  $C'_1$  y  $C'_2$ , se colocan en ángulo recto entre sí y a  $45^\circ$  con respecto a la superficie base. Usando las expresiones (A-29), sustituyendo en (A-28) y derivando con respecto a  $y$  y  $x$ , respectivamente, se obtiene una expresión general para los cambios en la suma y la diferencia de las frecuencias. Además, si se escogen los valores adecuados de  $C_{10}$  y  $C_{20}$  de tal modo que

$$f_1/C_1 = f_2/C_2, \quad (\text{A-30})$$

las expresiones para los cambios de frecuencia se reducen a [4]:

$$d(f_1 + f_2) = - \frac{C'_1 f_1}{\sqrt{2} d_1 C_1} dy = - \frac{C'_2 f_2}{\sqrt{2} d_2 C_2} dy \quad (\text{A-31})$$

y

$$d(f_2 - f_1) = - \frac{C'_1 f_1}{\sqrt{2} d_1 C_1} dx = - \frac{C'_2 f_2}{\sqrt{2} d_2 C_2} dx . \quad (\text{A-31b})$$

La importancia de la ecuación (A-31) es doble. No sólo proporcionan las sensibilidades teóricas del detector, sino, más importante, muestra que el sistema puede ser diseñado para proporcionar respuestas por separado de los desplazamientos normal y tangencial los cuales son independientes entre sí.

Las frecuencias de oscilación tienen que ser tan grandes como sea posible por dos razones. Primero, la cantidad detectable es la variación de frecuencia y ésta es proporcional a la frecuencia misma como lo muestra la ecuación (A-31). Puesto que se desean estudiar desplazamientos extremadamente pequeños (100 angstroms), es necesario maximizar la variación de frecuencia detectable. Segundo, las frecuencias de oscilación son inversamente proporcionales a  $C^{1/2}$ , y puesto que las longitudes de onda de los desplazamientos son de pocos centímetros, es necesario usar sensores pequeños y por lo tanto frecuencia alta. Por otra parte, es de esperarse que a frecuencias por encima de 100 MHz. se introduzcan dificultades de diseño. Por lo tanto, si se piensa que va a usarse la frecuencia suma, 50 MHz. parece ser el mejor valor para los osciladores. Parece obvio que los osciladores deben diseñarse para operar con muy baja deriva o fluctuación en frecuencia debido a que los amplificadores que manejan las frecuencias de portadora son amplificadores sintonizados y una fluctuación de estas frecuencias, desplazarían a las portadoras del centro de sus bandas de paso y eliminarían el punto cero de la operación del discriminador. Por lo anterior, el primer criterio para los osciladores es su estabilidad en frecuencia. Ordinariamente, ésta puede lograrse fácilmente con osciladores de

cristal; sin embargo, en este caso son inadecuados porque los sensores capacitivos deben ser los elementos que determinan la frecuencia. El oscilador Clapp es el que tiene mejor estabilidad entre los osciladores de radio frecuencia y es el que se propone. Como ya se comentó, las frecuencias alrededor de 50 MHz. se consideraron ideales y se escogieron con una diferencia entre ellas de aproximadamente 10 MHz. Los autores del artículo hicieron esta elección pensando que la diferencia cae dentro del rango de frecuencias intermedias. La frecuencia suma, de aproximadamente 100 MHz., es muy grande para una amplificación directa adecuada, por lo que se incluye un tercer oscilador de frecuencia fija,  $f_3$ , para batir o mezclar para reducir la frecuencia suma a un valor adecuado para su amplificación y detección. Su frecuencia se escoge aproximadamente 18 MHz. por debajo de la frecuencia suma. Además, debe ser diferente de  $f_2 - f_1$ , no tener relación armónica con ésta y debe estar dentro de un rango adecuado para su correcta amplificación. Las frecuencias propuestas son:  $f_1 = 55.87$  MHz.;  $f_2 = 45.02$  MHz.;  $f_3 = 82.47$  MHz., mientras que los valores seleccionados para las capacitancias son:  $C_1 = 4$  pF.;  $C_2 = 5$  pF.;  $C_{10} = 1.5$  pF.;  $C_{20} = 2.5$  pF.;  $C'_1 = 2.5$  pF.;  $C'_2 = 2.5$  pF.;  $L_1 = 3.1$   $\mu$ H.;  $L_2 = 1.6$   $\mu$ H.

## 2) Transductor de desplazamiento para instrumentación.

El uso de los transductores de desplazamiento que emplean configuraciones capacitivas diferenciales (Differential Capacitance Displacement Transducers o DCDT's) en sismología se ha ilustrado en el ejemplo anterior, sin embargo, el uso de circuitos resonantes de alta frecuencia requiere de ajustes muy cuidadosos para asegurar linealidad. Más recientemente (1977), varios investigadores han desarrollado DCDT's que operan a frecuencias de audio en un modo no resonante [5]. Algunos de estos dispositivos contienen puentes que deben ajustarse manualmente y esto los hace inadecuados para mediciones continuas en el tiempo. Otros son

adecuados para mediciones continuas, generalmente como partes de otros instrumentos, y usan varios circuitos electrónicos para la detección. Todos los dispositivos no resonantes tienen excelente linealidad, buena estabilidad y alta sensibilidad.

En principio, un DCDT de audiofrecuencia es simple [5]. Los devanados secundarios de un transformador de audio, con derivación central a tierra, se conectan a las placas exteriores de un capacitor diferencial. A medida que la placa central se mueva, el voltaje en ella cambia, haciéndose cero en la posición central y aproximándose a los voltajes de alimentación a medida que se aproxima a las placas exteriores. Si se detecta la fase de esta señal con respecto a la del transformador, el resultado es una señal de D.C. proporcional al desplazamiento de la placa central. La salida del detector cambia de signo cuando la placa central pasa por la posición de balance y la señal de audio sobre ella cambia de fase.

Una configuración típica con placas paralelas se muestra en la figura A-9(a). Las placas tienen área  $A$ ; la distancia de las placas al centro es  $d$ , y las capacitancias así formadas son  $C_u$  y  $C_l$ . La figura A-9(a) muestra el esquema de un DCDT con la placa central desplazada hacia arriba una pequeña distancia  $\delta$  de la posición de equilibrio. La figura A-9(b) muestra el circuito equivalente para el DCDT donde se incluye la impedancia en derivación  $Z$  tanto a las capacitancias parásitas como a algunos componente reales del circuito. La figura A-9(c) muestra el diagrama esquemático para el análisis de ruido en un DCDT. La capacitancia  $C$  representa la suma de la capacitancia equivalente del transductor y de la parte capacitiva de la impedancia  $Z$ . La resistencia  $R$  es la parte resistiva de  $Z$  y que genera el ruido de Johnson  $e_j$ , mientras que la parte inductiva de  $Z$  se supone insignificante. El ruido del preamplificador se modela por las fuentes de voltaje y corriente no correlacionadas  $e_n$  e  $i_n$  a la

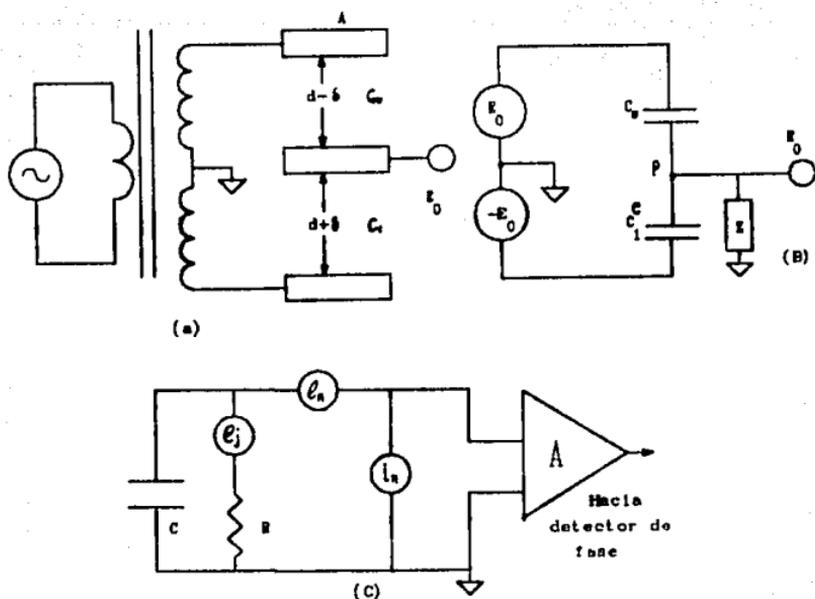


Fig. A-B Circuito básico de un DCDT. (a) Diagrama de un DCDT de placas paralelas. (b) Circuito equivalente para el DCDT, incluyendo la impedancia Z. (c) Circuito esquemático para el análisis de ruido [5, fig. 1]

entrada de un amplificador perfecto (sin ruido) Cuando la placa central está en la posición central o de balance,  $C_u = C_l = C_0$ . Si la placa central se desplaza hacia arriba una distancia  $\delta$ , las capacitancias respectivas son

$$C_u = \frac{C_0}{1 - \delta/d} \quad \text{y} \quad C_l = \frac{C_0}{1 + \delta/d} \quad (\text{A-32})$$

La figura A-9(b) muestra el circuito equivalente del transductor, incluyendo la impedancia en derivación Z. El balance de corrientes en el punto P da

$$j\omega C_u(E_D - E_0) - j\omega C_1(E_D + E_0) = E_0/Z$$

o

$$E_0 / E_D = \frac{C_u - C_1}{C_u + C_1 + 1/j\omega Z}, \quad (\text{A-33})$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular,  $E_D$  es la amplitud de la señal de audio de control o excitación y  $E_0$  es la amplitud de salida. La sensibilidad del transductor  $E_0/\delta$ , puede calcularse de las ecuaciones (A-33) y (A-32) y se obtiene

$$E_0/\delta = \frac{E_D/d}{1 + (X_0/Z)(1 - \delta^2/d^2)}. \quad (\text{A-34})$$

Aquí  $X_0 = 1/(2j\omega C_0)$  es la reactancia del par de capacitores en el centro vista desde el punto P. Cuando Z tiende a infinito, se obtiene la dependencia lineal usual de la salida respecto al desplazamiento, y el transductor es lineal en todo su rango. Sin embargo, en cualquier circuito real, Z es finita debido a los efectos de las capacitancias parásitas, alterando de este modo la linealidad. Un segundo efecto de la impedancia finita es que reduce la sensibilidad efectiva del dispositivo cerca del centro o posición de balance por el factor  $(1 + X_0/Z)^{-1}$ . Para un voltaje de control dado  $E_D$  y separación entre placas d, la resolución de desplazamiento del DCDT está limitada por el ruido que se origina en el preamplificador y por la parte resistiva de Z. Puesto que los mismos procesos de ruido limitan la resolución y por lo tanto la sensibilidad práctica de todos los transductores de este género, sería interesante un análisis cuidadoso del ruido. Sin embargo, para el presente caso, se considerarán únicamente los siguientes aspectos.

Puesto que el término ruido puede aplicarse a cualquier cosa que altera una señal deseada, el ruido puede ser por sí mismo otra señal ("interferencia"); más comúnmente, sin embargo, se usa el término para describir ruido aleatorio de un origen físico. El ruido puede caracterizarse por su espectro de frecuencia, la distribución de su amplitud, y el mecanismo responsable de su generación. Algunos tipos importantes de ruido son los siguientes [8]:

*Ruido de Johnson.*

Cualquier simple resistencia colocada sobre una mesa genera un voltaje de ruido en sus terminales conocido como ruido de Johnson. Tiene un espectro de frecuencia uniforme o plano, lo que significa que existe la misma potencia de ruido en cada Hertz de frecuencia (hasta un límite, por supuesto). El ruido con espectro uniforme también es llamado "ruido blanco". El voltaje de ruido de circuito abierto generado por una resistencia  $R$  a alguna temperatura  $T$  está dado por

$$V_n(\text{RMS}) = V_{nR} = (4kTRB)^{1/2},$$

donde  $k$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura absoluta en grados Kelvin y  $B$  es el ancho de banda en Hz. Por lo tanto,  $V_n(\text{RMS})$  es lo que se mediría a la salida si se maneja un filtro pasobanda perfecto (sin ruido) de ancho de banda  $B$ , con el voltaje generado por una resistencia a temperatura  $T$ . A temperatura ambiente ( $20^\circ\text{C} = 293^\circ\text{K}$ ),

$$4kT = 1.62 \times 10^{-20} \text{ V}^2/\text{Hz}\cdot\Omega.$$

$$(4kTR)^{1/2} = 1.27 \times 10^{-10} R^{1/2} \text{ V/Hz}^{1/2}.$$

Por ejemplo, una resistencia de 10 k $\Omega$  a temperatura ambiente tiene un voltaje RMS de circuito abierto de 1.3  $\mu\text{V}$ , medido en un ancho de banda de 10 kHz (por ejemplo, colocándola a la entrada de

un amplificador de alta fidelidad y midiendo a la salida con un voltmetro, en volts A.C.). La amplitud del voltaje del ruido de Johnson a cualquier instante es impredecible, pero obedece a una distribución Gaussiana (figura A-10), donde  $p(V)dV$  es la probabilidad de que el voltaje instantáneo esté comprendido entre

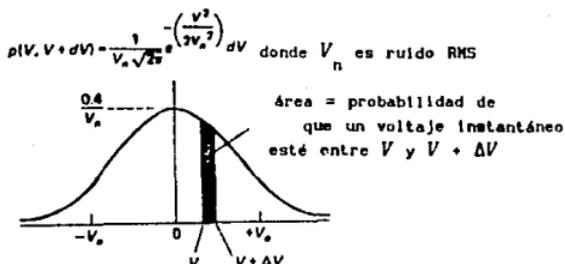


Fig.A-10 Distribución del ruido de Johnson [6, fig. 7.23].

$V$  y  $V + dV$ , y  $V_n$  es el voltaje de ruido RMS o desviación estándar, dado anteriormente. La importancia del ruido de Johnson es que impone un límite inferior al voltaje de ruido en cualquier detector, fuente de señal o amplificador que tenga algunas resistencias. La parte resistiva de una impedancia fuente genera ruido de Johnson, al igual que las resistencias de polarización y las resistencias de carga de un amplificador. Es interesante notar que la analogía física de la resistencia eléctrica para cualquier mecanismo de pérdida de energía en un sistema físico, tiene asociadas fluctuaciones en la cantidad física asociada. El ruido de Johnson es sólo un caso especial de este fenómeno de fluctuación-disipación. El ruido de Johnson no debe confundirse con el voltaje de ruido adicional creado por el efecto de fluctuación en la resistencia cuando una corriente aplicada externamente fluye a través de una resistencia. Este tipo de ruido

depende básicamente de la construcción de la resistencia.

*Ruido de disparo (shot noise).*

Este ruido se debe al flujo de corriente eléctrica. La corriente eléctrica es el flujo de cargas eléctricas discretas, no un flujo uniforme ni continuo. el carácter finito del quantum de carga ocasiona fluctuaciones estáticas de la corriente, dadas por

$$I_n(\text{RMS}) = I_{nR} = (2 q I_{dc} B)^{1/2},$$

donde  $q$  es la carga del electrón ( $1.60 \times 10^{-19}$  coulombs) y  $B$  es el ancho de banda de la medición. Por ejemplo, una corriente "estable" de 1 ampere de hecho tiene una fluctuación (en valor RMS o eficaz) de 57 nA, medida en un ancho de banda de 10 kHz, es decir, fluctúa aproximadamente en 0.000006%. Las fluctuaciones relativas son mayores para corrientes menores: una corriente "estable" de 1  $\mu$ A tendría una fluctuación, en la misma banda de 10 kHz, de 0.006%, mientras que para una corriente de 1 pA la fluctuación es del orden de 56 femtoA, o sea 5.6%. Este ruido, al igual que el ruido de Johnson, es gaussiano y blanco.

### *Interferencia*

Como ya se mencionó, una señal de interferencia constituye una forma de ruido. En este caso las características del espectro y amplitud dependen de la señal de interferencia. Por ejemplo, la red de 60 Hz tiene un espectro puntilagudo y amplitud relativamente constante, mientras que las señales interferentes impulsivas tienen espectros de gran ancho de banda y señales de amplitud tipo peine. Otras fuentes de interferencia lo son las estaciones de radio y televisión, las subestaciones eléctricas, los motores y elevadores, etc. Muchos circuitos, lo mismo que los detectores y aún los cables, son sensibles a la vibración y al sonido; son microfónicos, en la terminología del ramo. Muchas de estas fuentes de ruido pueden controlarse mediante un filtrado y blindaje

cuidadosos, mientras que en otras ocasiones es necesario un ambiente de laboratorio.

En la descripción del desempeño de un circuito se involucran términos relacionados con cocientes de voltajes de ruido, medidos en el mismo punto del circuito. Es convencional referir los voltajes de ruido a la entrada de un amplificador (aunque las mediciones se hacen a la salida), o sea, se describen la fuente de ruido y el ruido del amplificador en términos de microvolts a la entrada que generarían el ruido de salida observado. Esto tiene un poco más de sentido cuando se desea analizar el ruido que añade el amplificador a una señal dada, independientemente de la ganancia del amplificador.

En las fórmulas anteriores del ruido de Jonhson y de disparo, se ve que dependen tanto del ancho de banda  $B$  como de las variables ( $R$  e  $I$ ) de la propia fuente de ruido. Por lo tanto, es conveniente hablar de una densidad espectral de voltaje de ruido RMS que se denominará  $v_n$ :

$$V_n = v_n B^{1/2} = (4 k T R)^{1/2} B^{1/2},$$

donde  $V_n$  es el voltaje de ruido RMS que se mediría en un ancho de banda  $B$ . Las fuentes de ruido blanco tienen una densidad  $v_n$  que no depende de la frecuencia. Frecuentemente se usa el término  $v_n^2$ , o densidad cuadrática media de ruido. Puesto que  $v_n$  siempre se refiere a valores eficaces y  $v_n^2$  siempre se refiere a valores medios del cuadrado, se puede simplemente elevar al cuadrado  $v_n$  para obtener  $v_n^2$ . Para ejemplificar lo anterior, una resistencia  $R$  genera un ruido de Jonhson de:

$$v_{nR} \text{ (RMS)} = (4 k T R)^{1/2} \text{ V/Hz}^{1/2}$$

$$v_{nR}^2 = 4 K t R \text{ V}^2/\text{Hz.}$$

$$V_n \text{ (RMS)} = v_{nR} B^{1/2} = (4 k T R B)^{1/2} \text{ V.}$$

$$V_n^2 = v_{nR}^2 B = 4 k T R B \text{ V}^2.$$

Lo anterior también se cumple para las cantidades  $e_n$  e  $i_n$ , las cuales son las fuentes de ruido de cualesquier amplificador. Cuando se suman dos cantidades no correlacionadas (dos señales de ruido o ruido más alguna señal de interés), los valores medios del cuadrado (variancias) se suman:

$$v = (v_s^2 + v_n^2)^{1/2},$$

donde  $v$  es la señal RMS obtenida mediante la suma de una señal de amplitud RMS  $v_s$  y una señal de ruido de amplitud RMS  $v_n$ . Los valores RMS (desviación estándar) no se suman.

Con los elementos anteriores es posible hacer las siguientes consideraciones para el transductor en cuestión.

La figura A-9(c) muestra el circuito equivalente, donde  $e_n$  e  $i_n$  representan el ruido de voltaje y corriente del preamplificador, respectivamente, referidos a la entrada y expresados como densidades de amplitud RMS, y  $e_j$  es el ruido de Johnson, expresado similarmente, que se origina en la parte resistiva  $R$  de la impedancia  $Z$ . Una alternativa para determinar  $e_n$  e  $i_n$  consiste de lo siguiente [6]: Primero, determinar la ganancia de voltaje del amplificador  $G_v$  con el uso de una señal lo suficientemente grande para minimizar los efectos del ruido del amplificador pero no tan grande que lo sature. Segundo, poner en corto la entrada y medir el voltaje de ruido de salida RMS  $e_n$ . Con esto, se obtiene el voltaje de ruido  $e_n$  RMS

$$e_n = \frac{e_a}{G_v B^{1/2}} \quad \text{V/Hz}^{1/2} .$$

donde  $B$  es el ancho de banda de la medición. Una forma sencilla de obtener  $B$  es emplear una red  $RC$  (filtro pasobajas) con la frecuencia de corte deseada a la salida del amplificador y efectuar la medición a la salida de la red.

Como tercer paso, colóquese una resistencia  $R$  a través de la entrada y midase el nuevo voltaje RMS de ruido de salida,  $e_r$ . El valor de la resistencia debe ser lo suficientemente largo para agregar cantidades significativas de ruido debido a la corriente, pero no tanto que la impedancia de entrada del amplificador empiece a dominar. Si lo anterior es poco práctico, puede dejarse abierta la entrada y emplearse la impedancia de entrada del amplificador como  $R$ . La salida de esta medición es [6]:

$$e_r^2 = [ e_n^2 + 4kTR + (i_n R)^2 ] B G_v^2 \quad \text{V}^2/\text{Hz} \quad ,$$

de donde  $i_n$  es:

$$i_n = \frac{1}{R} \left[ \frac{e_r^2}{B G_v^2} - (e_n^2 + 4kTR) \right]^{1/2} \quad \text{A/Hz}^2$$

Para los propósitos de este análisis, la parte capacitiva de la impedancia  $Z$  se adjunta con la capacitancia en paralelo equivalente del transductor en el parámetro  $C$ , de modo que

$$C = C_{\text{par}} + 2C_0. \quad (\text{A-35})$$

Aquí  $2C_0$  es la capacitancia en paralelo equivalente del transductor cuando la placa central está cerca de la posición central o de balance. Las componentes inductivas de la impedancia

Z se consideran insignificantes para frecuencias de audio. Supóngase que sigue del preamplificador un detector sensible a la fase con un filtro de banda angosta. En realidad, al decir esto se pretende no involucrar el ancho de banda y se deja éste para los diseños específicos. Entonces se considera que el ruido de interés a la entrada del preamplificador es el ruido en un ancho de banda pequeño alrededor de la frecuencia de control  $f = \omega/2\pi$ . Si las fuentes de ruido  $e_n$ ,  $i_n$  y  $e_j$  se suponen no correlacionadas, el ruido total equivalente a la entrada del preamplificador es

$$v_t = \left[ \frac{4kTR + i_n^2 R^2}{|1 + j\omega RC|^2} + e_n^2 \right]^{1/2} \quad (\text{A-36})$$

en  $V_{RMS}/(\text{HZ})^{1/2}$  cerca de la frecuencia de referencia  $f$ . El primer sumando del segundo término se obtiene al considerar la red RC tanto para  $e_j$  como para  $i_n$ . En la ecuación,  $k$  es la constante de Boltzmann y  $T$  es la temperatura absoluta de la impedancia en derivación Z, coma ya se ha indicado. Si se hace  $R$  y  $C$  lo suficientemente grandes, entonces se llega a

$$v_t = \left[ \frac{4kT}{R\omega^2 C^2} + \frac{i_n^2}{\omega^2 C^2} + e_n^2 \right]^{1/2}$$

$$v_t = \left[ \frac{4kTX_c^2}{R} + \frac{e_n^2 X_c^2}{Z_n^2} + e_n^2 \right]^{1/2} \quad (\text{A-37})$$

En la última expresión,  $X_c = 1/j\omega C$  es la impedancia reactiva de la capacitancia total  $C$ , y  $Z_n$  es una impedancia ficticia de ruido para el preamplificador definida como  $Z_n = e_n/i_n$ . El primer término del segundo miembro de la ecuación (A-37) describe el ruido de Johnson en la impedancia en derivación, mientras que los últimos dos términos describen el ruido de corriente y voltaje en el

preamplificador. De esta ecuación se desprende lo siguiente: Primero, el efecto del ruido de Johnson cae a medida que la resistencia en derivación se incrementa. Esto se debe a que  $R$  y  $C$  actúan como un filtro paso-bajas que atenúa el ruido de Johnson a la frecuencia de operación. Puesto que se necesita de alguna resistencia en derivación en los circuitos prácticos para eliminar las cargas estáticas de la placa central, es recomendable hacer esta resistencia tan grande como sea posible. Segundo, los efectos del ruido de Johnson y del ruido de corriente disminuyen incrementando la frecuencia y la capacitancia en derivación obligando al decremento en la reactancia en derivación. Por lo tanto, es recomendable trabajar el transductor a la frecuencia más alta posible que sea consistente con los otros requerimientos de electrónica. También se recomienda [6] que la capacitancia en el punto de balance sea tan grande como se pueda dada la dependencia de la sensibilidad con respecto a  $C_0$ . Finalmente, la ecuación (A-37) muestra que el ruido de voltaje en el preamplificador impone un límite fundamental a la resolución del DCDT.

Usando la ecuación (A-34), el límite de detección o resolución del transductor puede calcularse proponiendo un voltaje de salida igual al valor RMS del ruido dado por la ecuación (A-37), o sea  $E_0 = v_t$ . El resultado es un "ruido" equivalente de desplazamiento por cada  $(\text{Hz})^{1/2}$  del ancho de banda del detector.

$$\delta_n = \frac{d}{E_D} \left[ 1 + \frac{X_0}{Z} \right] \left[ \frac{4KT}{R\omega^2 C^2} + \frac{i_n^2}{\omega^2 C^2} + e_n^2 \right] \approx \frac{d}{E_D} \left[ 1 + \frac{X_0}{Z} \right] e_n \quad (\text{A-38})$$

donde  $\delta$  se ha supuesto pequeña comparada con  $d$  para eliminar los factores irrelevantes no lineales de la ecuación (A-34). La resolución del desplazamiento depende de la separación entre placas, del voltaje RMS de operación, de la capacitancia del transductor en el punto central o nulo (a través de  $X_0$ ), de la

impedancia en derivación y del voltaje de ruido del preamplificador. Para los transductores que operan en aire, la razón entre el voltaje de operación y el espaciamento entre placas está limitada por el voltaje de ruptura de la dielectricidad del aire (valor pico de 30 kV/cm. o 20 kV/cm. RMS). Algunos preamplificadores tienen un voltaje de ruido cerca del rango de  $10 \text{ nV}/(\text{Hz})^{1/2}$ ; suponiendo una impedancia de entrada infinita, estas características implican una resolución fundamental para cualquier DCDT operado en aire de

$$\delta_n (\text{FUND}) > = \frac{e_n}{E_D/d} = \frac{10 \times 10^{-9} \text{ V}/(\text{Hz})^{1/2}}{20 \times 10^{-3} \text{ V/cm}}$$

$$\delta_n (\text{FUND}) > 5 \times 10^{-13} \text{ cm}/(\text{Hz})^{1/2} \quad (\text{A-39})$$

Aunque impresionantemente pequeño, este valor está muy lejos de ser realista. Con un valor más práctico del voltaje de control, por ejemplo 10 VRMS para un espaciamento de 1 mm. y un nivel de ruido de voltaje más apropiado,  $50 \text{ nV}/(\text{Hz})^{1/2}$ , la sensibilidad es

$$\delta_n \geq 5 \times 10^{-10} \text{ cm}/(\text{Hz})^{1/2} = 0.005 \text{ nm}/(\text{Hz})^{1/2} \quad (\text{A-40})$$

Las demandas de tales resoluciones se topan frecuentemente con la objeción de que los desplazamientos involucrados son considerablemente más pequeños que los diámetros atómicos típicos. Se alegan violaciones a los principios de la mecánica estadística o al principio de incertidumbre de Heisenberg. La respuesta a estas objeciones es que el dispositivo no mide la posición instantánea de un átomo o partícula pero sí la posición promedio de la superficie de una placa grande, constituida por muchos átomos, y que las mediciones se realizan típicamente con duraciones de 1 segundo aproximadamente. Que tales mediciones son verdaderamente posibles, lo comprueba el éxito de toda una

generación de instrumentos sismológicos. Cuando los DCDT forman parte de otros instrumentos, el diseño mecánico frecuentemente está restringido de tal modo que los efectos de las capacitancias parásitas son significativas. El mayor efecto de la capacitancia parásita es degradar la sensibilidad del DCDT reduciendo la ganancia efectiva de acuerdo a la ecuación (A-34). En la práctica, el valor de la resistencia en derivación es muy grande, por lo que la impedancia  $Z$  se determina por la capacitancia en derivación parásita  $C_{par}$ . Para  $\delta \ll d$ , la sensibilidad del DCDT está dada por

$$E_0 / \delta = \frac{E_D / d}{1 + (C_{par} / 2C_0)} \quad (A-41)$$

Así, una capacitancia parásita igual a  $C_0/2$ , un valor típico, puede reducir la ganancia efectiva del transductor en 20%.

## REFERENCIAS

- [1] K.S. Lion y T.L. Foldvari, "Capacitive Transducers", *Instruments & Control Systems*, noviembre, págs. 77-85, 1964.
- [2] D.R. Harrison y J. Dineff, "A diode-quad bridge circuit for use with capacitance transducers", *Review of Scientific Instruments*, vol. 44, núm. 10, november, págs. 1466-1472, 1973.
- [3] D.R. Harrison, W.J. Kerwin y G.L. Schaffer, "A two-wire IC compatible capacitive transducer circuit", *Review of Scientific Instruments*, vol. 41, núm. 12, págs. 1783-1788 dic. 1970.
- [4] J.A. Rider y W.L. Roever, "Two-component capacitance-type displacement detector", *Review of Scientific Instruments*, vol. 29, núm. 11, nov., págs. 951-961, 1958.
- [5] J. Dratler, "Inexpensive linear displacement transducer using a low power lock-in amplifier", *Review of Scientific Instruments*, vol. 48, núm. 3, marzo, págs. 327-335, 1977.
- [6] P. Horowitz y W. Hill, *The art of electronics*, Cambridge University Press, 1980.

## CAPITULO 2. SENSORES INDUCTIVOS E INDUCTIVOS DE PROXIMIDAD

### 2.1 Introducción

Los sensores inductivos son aquellos dispositivos que utilizan un campo magnético (estacionario o variable) como fenómeno físico aprovechable para reaccionar en presencia del objeto a detectar o excitador.

Su sensibilidad se delimita por un espacio o zona en el cual el valor y definición del campo magnético son suficientes para producir reacciones aprovechables. Su clasificación se ha establecido de acuerdo a variados intereses: en función de los distintos materiales ante los cuales son capaces de reaccionar, en función de las características de sus componentes, en función de los principios que emplean, en función de su capacidad de modificar o producir alguna señal física medible, etc., por mencionar algunas de ellas.

Para los fines del presente escrito, los sensores inductivos se clasificarán de acuerdo a los principios, o efectos de éstos, que se empleen en su diseño, haciendo para cada tipo algunas consideraciones sobre sus elementos constitutivos, los materiales que detecta y su capacidad de modificar o generar alguna señal física. Los sensores inductivos tienen, al igual que los capacitivos, un campo amplio de aplicaciones en todas las ramas científicas y tecnológicas; aunque no directamente, los fenómenos electromagnéticos son empleados frecuentemente en estas labores.

El propósito de este escrito es presentar una visión panorámica de los sensores inductivos, haciendo énfasis en lo concerniente a los de proximidad, describiendo las características generales de los sensores inductivos de uso convencional así como las consideraciones generales y criterios de diseño más comunes.

Puesto que las aplicaciones son muy extensas, no se tratarán sensores cuya configuración responda a necesidades muy particulares, específicamente a instrumentación, que es el área donde han tenido su mayor desarrollo.

## 2.2 Aspectos básicos del campo magnético

El campo magnético es un estado creado por la corriente eléctrica. La experiencia muestra que si dos circuitos están situados el uno cerca del otro, existe una fuerza entre ellos que es atribuible al campo (fuerza) magnético.

Un lazo cerrado de corriente colocado en un campo magnético, ocupará una posición definida, y se ejercerá un momento restaurador ( $M$ ) sobre el lazo si éste se mueve (movimiento giratorio). Su valor más grande es proporcional a la corriente ( $I$ ) fluyendo en el lazo y al área ( $A$ ) del mismo:

$$M = B I A, \quad (2-1)$$

donde el factor de proporcionalidad  $B$  es la inducción magnética. Puesto que la ecuación (2-1) es al mismo tiempo la definición de  $B$ , las unidades de éste serán

$$[B] = \frac{[M]}{[I][A]} = \frac{N \cdot m}{A \cdot m^2} = \frac{V \cdot A \cdot s \cdot m}{m \cdot A \cdot m^2} = \frac{V \cdot s}{m^2} = \frac{Wb}{m^2} = T$$

lo que significa que la unidad de la inducción magnética en el Sistema Internacional es el Tesla (T).

En la ecuación (2-1) se supone que las líneas de la inducción magnética y el plano del lazo de corriente son mutuamente perpendiculares. La relación entre el campo magnético y la

corriente que lo genera está dada por la ley de Ampere en su forma básica. De acuerdo con esto, en materiales homogéneos, la integral de la inducción magnética alrededor de una trayectoria cerrada es proporcional a la suma de las corrientes encerradas por esta trayectoria:

$$\oint B \, dl = \mu \sum_k I_k, \quad (2-2)$$

donde  $dl$  es la diferencial de la trayectoria,  $\mu$  es el factor de permeabilidad (H/m). Se hablará de ésta un poco más adelante. La suma algebraica de las corrientes se denomina excitación magnética y se denota por

$$\Theta = \sum_k I_k. \quad (2-3)$$

Si se dividen ambos lados de la ecuación (2-2) por  $\mu$  y si

$$\oint B/\mu = H, \quad (2-4)$$

la ecuación (2-2) toma la siguiente forma

$$\oint H \, dl = \Theta, \quad (2-5)$$

donde  $H$  es la intensidad de flujo magnético. De esta misma ecuación

$$\{H\} = \frac{\{\Theta\}}{\{L\}} = \frac{A}{m}.$$

La inducción magnética  $B$  es una característica cuantitativa de la intensidad del campo, esencialmente el número de las líneas de campo que pasan a través de una unidad de área perpendicular a

ellas. El flujo magnético es el número total de líneas de campo que pasan a través de una superficie arbitraria  $S$  (abierta o cerrada):

$$\Phi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad \text{Wb.} \quad (2-6)$$

La relación entre el campo magnético y los coeficientes inductivos está dada por la ley de inducción de Faraday, de acuerdo con la cual la variación con respecto al tiempo del flujo magnético rodeado por un conductor eléctrico induce en el conductor un voltaje proporcional a la variación. Si el flujo total o el flujo enlazado se denotan por  $\Psi$ , cuya definición con el número de vueltas  $N$  es

$$\Psi = \sum_{i=1}^N \Phi_i = N\Phi, \quad (2-7)$$

entonces el voltaje inducido es

$$U_i = - \frac{d\Psi}{dt}, \quad (2-8)$$

El flujo enlazado es proporcional a la corriente:

$$\Psi = L I \quad (2-9a)$$

que en el caso general de un sistema de  $N$  conductores es

$$\Psi_j = \sum_{k=1}^N L_{jk} I_k, \quad (2-9b)$$

donde  $L$  o  $L_{jk}$  es el coeficiente de inducción.

El flujo de cierto número de bobinas puede estar ligado, por ejemplo, cuando se encuentran en el mismo núcleo de hierro.  $L_{jk}$  es el coeficiente de inductancia mutua de la  $j$ ésima bobina, con respecto al flujo de corriente de la  $k$ ésima bobina. Con respecto a sí misma ( $L_{jj} = L$ ), se obtiene el coeficiente de autoinducción, que generalmente se escribe sin subíndice.

El factor de permeabilidad en un medio isotrópico se define del siguiente modo

$$\mu = \mu_0 \mu_r, \quad (2-10)$$

donde la permeabilidad del vacío es  $\mu_0$ , con valor de

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{A}\cdot\text{m}} \left[ \frac{\text{Henrios}}{\text{metro}} \right]$$

y  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa. Ésta es una cantidad adimensional, mostrando que la inducción magnética en el material en cuestión está relacionada con aquella en el vacío.

A diferencia de  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  no puede considerarse como constante en el material, siendo generalmente también función de  $B$ . En realidad, a veces en los materiales ferromagnéticos  $\epsilon_r$  tampoco es constante. Sin embargo, para los casos tratados en este trabajo se considera que sí lo es. En algunas circunstancias, los circuitos magnéticos con núcleo de aire usados en los transductores inductivos ( $\mu_r = 1$ ), pueden caracterizarse formalmente sólo por  $\mu_r$ . La relación entre  $B$  y  $H$  se obtiene de la curva  $B(H)$ . Normalmente, ésta se da en forma gráfica y se conoce también como la curva de magnetización.

La figura 2-1 muestra la curva de la primera magnetización de un material ferromagnético. Tiene cuatro secciones características: curvatura inferior, una sección semilineal, curvatura superior y sección de saturación. Como se muestra en la

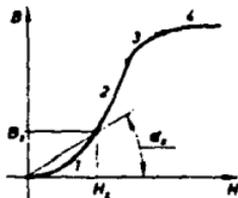


Fig.2-1 Característica de la primera curva de magnetización de un material ferromagnético. 1 curvatura inferior, 2 sección semilineal, 3 curvatura superior, 4 sección de saturación [5, fig. 7.3].

figura 1, la relación entre  $B$  y  $H$  no es lineal, por lo que  $\mu_r$  no es constante y los llamados circuitos magnéticos son mucho más difíciles de describir que la mayoría de los circuitos eléctricos lineales.

Por así convenir para la mejor comprensión de algunos sensores inductivos, a continuación se presentan las características más sobresalientes de los circuitos magnéticos.

Los circuitos magnéticos son configuraciones en las cuales el campo magnético puede darse por el flujo y la excitación dentro de la ruta del flujo, y en los cuales el flujo y la excitación están relacionadas sólo por valores numéricos que dependen de las dimensiones y materiales de la configuración. Esta definición permite la aplicación de una analogía eléctrica para los circuitos magnéticos. El hecho de que los transductores inductivos (bobinas y transformadores, principalmente) puedan considerarse como circuitos magnéticos, facilita su análisis. La analogía eléctrica de los circuitos magnéticos se basa en la ley de Ampere o de excitación (2-2), la curva  $B(H)$  y la ley de conservación del flujo. Recuérdese que las líneas de inducción magnética son

siempre cerradas (no se conoce el monopolo magnético).

De la ecuación (2-5) y usando las ecuaciones (2-4) e (2-6) para la intensidad del campo magnético, se tiene

$$H = \frac{\Phi}{\mu A} \quad (2-11)$$

Suponiendo el flujo como constante, entonces

$$\Phi \int \frac{dl}{\mu A} = \Theta = NI, \quad (2-12)$$

donde  $A$  es el área de la sección transversal ortogonal a  $dl$ , es lo que se llama ley magnética de Ohm. El voltaje magnético es  $\Theta$ , la corriente magnética es el flujo  $\Phi$ , y la integral es la resistencia magnética o reluctancia:

$$R_m = \int \frac{dl}{\mu A} \quad (2-13)$$

A manera de ilustración, se muestra un circuito magnético en la figura 2-2. Con esa notación la ley de excitación puede escribirse sección por sección:

$$\frac{\Phi l_0}{\mu_0 A_0} + \frac{\Phi l_1}{\mu_0 \mu_1 A_1} + \frac{\Phi l_2}{\mu_0 \mu_2 A_2} + \frac{\Phi l_3}{\mu_0 \mu_3 A_3} = NI = \Theta. \quad (2-14a)$$

$$\Phi \frac{1}{\mu_0} \left[ \frac{l_0}{A_0} + \sum_{i=1}^3 \frac{l_i}{\mu_i A_i} \right] = NI = \Theta. \quad (2-14b)$$

Una característica importante para cierto tipo de sensores inductivos es la inductancia de la bobina con núcleo de aire, la

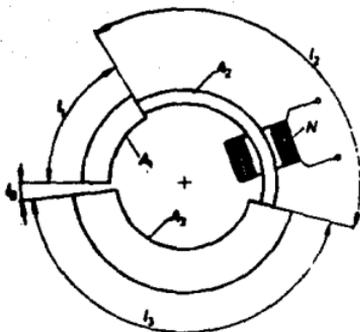


Fig.2-2 Ejemplo para el cálculo de un circuito magnético [5, fig. 7.4].

cual puede expresarse por la resistencia magnética. La ley magnética de Ohm es

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_m} = \frac{NI}{R_m} \quad (2-15)$$

Usando las ecuaciones (2-7) y (2-9a) se tiene que

$$\Psi = N \Phi = \frac{N^2 I}{R_m} = L I , \quad (2-16)$$

por lo que

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \mu_0 \mu_r \frac{A}{l} N^2 . \quad (2-17)$$

La reluctancia de la mayoría de los transductores que contienen hierro puede ser influenciada — cambiando el espacio de aire en el circuito magnético,

- cambiando la permeabilidad del núcleo de la bobina (moviéndolo),
- cambiando la permeabilidad relativa  $\mu_r$  (transductor magnetoelástico).

### 2.3 Clasificación General de los Sensores Inductivos

Como se mencionó al principio, existen diversas clasificaciones los sensores inductivos, sin embargo, debido al gran desarrollo de éstos, estas clasificaciones no son mutuamente excluyentes y algunos diseños presentan características tan variadas que su clasificación resulta difícil. La clasificación propuesta a continuación se considera adecuada para los fines de este escrito, y aunque de ninguna manera es absoluta, pretende abarcar los aspectos más generales de estos sensores. El lector podrá, asimismo, hacer su propia clasificación de acuerdo a sus propias necesidades e intereses.

#### *Sensores de Reluctancia Variable.*

Básicamente existen dos tipos: (pasivos) aquellos que emplean un imán como fuente de campo magnético e inducir una señal en una bobina, y aquellos (activos) que emplean la bobina misma como fuente de "excitación" del circuito magnético.

Los primeros son llamados también reproductores magnéticos o sensores inductivos pasivos; sólo son capaces de captar dinámicamente la presencia de un excitador ferromagnético en su campo de acción. Su principio de funcionamiento se basa en la detección de una señal de tensión inducida en los extremos de una bobina que forma parte de un circuito magnético, del cual el mismo excitador es uno de sus componentes. Esquemáticamente consiste de un imán permanente con núcleo de hierro dulce sobre el cual se enrolla la bobina (figura 2-3).

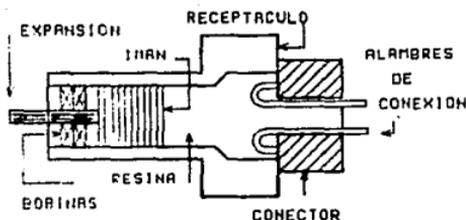


Fig.2-3 Sensor de reluctancia variable [8, fig. 3].

La presencia del excitador (objeto de acero o hierro) altera las líneas de fuerza del campo magnético como se indica en la figura 2-4.

Debe observarse que en condiciones estáticas no se induce ninguna señal, mientras que el acercamiento o alejamiento del excitador produce una variación de reluctancia del circuito magnético formado por el mismo excitador y por el sensor, además de un contenedor el cual también es magnético. La consiguiente variación del flujo enlazado en la bobina induce en la misma una señal de tensión en sus bornes.

La aplicación más común de este tipo de sensores es la medición de velocidades de rotación de ruedas dentadas y/o engranes. La rotación de dichos elementos provoca una variación del espesor del espacio de aire o entrehierro y, por tanto, de la reluctancia del circuito magnético. Este tipo de sistemas tiene una velocidad mínima de operación para inducir el impulso de tensión, o sea, deberá existir un movimiento relativo entre el sensor y el excitador para generar generar la tensión en los bornes de la bobina. Esta tensión tiene un valor aproximado de

$$V_e = K V / d \quad (2-18)$$

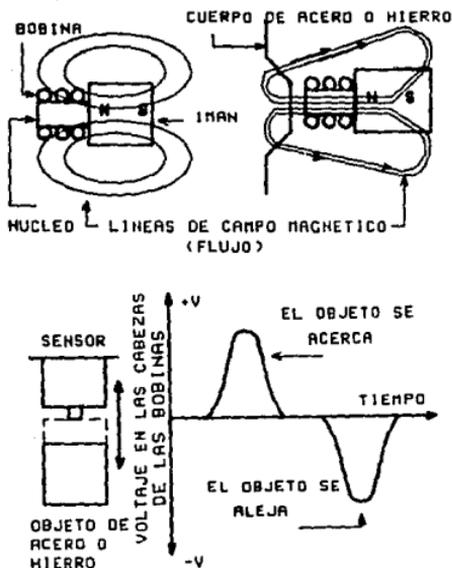


Fig.2-4 Alteración de las líneas de campo magnético y señales de salida [9, fig. 4].

donde  $K$  es la constante del modelo empleado,  $V$  es la velocidad relativa entre sensor y excitador y  $d$  es la separación entre ellos (figura 2-4.1) [10]. Las características funcionales más importantes son:

- En el caso de movimiento rotacional, la frecuencia de la señal de salida es proporcional a la velocidad de rotación.
- La amplitud y forma de la señal de salida dependen de la variación de reluctancia y de la velocidad de tales variaciones, por lo cual dependen generalmente de las características geométricas del sensor, del excitador, y de la distancia entre sensor y excitador y de la variación de ésta.
- De lo anterior, una selección adecuada de la geometría del

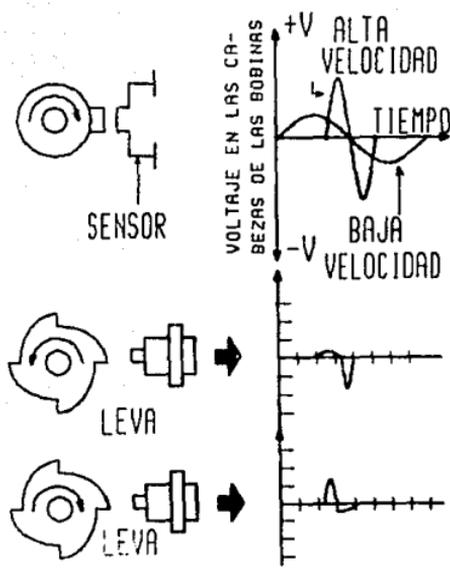


Fig.2-4.1 Dependencia entre la señal de tensión de salida y la geometría y el sentido de movimiento del excitador (9, fig. 3.b).

sensor permite reducir en gran medida todos los problemas de frecuencia, amplitud y forma de onda de la señal inducida, así como establecer una relación precisa entre la posición del excitador y la amplitud de la señal de salida.

— Son dispositivos pasivos, no tienen elementos móviles sujetos a desgaste, son robustos, resistentes a vibraciones y pueden trabajar a gran velocidad de operación. Están limitados por la resistencia de la bobina y por sus capacitancia parásitas.

Otro ejemplo de este tipo de transductor utiliza dos imanes permanentes  $M_1$  y  $M_2$  y un relé laminar hermético (dry-reed, ver capítulo 3), usado en lugar de la bobina, que se mantiene

normalmente abierto debido a que el campo magnético en situación de equilibrio es nulo. Cuando el excitador (objeto ferromagnético) se acerca a  $M_1$  (véase figura 2-5), concentra hacia sí las líneas de fuerza de este imán, desequilibrando el campo interno con lo cual las líneas de fuerza de  $M_2$  cierran el contacto laminar.

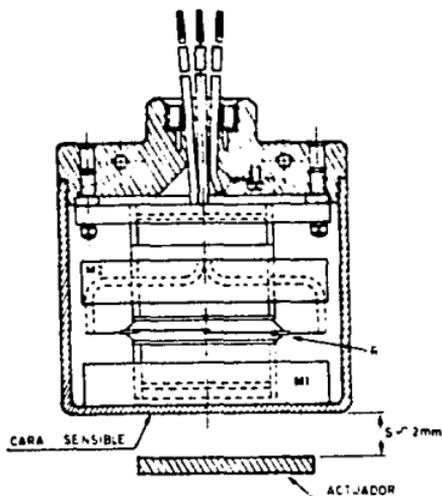


Fig.2-5 Detector inductivo pasivo [10, fig. 1].

Este dispositivo se encuentra ya comercializado con una sensibilidad media de 10 a 20 mm [10].

Por lo que toca a los sensores que tienen contactos laminares, su principal ventaja la constituye la sencillez de aplicación, ya que no necesita alimentación ni equipo auxiliar, pudiendo actuar directamente sobre un sistema lógico o sobre un control de potencia mediante un dispositivo auxiliar (triac o SCR). Por la propia característica de los contactos laminares (dry-reed) tienen una fuerte histéresis (diferencia de posición entre la distancia

de activación y la de desactivación), lo que evita cualquier oscilación o indecisión en su desempeño. Generalmente, es el modelo más económico. Por otro lado, tienen los inconvenientes de que no pueden trabajar en ambientes donde existan otros materiales ferromagnéticos próximos y especialmente donde existan virtutas de este tipo de material, ya que las atrae y acumula. Es influenciado por campos magnéticos externos. Debido a que el campo de un imán permanente es muy variable con la temperatura, la posibilidad de su uso queda relativamente limitada, ya que los desequilibrios producidos podrían ocasionar manobras intempestivas del contacto laminar. Generalmente, los márgenes máximos se sitúan entre  $-10^{\circ}\text{C}$  y  $60^{\circ}\text{C}$  aproximadamente. Ni siquiera en almacenamiento soportan temperaturas que se aproximen a la de Curie de los imanes, porque esto provocaría la destrucción permanente del equipo (téngase en cuenta la baja temperatura de Curie de los imanes cerámicos empleados en algunos modelos). Son poco resistentes a golpes y vibraciones, debido a la propia naturaleza del elemento detector (contacto laminar en ampolla de vidrio) y a la de los imanes. El contacto laminar admite muy difícilmente cualquier sobrecarga, soldándose con facilidad. Las desventajas generales anteriores son extensivas a los sensores descritos en primera instancia.

Por lo que respecta al segundo tipo de sensores de reluctancia variable, se necesita un análisis un poco más detallado de los circuitos magnéticos asociados a ellos. Con respecto a la configuración del circuito magnético asociado, estos transductores pueden ser

- de tipo bobina (con bobina simple o bobina diferencial),
- de tipo transformador (con núcleo de tipo émbolo y yugo móvil).

En la figuras 2-6 y 2-7 se muestran diagramas esquemáticos de algunas variantes básicas de transductores de bobina simple.

Las variantes (a), (b) y (c) de la figura 2-6 tienen como parámetros de entrada, pequeños desplazamientos lineales, mientras

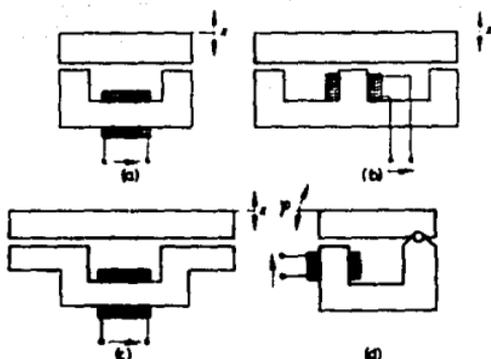


Fig.2-8 Transductor inductivo de bobina simple con variación del espacio de aire. (a),(b) y (c) para pequeños desplazamientos lineales; (d) para pequeños desplazamientos angulares [5, fig. 7.11].

que la variante (d) tiene pequeños desplazamientos angulares como sus parámetros de entrada característicos. El transductor de la figura 2-7 también tiene desplazamientos lineales grande como parámetro de entrada característico.

El transductor inductivo de tipo diferencial es de considerable importancia. La figura 2-8 muestra algunos de ellos con dos bobinas cuya inductancia depende del cambio en la resistencia magnética del entrehierro.

La figura 2-9 muestra un esquema de un transductor diferencial con dos bobinas. Al igual que en la variante de la figura 2-7, se usa para medir desplazamientos grandes. La mayoría de estos transductores se encapsulan en un cilindro ferromagnético, el cual reduce la reluctancia del circuito magnético y la dispersión del campo magnético.

Los transductores inductivos de tipo transformador representan a otro grupo grande. En principio, todos los dispositivos de dos bobinas (diferenciales) pueden usarse como transductores de tipo

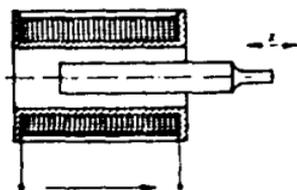


Fig.2-7 Transductor inductivo de bobina simple con émbolo móvil para medir desplazamientos grandes [5, fig. 7.12].

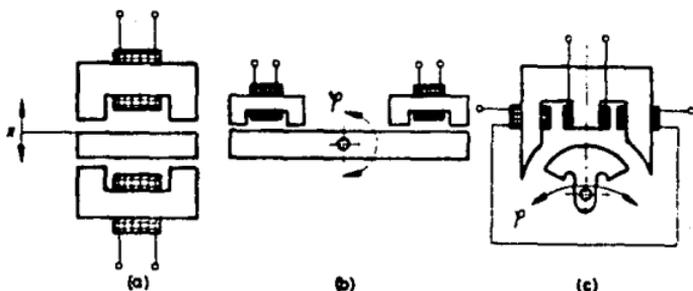


Fig.2-8 Transductores diferenciales basados en el cambio de la resistencia magnética del espacio de aire. (a) Parametro de entrada: pequeño desplazamiento lineal. (b) pequeño desplazamiento angular. (c) desplazamiento angular [5, fig. 7.13].

transformador puesto que sólo difieren en sus circuitos y no en su disposición. El transductor de tipo transformador es un transformador de medición con al menos dos bobinas. Su circuito magnético involucra una de las variantes expuestas anteriormente para cambiar la resistencia magnética del circuito. En varias mediciones inductivas, se usa el transductor conocido comúnmente como transformador diferencial. Para lograr el efecto diferencial, se separan las bobinas del primario o del secundario (o ambas).

La figura 2-10 ilustra algunos transductores de tipo

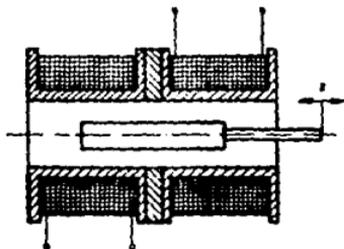


Fig. 2-9 Transductor diferencial para desplazamientos grandes con núcleo tipo émbolo [5, fig. 7.14].

transformador de variación en el entrehierro. Se usan para detectar desplazamientos pequeños.

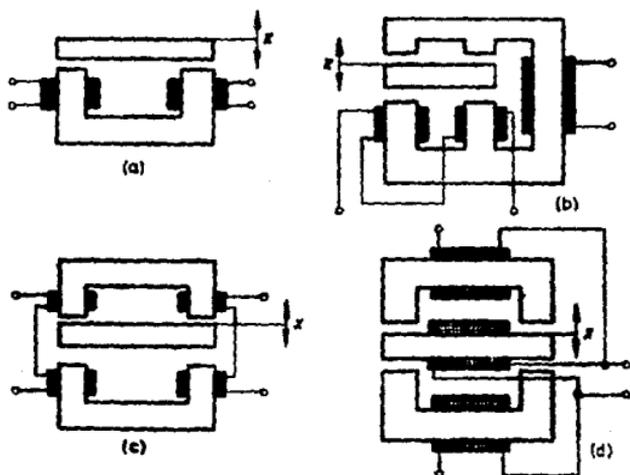


Fig. 2-10 Transductores de tipo transformador con espacio de aire (entrehierro) variable de yugo móvil [5, fig. 7.15].

La figura 2-11 muestra dos disposiciones de transformadores diferenciales, usadas para desplazamientos grandes o cantidades

derivadas de ellos.

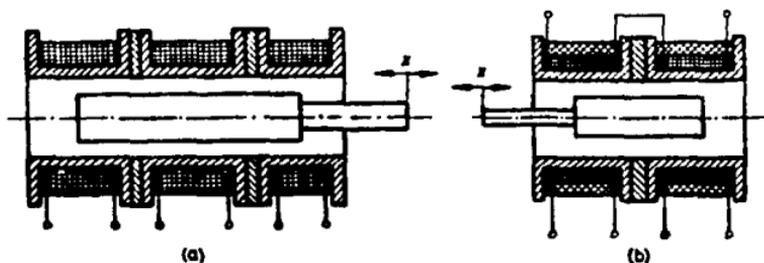


Fig.2-11 Transformadores diferenciales.(a) Bobinas del primario separadas; (b) bobina común en el primario. Ambos con núcleo tipo ábolo [5, fig. 7.16].

Los transductores inductivos descritos son elementos convencionales, pertenecientes a la familia de transductores que convierten desplazamientos lineales y angulares, o cantidades que puedan derivarse de ellos, en cambios de inductancia sin que medie contacto directo con el objeto que los produce, por lo cual se consideran detectores de proximidad, aunque algunos autores no los clasifican así. Con estas bases, se pueden construir transductores para diversas mediciones de propósito especial. La figura 2-12 muestra algunos transductores de este tipo. La mayoría de estos transductores de propósito especial tienen aspectos relacionados con la disposición del transformador diferencial.

Otro tipo de transductores de reluctancia variable son los transductores magnetoelásticos que operan con el principio del efecto magnetoelástico y convierten directamente tensiones mecánicas en cambios de inductancia. El efecto magnetoelástico se basa en el fenómeno de que bajo tensión mecánica, la permeabilidad magnética de un material ferromagnético sufre un cambio. Este efecto se visualiza en la figura 2-13. Ésta muestra el cambio en

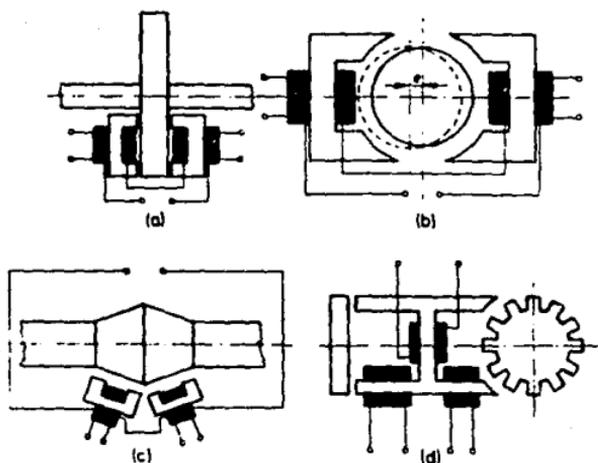


Fig.2-12 Transformadores diferenciales de propósito especial. (a),(b) y (c) para medir la excentricidad de un eje rotatorio;(d) generador inductivo de engrane para medir varios parámetros (desplazamiento angular, velocidad angular, aceleración angular) (5, fig. 7.17).

la permeabilidad magnética bajo el esfuerzo de tensión  $\sigma_h$  (Pa).

Este fenómeno se utiliza en los transductores magnetoelásticos que se usan para la medición de fuerzas (y en menor grado, presiones). En los transductores magnetoelásticos se rodea un núcleo de alguna aleación altamente magnetoelástica por bobinas interconectadas, del mismo modo que en los transductores inductivos. Acorde con esto, puede haber disposiciones simples diferenciales, del tipo del transformador diferencial, etc.

Lo opuesto a la magnetoelasticidad es la magnetostricción: cuando los cuerpos ferromagnéticos se colocan en un campo magnético, cambian su geometría (ver capítulo 7 de Ultrasonido).

A continuación se presenta un breve análisis de algunos transductores de este tipo.

Puesto que las pérdidas resistivas de los transductores capacitivos son muy bajas, generalmente pueden ignorarse, y los

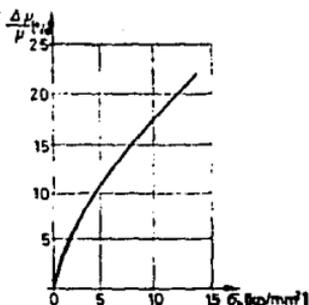


Fig. 2-13 El efecto del esfuerzo de tensión sobre la permeabilidad en una aleación Ni-Fe [5, fig. 7.18].

transductores capacitivos pueden considerarse como elementos puramente reactivos. Sin embargo, la resistencia óhmica de las bobinas (cobre) en los transductores inductivos no puede ignorarse, por lo tanto, en vez de suponer reactancias puramente inductivas en los circuitos de medición, deben considerarse impedancias complejas del tipo

$$Z = r_{Cu} + j\omega L . \quad (2-19)$$

La resistencia óhmica de la bobina ( $r_{Cu}$ ) puede determinarse por diversos medios. Lo importante es la determinación de  $L$ , no obstante que las propiedades no lineales del hierro y la dispersión, hacen que los modelos y cálculos sean sólo aproximados. Sin embargo, estas aproximaciones son adecuadas. Su exactitud depende del valor seleccionado de  $\mu_r$ . Se considerarán los siguiente tipos

- bobina simple con entrehierro variable,
- diferencial y transformador con entrehierro variable, y
- las variantes de bobina simple con núcleo tipo émbolo.

Se ha seleccionado el modelo del la figura 2-14 para el

análisis del mecanismo de conversión en un transductor de bobina simple con entrehierro variable.

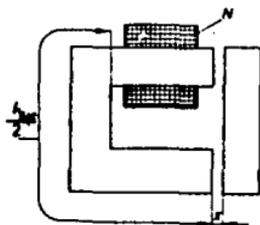


Fig.2-14 Modelo para el análisis de un transductor de bobina simple con entrehierro variable [5, fig. 7.20].

El propósito del análisis es determinar  $L(x)$ , o sea la inductancia como función del entrehierro o desplazamiento del yugo o excitador. De la ecuación (2-16) se tiene que

$$L = \frac{N^2}{R_{\blacksquare}} \quad (2-16)$$

donde  $R_{\blacksquare}$  representa la resistencia magnética de la configuración. Usando la analogía eléctrica para el circuito magnético,  $R_{\blacksquare}$  es la reluctancia serie resultante de la suma de las resistencias magnéticas del núcleo de hierro ( $R_{\blacksquare\text{hie}}$ ) y del entrehierro ( $R_{\blacksquare\text{menth}}$ ). En base a la ecuación (2-13), si el núcleo tiene de una sección transversal de área  $A$ , se obtiene:

$$R_{\blacksquare\text{hie}} = \frac{l_{\text{hie}}}{\mu_0 \mu_{\text{rhie}} A}, \quad (2-20a)$$

$$R_{\text{magnet}} = \frac{2x}{\mu_0 A} \quad (2-20b)$$

Sustituyendo  $R_{\text{magnet}}$  y reordenando, la inductancia será

$$L = \frac{\mu_0 A N^2}{2 \left[ \frac{l_{\text{h1e}}}{2\mu_{\text{rh1e}}} + x \right]} \quad (2-21)$$

Si se definen

$$K_1 = \frac{\mu_0 A N^2}{2} \quad (2-22a)$$

y

$$K_2 = \frac{l_{\text{h1e}}}{2 \mu_{\text{rh1e}}} \quad (2-22b)$$

se obtiene

$$L(x) = \frac{K_1}{K_2 + x} \quad (2-23)$$

La función  $L(x)$  definida por (2-23) se muestra en la figura 2-15. La curva es hiperbólica. Para aplicaciones que no requieran de gran precisión y exactitud se puede aplicar el mismo procedimiento de linealización presentado para los transductores capacitivos que se describe en las páginas 1-61 a 1-67 del capítulo de sensores capacitivos.

La figura 2-16 muestra un modelo de transductor diferencial con espacio de aire variable. Si los núcleos en forma de U y las

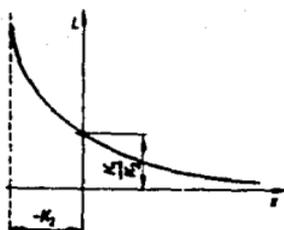


Fig.2-15 La curva de conversión de un transductor inductivo [5, fig 7.21]

bobinas de  $N$  vueltas corresponden a aquellos del modelo de la figura 2-14, las relaciones (2-20) a (2-23) se mantienen para ambos lados.

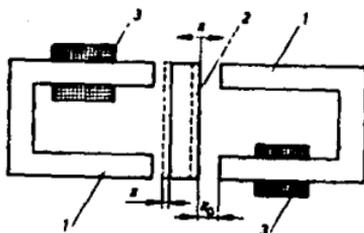


Fig.2-16 Modelo para el análisis del transductor diferencial con espacio de aire variable. 1 Núcleo de hierro en forma de U, 2 yugo o excitador de hierro, 3 bobina de  $N$  vueltas [5, fig. 7.22]].

Si el yugo o excitador central (2) en la figura está en la posición de equilibrio (en el centro), y ambos espacios de aire tienen una longitud  $x_0$ , entonces con un desplazamiento  $x$  del excitador a la izquierda, la distancia en aire del lado izquierdo será de  $(x_0 - x)$  y del lado derecho de  $(x_0 + x)$ . Sustituyendo estos valores en la ecuación (2-23) y denotando al lado izquierdo con el subíndice 1 y al derecho con el subíndice 2, se tiene

$$L_1 = \frac{K_1}{K_2 + x_0 - x}, \quad (2-24a)$$

$$L_2 = \frac{K_1}{K_2 + x_0 + x}. \quad (2-24b)$$

Las funciones (2-24) se muestran en la figura 2-17, la cual ilustra las curvas características resultantes de las inductancias.

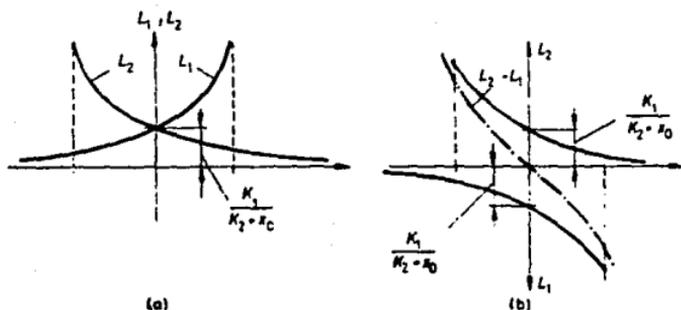


Fig. 2-17 Curvas de conversión del transductor diferencial con espacio variable de aire. (a) funciones (2-24); (b) curva resultante de ambas inductancias [5, 7.23].

Como puede verse, debido al punto de inflexión en el origen, la curva  $L_2 - L_1$  es más lineal que las curvas características de  $L_1$  y  $L_2$ .

Aunque son un poco más complicados, las condiciones en los transductores con núcleo tipo embolo prevalecen de un modo casi idéntico al de los transductores con entrehierro variable. Los primeros también se consideran de proximidad tomando en cuenta que, en este caso, el émbolo se fija al elemento móvil cuyo desplazamiento se desea detectar. La figura 2-18 ilustra el

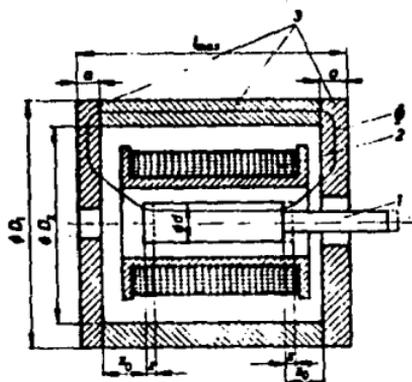


Fig.2-18 El circuito magnético de un transductor de bobina simple con núcleo tipo émbolo. 1 émbolo, 2 bobina, 3 circuito magnético [5, fig. 7.24].

circuito magnético de un transductor de bobina simple con núcleo de tipo émbolo junto con su carcasa ferromagnética. También se indican los datos más importantes de su geometría. Con el conocimiento de las longitudes y de las secciones transversales, se pueden escribir las ecuaciones que describen el comportamiento del circuito magnético. La línea negra marcada como  $\Phi$  muestra el lazo magnético cerrado de la líneas de inducción magnética. Con la geometría mostrada en la figura 2-18 se pueden obtener resultados semejantes a las ecuaciones (2-21) a (2-23), y los resultados pueden extenderse a transductores con dos bobinas.

Los transductores de tipo transformador, tanto de tipo émbolo como de yugo móvil, generalmente se excitan por la bobina del primario, mientras que las inductancias variables constituyen las bobinas del secundario. Como ejemplo de una configuración de yugo móvil, considérese la figura 2-19.

La bobina excitadora (primario) (3) en la figura 2-19 está en la parte central del yugo móvil, y su longitud es  $l_k$ . Por

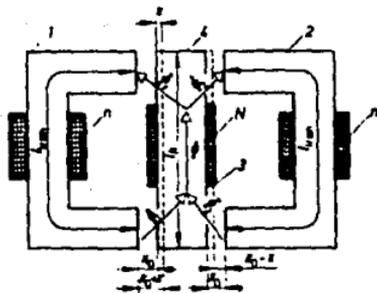


Fig. 2-19 Modelo para el análisis de un transformador diferencial. 1 y 2 elementos de hierro, 3 bobina del primario, 4 yugo [5, fig. 25].

simplicidad, supóngase que la sección transversal efectiva (hierro) en todo el circuito magnético es  $A$ . En el yugo central (4) en la figura 2-19, la excitación  $\theta = NI_3$  genera un flujo que se divide en  $\phi_{1/3}$  y  $\phi_{2/3}$ . Estos atraviesan el espacio de aire en ambos lados en la dirección marcada en la figura. Los flujos  $\phi_{1/3}$  y  $\phi_{2/3}$  son inversamente proporcionales a las resistencias magnéticas de sus propios circuitos magnéticos. Haciendo uso de la analogía eléctrica la disposición de la figura 2-19 puede reemplazarse por su circuito eléctrico análogo, mostrado en la figura 2-20.

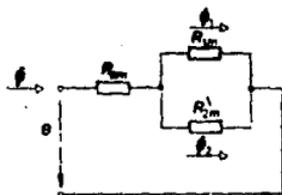


Fig. 2-20 Circuito análogo a la disposición de la figura 19 [5, fig. 7.28].

Los elementos del circuito análogo son:

$$R_{kn} = \frac{l_k}{\mu_r \mu_0 A} \quad (2-25)$$

$$R_{1m} = \frac{2(x_0 + x)}{\mu_0 A} + \frac{l_{hle}}{\mu_r \mu_0 A} \quad (2-26)$$

$$R_{2m} = \frac{2(x_0 - x)}{\mu_0 A} + \frac{l_{hle}}{\mu_r \mu_0 A} \quad (2-27)$$

Con la aplicación formal de la analogía eléctrica del circuito magnético, las dos formas de la llamada ley de Ohm magnética, por analogía de la ecuación (2-12) con la ley de Ohm, son

$$\Phi R_m = \Theta = N I \quad (2-28)$$

$$\Phi = \Lambda \Theta = \Lambda N I \quad (2-29)$$

donde  $\Lambda = 1/R_m$  es la conductancia magnética, y los flujos  $\Phi_{1/3}$  y  $\Phi_{2/3}$  son

$$\Phi_{1/3} = \frac{K_1 - K_2 x}{K_1(K_1 + 2K_3) - K_2^2 x^2} N I_3 \quad (2-30)$$

$$\Phi_{2/3} = \frac{K_1 + K_2 x}{K_1(K_1 + 2K_3) - K_2^2 x^2} N I_3 \quad (2-31)$$

donde

$$K_1 = \frac{1}{\mu_0 A} \left[ 2x_0 + \frac{l_{hle}}{\mu_r} \right] \quad (2-32)$$

$$K_2 = \frac{2}{\mu_0 A} , \quad (2-33)$$

$$K_3 = \frac{1}{\mu_0 A} \frac{l_k}{\mu_r} . \quad (2-34)$$

Por otro lado, de la ecuación (2-17), se tiene que el coeficiente inductivo  $L$  puede expresarse mediante la conductancia magnética. En el caso general,

$$L = \Lambda N n . \quad (2-35)$$

En las ecuaciones (2-30) e (2-31) el término que multiplica a  $N I_3$  denota la conductancia magnética del lado izquierdo y derecho respectivamente. Puesto que cada bobina tiene  $n$  vueltas, entonces

$$M_{1/3} = \frac{K_1 - K_2 x}{K_1 (K_1 + 2K_3) - K_2^2 x^2} N n , \quad (2-36)$$

$$M_{2/3} = \frac{K_1 + K_2 x}{K_1 (K_1 + 2K_3) - K_2^2 x^2} N n , \quad (2-37)$$

Dentro del rango de aproximación supuesto, las ecuaciones (2-36) e (2-37) proporcionan la inductancia mutua de las bobinas izquierda y derecha con la bobina central del transformador diferencial de la figura 2-19 para un desplazamiento  $x$  del yugo central.

Se pueden obtener resultados aproximadamente iguales para el transformador diferencial con núcleo tipo émbolo, pero debido a su geometría más compleja, las expresiones son más complicadas. En vista del carácter aproximado de los resultados, el conocimiento de estas características teóricas no es suficiente para el buen

desempeño en las mediciones prácticas, y es indispensable una calibración estática basada en condiciones reales. Sin embargo, los principios y consideraciones aquí presentados pretenden proporcionar una ayuda para la comprensión de las condiciones físicas; aunque simplificados, estos modelos se aproximan a la realidad.

La operación y exactitud de todos los transductores anteriormente citados dependen de factores internos y externos. Las influencias externas incluyen fluctuaciones en la amplitud y frecuencia de la fuente de tensión, cambios en la temperatura ambiente, etc. Estos efectos pueden eliminarse mediante estabilizadores de frecuencia, voltaje y temperatura. Los factores internos incluyen las condiciones de carga y acoplamiento, las propiedades no lineales de los transductores y su dependencia con respecto a la posición y orientación. En el transcurso de las mediciones, el movimiento del yugo o excitador ocasiona cambios en la carga, lo que en transductores diferenciales puede alterar la simetría y causar errores en la amplitud.

La aplicación de una inductancia variable a la transducción está sujeta a también a una serie de limitantes. En primer lugar, los campos magnéticos parásitos afectan a  $L$ , por lo que puede necesitarse disponer un apantallamiento magnético a su alrededor para que los cambios observados sean sólo debidos al fenómeno a transducir (el apantallamiento magnético puede hacerse construyendo un circuito de baja reluctancia alrededor del transductor y bobina para desacoplar los campos magnéticos externos; en realidad, la carcasa misma de algunos transductores sirve de pantalla para el transductor, por lo que sólo se construye la de la bobina). La relación entre  $R$  y  $L$  no es constante, sino que varía hacia los extremos del dispositivo, pues el campo deja de ser uniforme. El flujo magnético disperso es mayor que el flujo eléctrico disperso en los capacitores, y esto

limita el alcance de medida para una longitud determinada y es una fuente de interferencias para otros dispositivos o circuitos de los alrededores. Por otra parte,  $L$  y  $R$  son inversamente proporcionales. Si el parámetro variable es  $l$ , el dispositivo tendrá una impedancia inversamente proporcional a  $l$ . Si lo que varía es  $\mu$ , entonces hay proporcionalidad. Un factor adicional, frecuente aquí, pero común a todos los transductores alimentados con tensión alterna, es que si la salida puede ser bidireccional, es decir, si hay una posición central con salida nula, hace falta un amplificador de portadora para detectar la fase de la tensión de salida final. No basta con medir su amplitud. Por último, hay que recordar que todos los dispositivos basados en las propiedades magnéticas de los materiales deben trabajar a una temperatura inferior a la de Curie, y esto limita el margen de temperaturas donde se pueden aplicar este tipo de transductores. Entre las principales ventajas cabe señalar que les afecta poco la humedad ambiental y otros contaminantes, a diferencia de los transductores capacitivos; y sobre todo tienen alta sensibilidad. Los modelos diferenciales son menos sensibles a campos magnéticos externos, cambios de temperatura y variaciones de la tensión y frecuencia de alimentación.

En cuanto a los materiales empleados en estos transductores, la consideración principal se refiere al tipo de núcleo empleado. Con un núcleo de aire se puede trabajar hasta frecuencias más altas que con un núcleo de hierro, pero las variaciones de inductancia son pequeñas. Si se emplea un núcleo de hierro (u otro material ferromagnético), la frecuencia de trabajo no debe rebasar de unos 20 kHz, de lo contrario, habría muchas pérdidas en el núcleo. Además,  $\mu$  varía con la magnitud de la corriente, por lo que hay que limitarse a tensiones inferiores a unos 15 V RMS. Sus ventajas son que el circuito magnético está definido, y en consecuencia es menos sensible a campos externos, produce menos

campos de interferencias y, además, las variaciones de inductancia son mayores que cuando el núcleo es de aire. Las inductancias nominales empleadas son de 1 a 100 mH. En el siguiente cuadro se presentan las características principales de un transductor diferencial de proximidad.

Parámetro	Valor	Unidad
Desplazamiento nominal	$\pm 5$	mm
Clase de precisión	0,4 (o 0,2)	
Tensión de salida nominal a fondo de escala	$\pm 80 \pm 1\%$	mV/V
Error de intercambiabilidad	$< \pm 1$	%
Error de linealidad como porcentaje de la tensión de salida nominal	$< \pm 0,4$ (o 0,2)	%
Deriva térmica de la tensión de salida nominal, cada 10 K	$< \pm 0,2$	%
Deriva térmica del punto de salida cero, cada 10 K, como porcentaje de la salida nominal	$< \pm 0,5$	%
Margen de temperatura nominal	-20...+80	°C
Tensión de alimentación	$2,5 \pm 5\%$	V
Frecuencia de alimentación	5	kHz
Inductancia total	10	mH
Resistencia total	90	$\Omega$

Características del transductor de desplazamiento inductivo diferencial modelo WSTK (Documentación HBM) (1, pág. 158).

Para finalizar esta sección se mencionarán algunos dispositivos que caen dentro de este tipo de sensores, pero que por su aplicación, están fuera del alcance de este trabajo. En primer lugar se menciona al transformador diferencial de variación lineal, designado normalmente por las siglas LVDT (Linear Variable Differential Transformer). Ya se han mencionado algunas características de este tipo de transductor, sin embargo el LVDT es de aplicación más específica y existe literatura extensa sobre el tema. Se basa en la variación de la inductancia mutua entre un primario y cada uno de dos secundarios al desplazarse a lo largo de su interior un núcleo de material ferromagnético, arrastrado por un vástago no ferromagnético, unido a la pieza cuyo movimiento se desea medir. Al alimentar el primario con una tensión alterna, en la posición central las tensiones inducidas en cada secundario

son iguales y, al apartarse de dicha posición el núcleo, una de las dos crece y otra se reduce en la misma proporción. Normalmente los dos devanados se conectan en oposición serie, tal como se ha indicado. En la sección de aplicaciones se presenta un breve ejemplo.

Otros transductores fuera del alcance de este trabajo son los llamados transformadores síncronos trifásicos (sincros) y los resolucionadores (dispositivo de resolución, descomponedor o reductor). Su principio de operación consiste en que si en un transformador uno o varios de los devanados pueden desplazarse, lineal o angularmente, respecto a los demás, variando el acoplamiento entre primario y secundarios, es decir, la inductancia mutua entre ellos, también variará la tensión inducida en los devanados si uno o varios se excitan con una tensión alterna.

Para mayor información sobre estos transductores, ver la referencia [1].

#### *Sensores de Corrientes Parásitas*

Son llamados también sensores inductivos activos y revelan la presencia de objetos conductores, ya que aprovechan la inducción de corrientes parásitas en objetos de este tipo en presencia de campos magnéticos variables con el tiempo. Estas corrientes generan calor (efecto Joule), disipando una cantidad de energía que es sustraída de la fuente que genera el campo electromagnético. Este efecto es indeseable en las máquinas eléctricas. En primera instancia, esquemáticamente el sensor está constituido por un oscilador que genera un campo electromagnético en una bobina. Esta bobina puede estar enrollada a un núcleo de material ferromagnético, aunque en la mayoría de los casos no es así. Esta bobina representa la cara frontal del sensor, la cual, ante la proximidad del objeto conductor a detectar, cede parte de

su energía provocando alteración en las oscilaciones, y en algunos casos, su completa extinción. Un circuito discriminador determina, bajo un criterio previamente establecido, la señal de salida. Véase la figura 2-21.

Un análisis un poco más detallado muestra que la impedancia de una bobina por la que circula una corriente alterna queda alterada si se introduce una superficie conductora dentro de su campo magnético. Ello es debido a que se inducen corrientes parásitas o de Foucault o de eddy en la superficie que crean su propio campo magnético, opuesto al de la bobina. Cuanto más próximos estén, mayor es el cambio de impedancia. Para poder emplear este método de medida, el espesor del material donde se inducen las corrientes

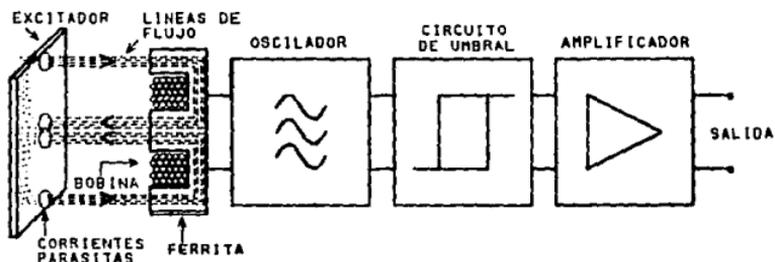


Fig.2-21 Esquema básico de un sensor de corrientes parásitas [9, fig. 4].

debe ser suficientemente grande comparado con la profundidad de penetración  $\delta$  de aquellas, que viene dada por

$$\delta = (\pi f \mu \sigma)^{1/2}$$

donde  $\sigma$  es la conductividad del material y  $f$  la frecuencia de la corriente.

La relación entre la impedancia de la bobina y la distancia

del excitador es, en general, no lineal. El cambio de impedancia también depende del material (conductividad y permeabilidad) y, por lo tanto, será sensible a sus cambios, debidos por ejemplo a variaciones de temperatura, que de esta forma afectarán a la sensibilidad. La gran ventaja de estos transductores es que no requieren materiales ferromagnéticos para su funcionamiento, sólo en diseños muy específicos. Por consiguiente, pueden emplearse a altas temperaturas, superiores a la de Curie, comercializándose modelos que trabajan hasta  $600^{\circ}\text{C}$ .

La inducción de corrientes parásitas implica que se forman pequeños lazos de corriente, los cuales pueden modelarse como una inductancia en serie con una resistencia, como se muestra en la figura 2-22. De hecho, este es el modelo de un trozo de metal o excitador.



Fig.2-22 Modelo eléctrico de la corriente parásita.

Al modelarse de este modo, la interacción entre sensor y excitador puede considerarse como la operación de un transformador de núcleo de aire: una cierta tensión en un devanado primario induce una corriente en un secundario (excitador). Puesto que se habla del flujo magnético que enlaza dos bobinas, es necesario tomar en cuenta la inductancia mutua resultante. El transformador

es el objeto físico cuyo funcionamiento se basa inherentemente en la inductancia mutua. Esta consideración permite realizar un análisis un poco más riguroso de los sensores de este tipo.

Es conveniente repasar el convenio del punto en transformadores en su forma más sencilla. Este convenio evita repetir el análisis de los flujos en las bobinas, colocando un punto en una de las terminales de cada bobina, de forma tal, que las corrientes que entran por las terminales con punto producen flujo aditivos. Es evidente que siempre hay dos situaciones posibles para los puntos, pues si se trasladan ambos a los otros extremos de las bobinas, los flujos seguirán siendo aditivos. En consecuencia, para elegir el signo correcto de los términos ( $M$ ) mutuos, se observa en primer lugar si ambas corrientes entran o no por las terminales con punto. Si lo hacen, el signo de la tensión mutua en cada bobina es el mismo que el de la tensión de autoinducción de dicha bobina. El mismo resultado es válido si ambas corrientes salen por las terminales con punto. Por el contrario, si no se cumplen ninguna de estas condiciones, resultan flujos sustractivos y el signo de la tensión mutua en cada bobina es opuesto al de la tensión de autoinducción de dicha bobina. Con esta convención, se pueden analizar los dos casos de mayor interés para este tipo de sensores: el transformador ideal y el transformador con núcleo de aire, así como el caso especial en que la carga del secundario es un circuito tanque.

El modelo completo de la interacción entre sensor y excitador se muestra en la figura 2-23, el cual es un transformador de núcleo de aire.

Como el secundario no tiene generador, el sentido de la corriente está dado por la ley de Lenz y tal que el flujo es sustractivo, o la inductancia mutua es negativa y es en el sentido indicado. Con la convención del punto, los signos de las inductancias mutuas serán opuestos a los de las autoinductancias.

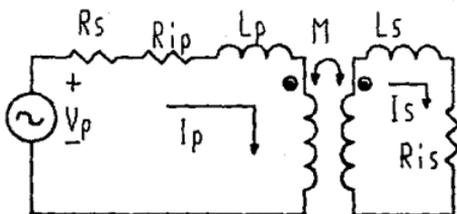


Fig.2-23 Modelo eléctrico de un sensor inductivo de corrientes parásitas y un excitador. (Transformador de núcleo de aire) [19].

Usando notación fasorial [19]:

$$V_p = (R_s + R_{ip} + j\omega L_p) I_p - j\omega M I_s, \quad (2-38)$$

$$0 = -j\omega M I_p + (R_{is} + j\omega L_s) I_s. \quad (2-39)$$

Despejando  $I_s$  de (2-39) y sustituyendo en (2-38), se tiene:

$$V_p = I_p \left[ R_s + R_{ip} + j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_{is} + j\omega L_s} \right],$$

$$V_p = I_p \left[ R_s + R_{ip} + j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2 R_{is}}{R_{is}^2 + \omega^2 L_s^2} - \frac{j \omega^3 M^2 L_s}{R_{is}^2 + \omega^2 L_s^2} \right],$$

$$\frac{V_p}{I_p} = \left[ R_s + R_{ip} + \frac{\omega^2 M^2 R_{is}}{R_{is}^2 + \omega^2 L_s^2} + j\omega \left[ L_p - \frac{\omega^2 M^2 L_s}{R_{is}^2 + \omega^2 L_s^2} \right] \right]. \quad (2-40)$$

de donde se observa un incremento en la resistencia del primario dada por:

$$\Delta R_p = \frac{\omega^2 M^2 R_{1s}}{R_{1s}^2 + \omega^2 L_s^2}, \quad (2-41)$$

y hay un decremento en la inductancia del primario que es:

$$\Delta L_p = - \frac{\omega^2 M^2 L_s}{R_{1s}^2 + \omega^2 L_s^2}. \quad (2-42)$$

Nótese además que si  $R_{1s}$  se hace o tiende a cero, estos resultados se tornan independientes de la frecuencia, ya que  $\Delta R_p$  se hace cero y  $\Delta L_p$  tiende a un valor de:

$$\Delta L_p \rightarrow -M^2/L_s; \quad (2-43)$$

para fines prácticos, los resultados anteriores se aproximan si  $R_{1s} \ll \omega L_s$ . Por el contrario, si  $R_{1s} \gg \omega L_s$ :

$$\Delta R_p \approx \frac{\omega^2 M^2}{R_{1s}}, \quad \text{y} \quad \Delta L_p \approx \frac{-\omega^2 M^2 L_s}{R_{1s}^2}. \quad (2-44)$$

Los resultados anteriores muestran la razón por la cual los sensores inductivos de corrientes parásitas aprovechan ya sea el cambio en la inductancia de la bobina de un oscilador LC o la alteración del factor de calidad  $Q$  asociado a él. Para este tipo de sensores, en especial los detectores de metales, se concluye que  $R_{1s}$  debe ser lo más pequeña posible para que

a) el resultado sea lo más independiente de la frecuencia,

b) no se modifique  $R_p$ ,

c)  $\Delta L_p$  sea máximo para una frecuencia dada.

Además,  $M$  debe ser máxima y  $L$  mínima, según (2-43). Esta misma ecuación indica la razón por la cual los primeros detectores de metales empleaban frecuencias de operación elevadas: el efecto de

aumentar la frecuencia es similar al de reducir el valor de  $R_{ls}$ .

Por el contrario, si el material es ferromagnético y se desprecia su conductividad (por ejemplo ferritas), el efecto en el primario es que aumenta el flujo en la bobina, puesto que el efecto es similar al de agregarle al transformador un núcleo ferromagnético.

Por otra parte, algunos modelos comerciales de alarmas contra robo emplean el principio del transformador de un modo especial: el excitador (o secundario) consiste físicamente de un circuito tanque, cuya frecuencia de resonancia es igual a la frecuencia de operación del detector (o primario). Para la mejor comprensión de la operación de este tipo de detectores, es necesario repasar algunos conceptos del transformador ideal.

Un transformador ideal es una aproximación útil de un transformador con acoplamiento muy fuerte, y se considera que no hay pérdidas resistivas ni por dispersión de flujo. Se supone que todo el flujo está contenido en el núcleo y que las reactancias inductivas del primario y secundario son extremadamente grandes en comparación con las impedancias entre sus terminales. Por simplicidad, considérese el esquema presentado en la figura 2-24.

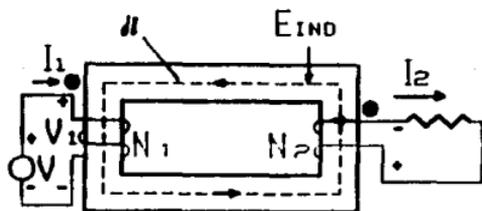


Fig. 2-24 Esquema básico de un transformador ideal [19].

Con la trayectoria para ley de Ampere mostrada en la figura,

se tiene

$$H l = - N I_1 + N I_2,$$

$$B = \frac{- N_1 I_1 + N I_2}{(l/\mu)},$$

$$\Phi = B A = \frac{- N_1 I_1 + N_2 I_2}{(l/\mu A)},$$

$$v_1 = - N_1 \frac{d\Phi}{dt} = \left[ N_1^2 \frac{d I_1}{dt} - N_1 N_2 \frac{d I_2}{dt} \right] \frac{\mu A}{l}, \quad (2-45)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} = \left[ N_2^2 \frac{d I_2}{dt} - N_1 N_2 \frac{d I_1}{dt} \right] \frac{\mu A}{l}, \quad (2-46)$$

donde la polaridad de  $v_2$  está asignada de acuerdo a la corriente de referencia. Multiplicando  $v_2$  por  $N_1/N_2$ :

$$\frac{N_1}{N_2} v_2 = - N_1^2 \frac{d I_1}{dt} + N_1 N_2 \frac{d I_2}{dt} = - v_1, \quad (2-47)$$

de donde se obtiene que:

$$\frac{v_1}{v_2} = - \frac{N_1}{N_2}, \quad (2-48)$$

o bien, cambiando el sentido de referencia a  $v_2$ :

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (2-49)$$

Como no hay pérdidas, debe conservarse la potencia:

$$v_1 I_1 = v_2 I_2,$$

y aplicando la ecuación (2-49),

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}. \quad (2-50)$$

Cuando se tiene un secundario resonante en el transformador ideal, como muestra la figura 2-25, se tiene que la impedancia reflejada en el primario es:

$$\frac{v_1}{I_1} = \frac{(N_1/N_2) v_2}{(N_2/N_1) I_2} = \left( \frac{N_1^2}{N_2^2} \right) Z_L, \quad (2-51)$$

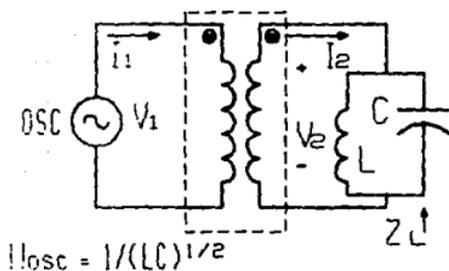


Fig.2-25 Transformador ideal con secundario resonante [19].

si  $Z_L \rightarrow \infty$ , el primario se ve abierto ( $I_1 = 0$ ). Sin embargo, aquí conviene hacer una breve consideración para el caso de un transformador de núcleo de aire. En este caso, con relación a la figura 2-26, se tiene:

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2, \quad (2-52)$$

$$0 = (j\omega L_2 + Z_L) I_2 - j\omega M I_1, \quad (2-53)$$

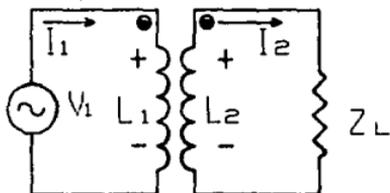


Fig.2-26 Transformador real con circuito tanque como secundario (19).

despejando  $I_2$  de (2-53) y sustituyendo en (2-42):

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + \frac{\omega^2 M^2 I_1}{j\omega L_2 + Z_L},$$

si  $Z_L = 1/(j\omega C)$  se tiene una resonancia en serie, entonces

$$V_1 = j\omega L_1 I_1 + \frac{\omega^2 M^2 I_1}{j\omega \left( L_2 - \frac{1}{\omega^2 C} \right)},$$

$$V_1 = j\omega \left[ L_1 - \frac{M^2}{\left( L_2 - \frac{1}{\omega^2 C} \right)} \right] I_1. \quad (2-54)$$

Cuando el circuito está en resonancia ( $\omega = (1/LC)^{1/2}$ ), el primario se abre. Para frecuencias inferiores a la de resonancia, la reactancia del primario aumenta, mientras que para frecuencias superiores a la de resonancia, la reactancia del primario disminuye (figura 2-27). De lo anterior se tiene que el

transformador con núcleo de aire con carga tal que resuene en serie se comporta como el transformador ideal con carga tal que resuene en paralelo.

No obstante, si  $R_1$  y  $R_2$ , las resistencias de las bobinas, no son despreciables, entonces:

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_1 + \frac{\omega^2 N^2 I_1}{R_2 + j\omega L_2 - j\omega/(\omega^2 C)}$$

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1) I_1 + \frac{\omega^2 N^2 I_1 \{R_2 - j\omega(L_2 - 1/(\omega^2 C))\}}{\left[ R_2^2 + \omega^2 \{L_2 - 1/(\omega^2 C)\}^2 \right]}, \quad (2-55)$$

y en resonancia

$$\frac{V_1}{I_1} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 N^2}{R_2^2}. \quad (2-56)$$

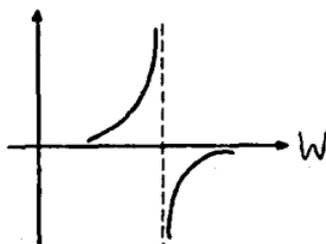


Fig.2-27 Reactancia del primario en la vecindad de la frecuencia de resonancia (18).

Evidentemente, el resultado es de gran importancia: el efecto de  $R_2$  es que en lugar de cambiar la reactancia del primario, cambia su resistencia y ya no se abre, a menos que  $R_2$  tienda a

cero. Una alternativa es hacer tanto la frecuencia y la inductancia mutua lo más grandes posibles; sin embargo, para algunas aplicaciones esto es inconveniente.

En la figura 2-27a se muestran los casos opuestos a descritos anteriormente: en la figura 2-27a(1) se muestra al transformador ideal con una carga  $LC$  en serie, mientras que en la figura 2-27a(2) se muestra al transformador con núcleo de aire cargado con una red  $RC$  en paralelo. En ambos casos, el efecto es similar. En el transformador ideal, en resonancia, la carga reflejada al

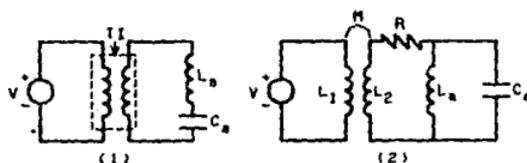


Fig.2-27a (1) Transformador ideal con secundario en resonancia serie. (2) Transformador con núcleo de aire con secundario resonante en paralelo.

primario sería muy grande ( $Z_L \rightarrow 0$ ) por lo que  $I_1$  tenderá a infinito. Para el transformador con núcleo de aire, en resonancia, el secundario se ve abierto con lo cual el primario no se altera.

De los resultados anteriores, se hacen obvios tres tipos elementales de funcionamiento dentro de esta clase de sensores que en la práctica se confunden porque se utilizan simultáneamente. Estos funcionamientos dependen de cuál sea el parámetro eléctrico modificado en el transductor.

a) Cambio del valor del factor de calidad  $Q$ . La absorción de energía producen un aumento de la resistencia equivalente de pérdidas de la bobina o circuito oscilante empleado. Ello significa una disminución del  $Q$  real del transductor, detectable

por procedimientos electrónicos. Este efecto se presenta en materiales conductores con pérdidas ferromagnéticas o no sin combinarse con el efecto en b).

b) Cambio del valor de  $L$  (inductancia) del transductor. Cuando el material a detectar es ferromagnético ( $\sigma = 0$  y  $\mu_r = \infty$ ) se produce una disminución en la reluctancia del circuito y en consecuencia un aumento del coeficiente de autoinducción de la bobina del sensor. Para el caso de materiales paramagnéticos, se produce un aumento en la reluctancia del circuito y una disminución en el coeficiente de autoinducción de la bobina del sensor. En un sensor inductivo, ello dará lugar a una variación de fase en la corriente que circula por él, mientras que en un circuito oscilante producirá un cambio en la frecuencia de resonancia. Ambos efectos son detectables por procedimientos electrónicos.

c) Para los conductores ideales (sin pérdidas), también la autoinductancia disminuye debido a que las corrientes parásitas generan un campo magnético que se opone al de la bobina. Es un efecto similar al de los materiales paramagnéticos.

Como se comprenderá fácilmente, en un material ferromagnético los tres efectos pueden coexistir en un momento dado, predominando en la práctica el que mejor caracterize al material. El diseñador deberá por lo tanto escoger el circuito electrónico del detector que resulte más adecuado.

Las características generales de estos sensores son:

- no existen modelos pasivos, todos ellos precisan de algún tipo de alimentación, aunque el excitador sí es pasivo,
- incorporan un oscilador que produce el campo magnético variable,
- son capaces de producir respuesta estática, o sea, no es necesario el movimiento relativo entre el sensor y el objeto sensado. La sola presencia del excitador induce corrientes parásitas.

- La respuesta del sensor, dentro de amplios límites, es independiente de la velocidad de alejamiento del excitador.
- El tiempo requerido para la atenuación y reanudación de las oscilaciones, limita la frecuencia máxima de operación del sensor.
- Tienen amplio intervalo de temperatura de funcionamiento ( $-25^{\circ}\text{C}$  a  $70^{\circ}\text{C}$ ); pueden adoptar diversas formas y dimensiones tanto el sensor como la bobina, la cual es uno de los elementos constitutivos más importantes.

A continuación se presentan algunos ejemplos:

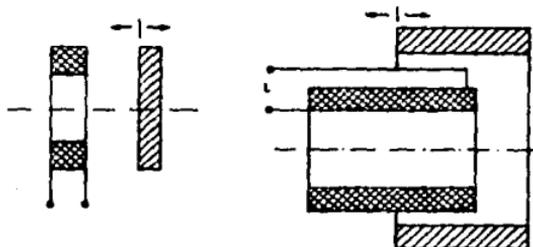


Fig.2-28 Transductores basados en corrientes parásitas [1, fig. 4.14].

En la figura 2-28 se presentan dos configuraciones comunes. En un caso se trata de una bobina perpendicular a una superficie metálica, mientras que en el otro se trata de un manguito conductor que se desliza sobre la bobina. Existen también modelos diferenciales que emplean dos bobinas activas, o una activa y otra pasiva para compensar si se utiliza un puente de medida. La frecuencia de alimentación es alta, 1 MHz. o mayor, y un alcance de medida típico de 0.5 mm. a 60 mm. Aparte de las aplicaciones similares a las de los reluctancia variable, hay algunas aplicaciones especiales. En la figura 2-29 se representa el esquema de un medidor de nivel de metales líquidos. Las paredes del tubo son de acero poco magnético. La inductancia de cada

bobina depende de las corrientes parásitas producidas en el líquido y, por tanto, cambia al hacerlo el nivel.

En los tacómetros de arrastre, figura 2-30, hay un imán permanente que gira accionado por el eje cuya velocidad se desea medir. Al girar el imán, induce corrientes parásitas en la cápsula conductora, no ferromagnética, que crean su propio campo magnético interactuando con el del imán. La carcasa está retenida por un

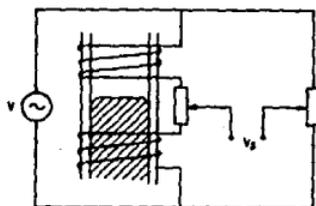


Fig.2-29 Medición de nivel de metales líquidos basada en corrientes parásitas [1, fig. 4.15].

muelle, de forma que gira un determinado ángulo hasta que el par de recuperación del muelle iguale al par de arrastre, convirtiendo así la velocidad en par. El ángulo girado viene indicado en un tablero.

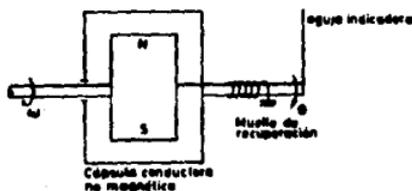


Fig.2-30 Tacómetro de arrastre basado en corrientes parásitas [1, fig. 4.16].

En la figura 2-31 se muestra un transductor, denominado de anillo deslizante, que se basa en el mismo principio. En este caso hay un anillo conductor (cobre) que se desliza sobre un eje, de forma que su posición delimita el campo magnético creado por una bobina con un núcleo ferromagnético ( en forma de E en la figura) puesto que las corrientes parásitas inducidas en el anillo crean un campo magnético opuesto. De este modo, el anillo actúa como "aislante magnético" y su posición determina la inductancia de la bobina. Una de sus aplicaciones es la medición de posiciones lineales y ángulos en automóviles.

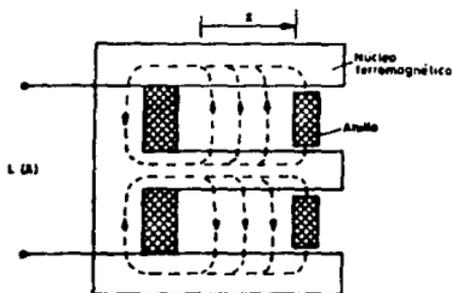


Fig.2-31 Transductor de anillo deslizante basado en las corrientes parásitas [1, fig. 4.17].

En el mercado actual, la variedad y especialización de estos modelos permite asegurar que existe uno para cada aplicación industrial, y pueden sustituirse por ellos casi cualquier tipo de relevadores o relés y sensores electromecánicos y de contacto laminar. Algunas firmas comerciales poseen más de un centenar de modelos en catálogo de esta versión de sensores. Un modelo comercial muy generalizado consta de una sonda detectora de forma cilíndrica. Como puede verse en la figura 2-32, existe una parte roscada con tuerca y contratuerca que permite su fijación. En una de las bases del cilindro entran herméticamente los cables de

interconexión de la sonda detectora al resto del conjunto electrónico, el cual es variable según el tipo y aplicación. La base opuesta forma la cara sensible del detector. Por lo general, la sonda contiene al transductor y oscilador, y en algunos casos amplificadores y detectores de nivel.

Para este tipo de detector inductivo que funciona normalmente por variación de  $Q$ , el diagrama general es el que se representa en

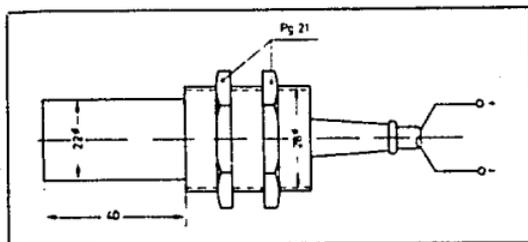


Fig.2-32 Sensor comercial inductivo típico [10].

la figura 2-33. Cuando decrece la  $Q$  del transductor, el nivel pico

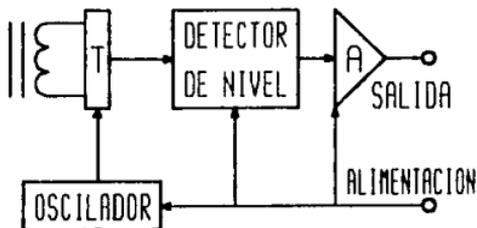


Fig.2-33 Diagrama de bloques de un sensor inductivo. [10, fig 12].

a pico de su tensión de alterna decrece también, efecto que es puesto en evidencia por un detector de nivel que actúa sobre un amplificador de salida. En muchos casos prácticos se recurre a un

esquema más simple (figura 2-33a), especialmente cuando no se requiere gran sensibilidad y/o se emplean amplificadores adicionales no incorporados en el sensor. Para ello se aprovecha el efecto de "bloqueo" del oscilador cuando las pérdidas provocadas son demasiado altas e imposibilitan la realimentación del mismo. La corriente de alimentación al sensor desciende bruscamente, desexcitándose el relevador  $R$  en serie con el mismo

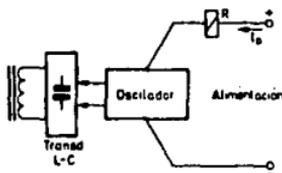


Fig.2-33a Esquema simplificado de la figura 33 (10, fig. 13).

cuando un objeto metálico se halla suficientemente próximo al sensor. Al alejarse dicho objeto se restablece el valor inicial de la  $Q$  del oscilador, apareciendo bruscamente las oscilaciones nuevamente y provocando la nueva excitación de  $R$  debida a la brusca reanudación del consumo de energía del oscilador. Este sistema producirá detectores de más baja sensibilidad, aunque suficiente para algunos fines prácticos. En estos modelos, los osciladores deben estar diseñados adecuadamente para que el factor de acoplamiento permanezca constante con la temperatura. Su uso posible se encuentra en el margen de temperaturas de  $-20^{\circ}\text{C}$  a  $60^{\circ}\text{C}$ . A continuación se presentan algunos datos relevantes de los modelos industriales más utilizados.

#### Características Medias [10].

##### a) Mecánicas.

Diámetros entre 65 y 70 mm. según modelos.  
Longitudes entre 20 y 85 mm. según modelos.

##### b) Eléctricas.

Sensibilidades: El excitador tiene por lo menos una superficie igual a la cara sensible del sensor y espesor mínimo de 0.5mm. Su alcance está entre 2 y 40 mm según modelos.

Histéresis: 0.3 mm. para 20mm. de sensibilidad máxima.

1mm. para 40 mm. de sensibilidad máxima.

Desviaciones Térmicas: 0.004 mm/°C para 8 mm. de sensibilidad máxima. 0.01 mm/°C para 40 mm. de sensibilidad máxima.

Velocidad: Entre 50 y 5000 actuaciones/seg.

Esta versión de detector de proximidad puede utilizarse en cualquier tipo de maniobra mecánica-eléctrica cuyos requisitos puedan cumplirse con las características mencionadas. Su aplicaciones pueden extenderse a todo proyecto en el que se desee relacionar un movimiento o posición mecánico, con un equipo de regulación y control eléctrico. Por otro lado, son sensibles a cualquier material ferromagnético o no, que produzca pérdidas por efecto Foucault o Joule. En este aspecto se puede destacar que ninguno de los que trabajan por variación de  $Q$  reaccionan frente a un excitador de ferrita debido a las bajas pérdidas de este material; si lo hacen frente al mismo excitador, los detectores que trabajan por variación de  $L$  (variación de fase o frecuencia).

Son equipos extraordinariamente robustos, resistentes a golpes y vibraciones. No requieren de imanes permanentes, por lo que tienen poco peso y volumen pudiendo trabajar en amplios márgenes de temperatura. Al no existir campos magnéticos intensos continuos a su alrededor, no atraen ni acumulan virutas o partículas metálicas. En general, se presentan en unidades herméticas selladas con resina epoxy, por lo que pueden trabajar en cualquier ambiente (polvo, humedad, corrosivos, etc.) y accionar directamente un actuador. Tienen todas las ventajas de los dispositivos de

estado sólido. La gran variedad de modelos comerciales existentes constituye un punto de evidente interés industrial, ya que será posible encontrar dentro de esta versión, un modelo adecuado a la necesidad concreta de cada proyecto. Su desarrollo comercial se debe a que, en general, constituyen la mejor solución a un problema de accionamiento difícil.

Sin embargo, son dispositivos activos. Contienen componentes activos y consumen y disipan potencia continuamente. Generalmente, dadas sus presentaciones, son irreparables, y deben sustituirse cuando se averían en alguno de sus componentes. En los modelos en los que el sensor no incorpora un amplificador de salida o éste no existe, la conexión entre ambos elementos debe estar apantallada y no puede ser excesivamente larga, quedando en la práctica limitada a unos dos metros, ya que normalmente estos dispositivos trabajan conjuntamente con máquinas que producen ruido eléctrico elevado.

No obstante su extensa aplicación industrial como sustitutos de relevadores electromecánicos, existen otras aplicaciones tan importantes como ésta. Este es el caso de los denominados detectores de metales, los cuales se han desarrollado extensamente dadas las crecientes necesidades industriales y científicas. Aunque en esencia son idénticos a los modelos presentados anteriormente, difieren en su tamaño, sensibilidad y resolución; además, en los detectores de metales es frecuente que sea requerida algún tipo de discriminación. A continuación se tratan los aspectos más importantes de estos sensores.

Básicamente son detectores de proximidad inductivos que trabajan generalmente por variación del parámetro  $L$ . La variación de este parámetro produce mayores sensibilidades, y lo que se pretende en esta aplicación es alcanzar la máxima posible para un criterio de discriminación dado. En la figura 2-34 se representa su diagrama de bloques elemental. Un oscilador de tipo  $L-C$  trabaja a la frecuencia  $f_0$  cuando  $L$  se encuentra alejada de cualquier

material metálico. La modificación del campo variable generado por  $L$  produce una variación de este parámetro, que se traduce en un cambio de la frecuencia de oscilación,  $f_0 \pm \Delta f_0$ . Un comparador de frecuencia (generalmente construidos a base de cristales de cuarzo o PLL's) produce una salida proporcional a la desviación, que se pone de manifiesto en un dispositivo que pueda ser observado por el operador del equipo. También pueden existir dispositivos de aviso que actúen a partir de cierto nivel de desviación. Este tipo de detector utiliza frecuencias relativamente elevadas por lo que es posible modificar  $f_0$  por variación de  $L$  (efecto sobre el campo magnético) o por variación de las capacitancias asociadas al circuito resonante (efecto sobre el campo eléctrico) y capacitancia parásita de  $L$ . De este modo, tanto los materiales ferromagnéticos como otros materiales metálicos conductores, producirán desviaciones en el instrumento de medición, aunque en general la sensibilidad del equipo será mayor en los primeros. La sensibilidad puede llegar a 1 metro sobre distancia media para materiales de tamaño relativamente grande y se incrementa a medida que los materiales incrementen su tamaño.

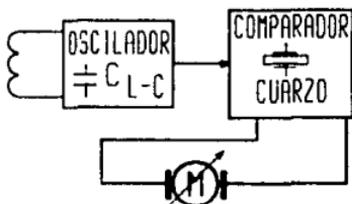


Fig.2-34 Detector por variación del parámetro  $L$  [10, fig. 14].

Otro tipo de detectores trabajan también por variación de  $L$  pero con el cambio de fase de asociado a ésta. En este caso se aplica la propiedad de que un circuito resonante a  $f_0$  cambia muy

rápidamente su fase alrededor del punto de resonancia (tanto más rápidamente cuanto mayor sea su  $Q$ ). Este efecto es más notable que la disminución de su  $Q$ , especialmente cuando ésta es baja, por lo que se obtienen sensibilidades mayores. En la figura 2-35 se muestra su diagrama de bloques.

En la figura se observan dos osciladores y ambos trabajan a la frecuencia  $f_0$ . Uno de ellos está fijo a  $f_0$  por medio de un cristal de cuarzo (oscilador 2) sincronizado al otro (oscilador 1), el cual se realimenta por medio de su circuito  $L-C$ . La bobina  $L$  se coloca en la zona de interés y en ausencia de objetos metálicos el valor  $L-C$  resuena a  $f_0$ . Cuando el objeto conductor se introduce a

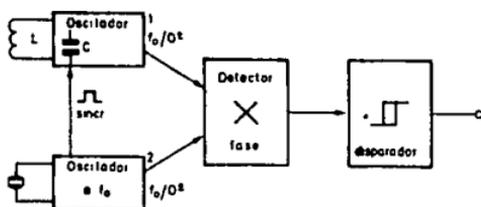


Fig.2-35 Detector por variación de fase [10, fig. 15].

la zona de campo de  $L$ , varía su valor modificando la frecuencia natural de resonancia del oscilador 1. Sin embargo, éste no puede modificar su frecuencia de oscilación por las fuertes señales de sincronismo procedentes del oscilador 2. En estas condiciones, el circuito del oscilador 1 produce un fuerte defasamiento para la corriente de frecuencia  $f_0$ . Este defasamiento se mide con un circuito comparador de fase (multiplicador, por ejemplo), cuya salida proporcional al cambio de  $L$ , se aplica a un discriminador que decide si existe un objeto metálico en las cercanías de la bobina detectora. En realidad, los sistemas anteriores son casos particulares de una clasificación más grande que se presenta

enseguida.

Puesto que los detectores de metales son de interés particular en este trabajo, a continuación se presentan los tipos más comunes y sus características. Básicamente, esta clasificación se fundamenta tanto en el modo de medir el cambio en la inductancia  $L$  como en el modo de inducir los cambios en ésta. Se usan extensamente en aplicaciones geológicas, por lo que se agregan algunas consideraciones con respecto al espacio o terreno de operación dada su cercanía al suelo durante su empleo. Para la mayoría de las aplicaciones no geológicas, los efectos del suelo pueden ignorarse sin que se generen mayores problemas, ya que su separación del suelo es cuantitativamente mucho mayor.

Detector de metales tipo B.F.O.

El principio de un detector con oscilador de frecuencia de batido (*Beat Frequency Oscillator*) se ilustra en la figura 2-36.

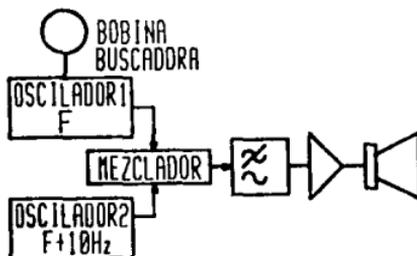


Fig.2-36 Diagrama de bloques de un detector tipo B.F.O. [3, fig. 1].

Las salidas de dos osciladores, sintonizados de tal modo que existe entre ellos una pequeña diferencia de frecuencias para los modelos que emplean audífonos, se mezclan. La frecuencia diferencia se selecciona por un filtro paso-bajas, se amplifica y se alimenta a un circuito de despliegue o simplemente a una bocina o audífonos.

Cuando un objeto metálico se aproxima a la bobina activa o sensora ocasiona un cambio en su inductancia, causando un cambio en la frecuencia del oscilador 1 y un cambio correspondiente en la frecuencia diferencial. Los metales no ferrosos causarán un incremento en la frecuencia del oscilador activo, mientras que los metales ferrosos ocasionarían un efecto opuesto. Se dice "ocasionarían" puesto que, en la práctica, tanto la forma del objeto como su estado de descomposición parecen afectar el sentido del cambio. A primera vista, puede resultar simple aplicar este principio a la construcción de un detector de metales, pero existen cierto número de problemas que deben resolverse antes que se pueda realizar un diseño satisfactorio. El primero de ellos se relaciona con la bobina activa o sensora.

La frecuencia de oscilación cambiará si la reactancia cambia, por lo que es susceptible a cambios tanto de capacitancia como de inductancia. El cambio en la capacitancia de la bobina ocasionado por su movimiento relativo con respecto al terreno, bien puede exceder el cambio en inductancia ocasionado por el objeto que está siendo buscado. Afortunadamente, este efecto puede minimizarse colocando una pantalla de Faraday en la bobina. Esto se hace envolviendo la bobina con una lámina conductora delgada, la cual se conecta a la tierra interna del oscilador. En alguna sección de la pantalla, debe dejarse un espacio para evitar que ésta se convierta en una capa cortocircuitada. Con lo anterior, los efectos capacitivos se reducen notablemente mientras que la sensibilidad de la bobina no se altera. Otra causa de cambios espurios en la frecuencia es el calor; al pasar la bobina del sol a la sombra, se puede causar un cambio de frecuencia considerable y ligeramente rápido. Se puede reducir este efecto con un aislamiento térmico adecuado.

En los modelos en que se emplean audifonos como medio de despliegue o aviso, la magnitud del cambio de frecuencia es uno de

los principales problemas al usar un detector B.F.O. Una solución práctica es hacer las frecuencias tan semejantes que su diferencia sea igual o menor a 10 Hz. Cuando se hace así, puede discernirse un cambio de uno o dos hertz. Si la diferencia (frecuencia diferencia) fuese del orden de 250 Hz, este cambio sólo podría ser escuchado por una persona experimentada o con cierto entrenamiento.

Se puede incrementar la sensibilidad del B.F.O. del modo que se muestra en la figura 2-37. El oscilador de la bobina activa trabaja a la frecuencia  $f_0$  y su salida se convierte en una onda cuadrada, la cual es rica en armónicas. El oscilador de batido

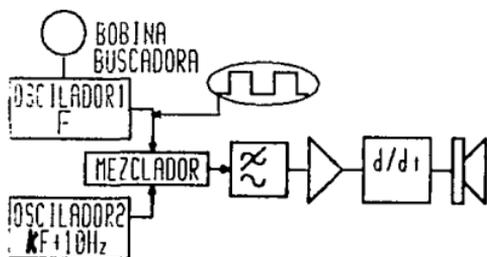


Fig.2-37 Diagrama de bloques de un detector de metales mejorado (3, fig. 3).

trabaja a  $kf_0$ , siendo  $k$  un número entero. De este modo, el oscilador de batido se mezcla con la  $k$ ésima armónica, por lo que cualquier cambio de frecuencia se multiplica por  $k$ . Esto hace que este cambio de frecuencia pueda ser escuchado con mayor facilidad cuando se usan audifonos, aunque la susceptibilidad a las desviaciones en frecuencia sea mucho mayor. Puede usarse una armónica tan grande como se desee mientras se tenga presente que, con una onda cuadrada, sólo se presentan las armónicas impares y que la amplitud de éstas es igual a la amplitud de la fundamental dividida por el número de armónica.

Por otro lado, es bien conocido que un cambio de frecuencia entre un oscilador como el de la bobina sensora y otro similar de referencia, puede medirse observando el cambio relativo de fase entre las señales de ambos osciladores. Por ejemplo, si la diferencia entre la frecuencia del oscilador sensorial  $f_s$  y la frecuencia del oscilador de referencia  $f_R$ , es  $\Delta f$ , entonces, el cambio de fase, el cual puede ser observado entre ambas señales después de un tiempo  $\Delta T$ , está dado por (en grados) [4]

$$\Delta\phi \approx 360 \Delta T \Delta f. \quad (2-57)$$

De la ecuación anterior, si  $\Delta f = f_s - f_R = 1$  Hz, un cambio en la fase de  $360^\circ$  tomará un segundo. Este efecto se ilustra en la figura 2-38 donde  $f_s$  cambia en un tiempo  $T_0$  a una frecuencia

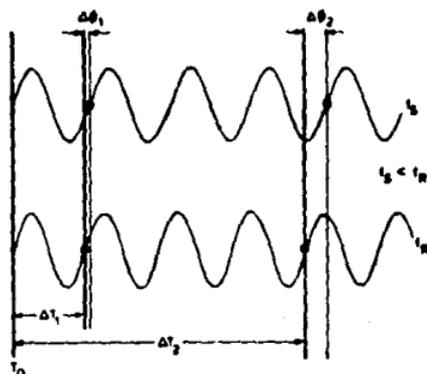


Fig.2-38 Diferencias de fase cambiando con el tiempo.  
[4, fig. 1].

ligeramente mayor que  $f_R$ . Después de un tiempo  $\Delta T$  existe un considerable cambio de fase  $\Delta\phi$  entre ambas señales. Evidentemente, si las diferencias de fase pueden observarse, entonces pueden detectarse diferencias de frecuencia muy pequeñas y se puede

construir un detector muy sensible.

Un aspecto interesante de este sistema es que el signo de  $\Delta\phi$  es igual al signo de la frecuencia creciente o decreciente. Un detector de metal basado en el principio de medición de fase tendrá, por lo tanto, la capacidad de indicar si un objeto en las cercanías de la bobina sensora está intensificando el campo magnético (ferromagnético) o lo está empobreciendo (diamagnético). En teoría, pueden diferenciarse objetos de hierro de los de bronce, por ejemplo. Los efectos de autoinducción pueden, no obstante, ser encubiertos u ocultados por las corrientes parásitas y por la capacitancia de la bobina, ya que los efectos diamagnéticos suelen ser pequeños. El esquema de un sistema de este tipo se muestra en la figura 2-39, en el cual la fase del

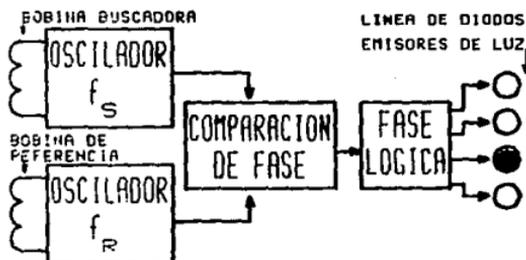


Fig.2-39 Esquema básico de un detector de metales [4, fig. 2].

oscilador de la bobina activa se compara con la de un oscilador similar de referencia. En este caso, la diferencia de fase se despliega en una línea de diodos emisores de luz (LED's), arreglados de modo que indican el cuadrante donde existe la diferencia de fase (véase la figura 2-40).

A medida que la fase cambia, se enciende un diodo diferente. La tasa de cambio la dictamina la ecuación (2-57). Para una

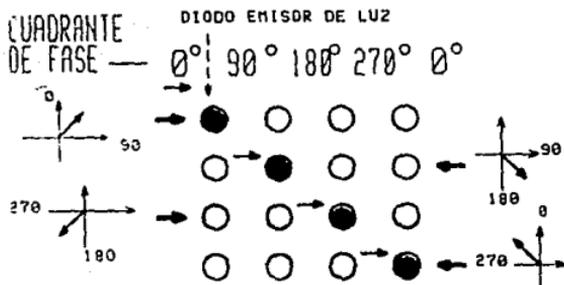


Fig.2-40 Hilera de LED's que indican los cuatro cuadrantes (4, fig. 3).

diferencia de 1 Hz, el diodo encendido se moverá a lo largo de la hilera en un segundo, barriendo de izquierda a derecha para un objeto ferromagnético y de derecha a izquierda para un objeto diamagnético. A medida que la bobina activa se acerque al objeto, la velocidad de barrido se incrementará hasta que todos los diodos aparenten estar encendidos al mismo tiempo. En el anexo de este capítulo se tratará este diseño con un poco más de detalle.

Detector de metales del tipo de Inducción de Pulsos.

Mientras que los detectores del tipo B.F.O. emplean un campo magnético con forma de onda continua para inducir corrientes parásitas en el objeto a detectar, en el sistema de inducción de pulsos por lo general se emplean dos bobinas, una receptora y una transmisora (principio del transformador). El campo del primario es un tren de pulsos. En un detector de onda continua (un tipo que se describirá más adelante), el acoplamiento entre el transmisor y receptor se efectúa por la geometría del sistema, la cual debe ser rígida para detectar pequeños objetos metálicos. La geometría rígida no es tan importante en un sistema de inducción de pulsos ya que no existe acoplamiento directo entre el transmisor y receptor.

En un sistema de inducción de pulsos convencional, se desconecta un campo magnético primario, el cual inducía corrientes parásitas en un objeto conductor. Los voltajes inducidos por la caída de estas corrientes parásitas son detectados y después procesados a conveniencia. La figura 2-41 se muestra un sistema que está constituido por bobinas receptoras y transmisoras circulares las cuales son coaxiales con respecto a un objeto que se modela como un lazo conductor.

La figura 2-42 muestra el caso donde un flujo magnético de  $B_p$  Wb. es normal a un lazo de radio  $a$  y que se hace cero en un tiempo  $t$ . Este flujo magnético induce corrientes parásitas en el objeto

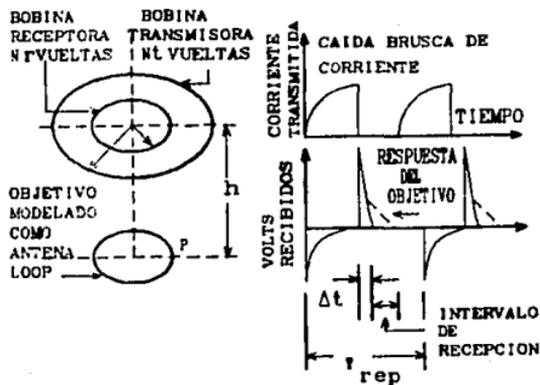


Fig.2-41 Elementos de un sistema de inducción de pulsos [2, fig.1]

que está dentro de su campo de radiación. Cuando el campo magnético del primario desaparece (después del tiempo  $t$ ) la corriente en el objeto o excitador decae exponencialmente con una constante de tiempo  $T = L/R$ , donde tanto  $L$  y  $R$  son los parámetros del excitador. A su vez, esta corriente en el excitador que decae exponencialmente induce en la bobina receptora cierto voltaje que

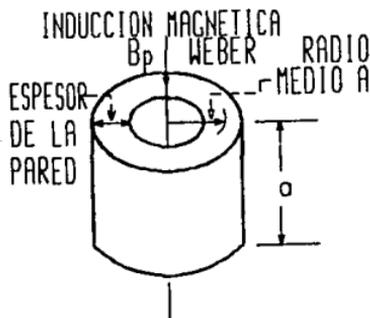


Fig.2-42 Excitador u objeto detectado cilindrico estándar (2, fig. 2).

se determina por la tasa de cambio del concatenamiento o enlace de flujo que se origina en el mismo excitador. De un modo estricto, las corrientes parásitas inducirían un cierto voltaje en el receptor; sin embargo, la corriente cae relativamente despacio y el flujo que atraviesa el receptor cambia despacio, por lo que requiere cierto movimiento relativo entre el sensor y excitador. De hecho, estos sensores se consideran dinámicos.

Cuando se habla de aplicaciones arqueológicas o geológicas, es necesario tomar en cuenta el efecto de las rocas y los suelos. La mayoría de las rocas y de los suelos tienen una resistencia específica mucho mayor que la de los objetos de interés, por lo que (recuérdese que la constante de tiempo es inversamente proporcional a la resistencia) puede hacerse una separación efectiva entre las dos señales de mayor interés: las señales debidas a objetos metálicos y aquellas debidas a los efectos de conductividad en el terreno. Esta separación o discriminación se realiza mediante la introducción de un cierto tiempo  $\Delta t_1$  entre el momento en que se desconecta la señal de corriente del transmisor y el momento de observación de la señal inducida. Este tiempo  $\Delta t_1$

se considera como retraso. En la práctica, dado que la constante de tiempo de un material conductor no metálico (mal conductor) en las cercanías de un detector de metal es menor a  $20 \mu\text{s}$  (según datos presentados por J.A. Corbyn [2]), son adecuados retrasos entre  $40\mu\text{s}$  y  $300\mu\text{s}$  para evitar sensar los efectos de las corrientes de los malos conductores. Esto puede verse mejor en las características de operación del METOR 117, mostradas en las páginas 2-94 a 2-103.

Las propiedades magnéticas de las rocas y el terreno se atribuyen principalmente a la magnetita y la maghaemita. Estos minerales exhiben un efecto de viscosidad magnética porque su magnetización no sigue instantáneamente al campo magnético aplicado. La viscosidad magnética es cualitativamente similar a los efectos de un conductor en un detector de metales. La dirección de la magnetización temporal del terreno es la misma que la del campo magnético primario y que la del flujo magnético en el conductor que está siendo detectado. Cuando se diseña un detector de metales del tipo de inducción de pulsos para aplicación geológica, es necesario conocer la respuesta de las rocas o el terreno a un campo magnético pulsante. Una ecuación general es la siguiente [2]:

$$M \propto K \Delta H g(t), \quad (2-58)$$

donde  $K$  es la susceptibilidad magnética y  $M$  es el momento magnético por unidad de volumen de material, resultante de un cambio  $\Delta H$  en el campo magnético en un tiempo  $t$  después de este cambio. La ecuación (2-58) es lineal en el sentido de que  $g(t)$ , que describe la atenuación de la magnetización, es independiente del campo magnético del primario. En  $t = 0$ ,  $g(t)$  sería finita y cuando  $t \rightarrow \infty$ ,  $g(t)$  tendería a cero. Más aún, la experiencia práctica muestra que  $g(t)$  es una función decreciente de  $t$ . La

figura 2-43 muestra la respuesta del terreno o rocas a un campo magnético pulsante.

Algunos estudios sugieren que  $g(t)$  puede modelarse como la suma de dos exponenciales cuyas constantes de tiempo las determinan las características del suelo donde se realice la investigación [2]. Sin embargo, según los mismos estudios experimentales prácticos, parece ser que la función  $g(t)$  no depende de las dimensiones físicas del material que está siendo magnetizado y la forma de la atenuación debida a un objeto conductor es generalmente una atenuación exponencial simple como la indicada al principio. El conocimiento de la respuesta de las

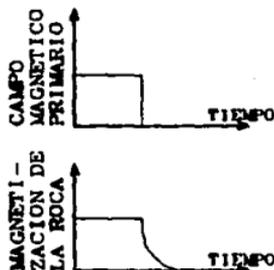


Fig.2-43 Respuesta del terreno y las rocas cuando el campo magnético del primario se desconecta [2, fig. 3].

rocas y el suelo a la magnetización resulta de gran importancia, ya que es posible construir, para un detector de metales de inducción de pulsos para aplicaciones geológicas, un sistema de eliminación del efecto "tierra" determinando la diferencia entre la respuesta observada y la respuesta de la tierra y rocas, suponiendo que se debe a la viscosidad magnética. Así, se puede reconocer la presencia del conductor. Si se tiene un modelo matemático adecuado de la función  $g(t)$ , ésta puede realizarse electrónicamente y ser restada a la señal obtenida en el

secundario obteniéndose la diferencia deseada y poder así reconocer la presencia de un conductor.

$$\text{señal detectada} = \left[ \begin{array}{c} \text{señal debida} \\ \text{al conductor} \end{array} \right] + \left[ \begin{array}{c} \text{efectos del} \\ \text{terreno} \end{array} \right]$$

$$\left[ \begin{array}{c} \text{efectos del} \\ \text{terreno} \end{array} \right] = \text{función de } g(t) = f(g(t))$$

$$\left[ \begin{array}{c} \text{señal debida} \\ \text{al conductor} \end{array} \right] = \text{señal detectada} - \left[ \begin{array}{c} \text{efectos del} \\ \text{terreno} \end{array} \right]$$

$$S_c = S_d - S_r$$

Este detector de metales es esencialmente dinámico debido a que responde mejor a un objeto cuando está en movimiento relativo con respecto a él. En la práctica, este sistema es mejor que el de tipo estático porque cualquier desajuste, relacionado con los efectos de la viscosidad magnética, no es muy importante en un terreno razonablemente uniforme. Debido a los efectos de la viscosidad magnética y a posibles lazos de retroalimentación, estos detectores deben ser probados en operación para determinar su sensibilidad. Las bobinas deben ser diseñadas de acuerdo al tipo de campo deseado.

El modo de efectuar la discriminación en este tipo de detector tiene una característica interesante que puede emplearse ventajosamente en aplicaciones no geológicas. El modelo matemático que simula el efecto del terreno no es sino la representación matemática de la conductividad del terreno mismo, por lo que, para aplicaciones no geológicas, puede sustituirse ya sea por el modelo de la conductividad del objeto metálico de interés o por el modelo de la conductividad de un objeto metálico sin interés (estos modelos se emplean como señales de referencia del mismo modo que  $f(g(t))$ ). En ambos casos, si la señal detectada es diferente a la

de referencia, la señal a la salida del restador será un tren de pulsos de polaridad dependiente del tipo de material detectado. Si la señal detectada tiene menor amplitud o decae más rápidamente que la señal de referencia, su diferencia será negativa (según el criterio descrito anteriormente,  $S_c = S_d - S_r$ ); en caso contrario, la diferencia es positiva indicando simplemente si se detecta un material de menor o mayor conductividad que la de referencia o modelo empleado, respectivamente. Obviamente, si la conductividad del material detectado es igual a la de referencia, la diferencia es cero. La figura 2-44 ilustra los efectos anteriores.

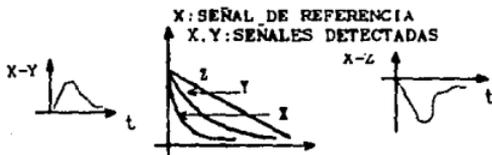


Fig.2-44 Posibles casos en la diferencia de la señal detectada y la señal de referencia.

Lo anterior sugiere el uso de tantos modelos o señales de referencia como sean necesarios para lograr el grado de discriminación deseado, simplemente comparando la señal detectada con cada una de las señales de referencia y haciendo un procesamiento adecuado de las señales diferencia. No obstante, deben tenerse en cuenta tanto las limitantes de volumen y costo del sistema detector como la aplicación del mismo. Indudablemente, el circuito electrónico más simple para simular los modelos de los objetos metálicos de interés (o sin interés, en otros casos) es la red RC. En este circuito, la misma señal detectada se emplea para cargar, durante un período pequeño de tiempo, el capacitor o capacitores asociados a las redes RC. Una vez cargados, se procede a efectuar la resta, como se indica en la figura 2-45. Los

conmutadores se cierran únicamente durante un pequeño periodo de tiempo, suficiente para cargar los capacitores.

La principal desventaja de la configuración de la figura 2-45 es la dificultad para procesar las señales de distinta amplitud y aún distinta polaridad de los restadores. Sin embargo, la sensibilidad que se puede obtener resulta muy atractiva y puede compensar el costo de un procesamiento adecuado de las señales. En

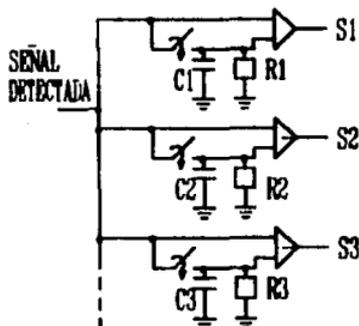


Fig.2-45 Circuito discriminador con n señales de referencia. Los conmutadores se cierran únicamente durante un corto periodo de tiempo, suficiente para cargar los capacitores.

el anexo de este capítulo se presenta un diseño práctico de un detector de este tipo.

**Detector de metales del tipo de balance inductivo.**

Esencialmente, este tipo de detector tiene elementos tanto de un transformador diferencial como de un detector tipo BFD.

Consiste de tres devanados, dos de los cuales se conectan en oposición. El devanado central se conecta a un oscilador de radio frecuencia y en condiciones de balance, se inducen voltajes iguales y opuestos en los otros dos devanados por lo que no se

induce ninguna señal en el detector. Cuando una partícula de metal se aproxima si el material es magnético, actúa como núcleo para las bobinas y se pierde el balance. A medida que la partícula de metal atraviesa axialmente el espacio entre las bobinas, incrementa el acoplamiento y se producen dos desbalances, uno a cada lado de la posición central. La fase de la señal desbalanceada depende del material del objeto introducido y es

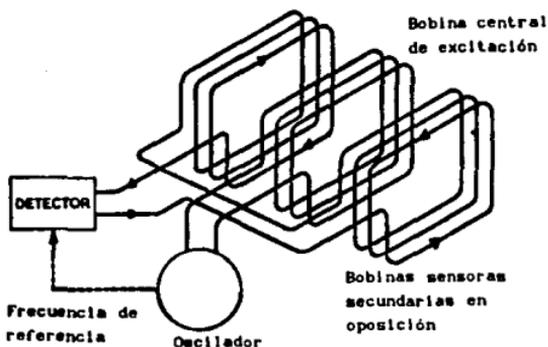


Fig.2-46 Detector de metales tipo balance inductivo.  
(8, fig. 8.4).

diferente para metales ferrosos y no ferrosos. Haciendo el dispositivo sensible a un particular ángulo de fase, pueden reducirse los desajustes ocasionados por materiales no metálicos.

Como puede advertirse, el análisis de este tipo de detector es similar al de un transformador diferencial; además, en este tipo, es necesario un análisis riguroso de las inductancias mutuas para asegurar precisión y exactitud.

Detectores de metales de tipo especial.

Existe un tipo de detector de metales relativamente novedoso que presenta características particularmente útiles cuando se trata de obtener discriminaciones más refinadas. Este detector es

denominado detector fuera de resonancia ("Off-resonance metal detector") y, cualitativamente hablando, es insensible comparado con los tipo de inducción de pulsos y de balance inductivo. Sin embargo, es menos sensible al terreno que el tipo de balance inductivo y es mucho mejor que el tipo de inducción de pulsos en discriminación. Es fácil de hacer y acepta una gran variedad de formas de la bobina sensora para adecuarse a diversos usos; además, como no es importante una frecuencia precisa de operación, pueden intercambiarse bobinas no acopladas inductivamente sin tener que rediseñar el circuito. O sea, no es necesario un análisis de los términos mutuos como en los dos tipos anteriores.

Aunque relativamente nuevo, como ya se mencionó, este detector emplea un principio básico ya familiar. Como el detector B.F.O., el detector fuera de resonancia detecta el cambio en la inductancia de la bobina sensora producido por la presencia de un objeto conductor o permeable magnéticamente. La diferencia estriba en el modo de medir este cambio y en la explotación de las propiedades de un circuito sintonizado paralelo para que pueda

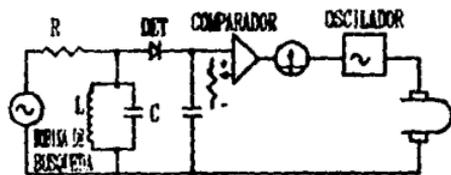


Fig.2-47 En el detector fuera de resonancia las desviaciones de un voltaje de referencia causadas por un objeto excitador en la bobina sensora proporcionan una indicación visual o auditiva [1], fig. 1].

obtenerse mayor información acerca de la naturaleza física del objeto. Por ejemplo, cuando se utiliza un detector de metales para

buscar tesoros enterrados, pronto se pone de manifiesto que para cada posible objeto de interés, existen docenas de objetos sin interés alguno. Éstos últimos pueden ser pedazos de papel aluminio, corcholatas, envases metálicos, latas, etc. Es deseable distinguir entre esta "basura" y los objetos de interés. Otra necesidad que pronto se hace evidente es prevenir la alteración del detector contra la conductividad y permeabilidad del suelo mismo para esta aplicación.

Hasta la fecha no se conoce ningún detector que desempeñe estas funciones perfecta y simultáneamente, pero el detector fuera de resonancia representa un avance en esta dirección. El esquema fundamental de este tipo de detector se muestra en la figura 2-47. Un oscilador de frecuencia variable controla un circuito  $LC$  a través de una resistencia grande  $R$ . La inductancia  $L$  del circuito  $LC$  es la bobina sensora. El voltaje a través del circuito  $LC$  se rectifica y se filtra para bajas frecuencias y el voltaje de directa de amplitud lentamente variable resultante se aplica a un amplificador con entradas restadas donde el voltaje de comparación puede ajustarse. Las desviaciones de este voltaje de referencia causadas por el efecto del objeto sobre  $L$ , proporciona una indicación en un medidor o, de más utilidad, modula la amplitud o frecuencia de un tono.

El efecto del objeto sobre  $L$  depende de su tamaño, distancia, orientación y de sus propiedades eléctricas y magnéticas. El tamaño, la distancia y la orientación afectan la potencia de la respuesta del detector. Las otras propiedades producen una variedad de efectos y son éstos los que proporcionan al detector su capacidad de discriminación entre diversos tipos de objetos.

Un objeto que presentase únicamente pérdidas (mal conductor) actúa como una espira con resistencia en serie que se refleja en una resistencia en serie con la inductancia  $L$  del sensor a través del efecto del transformador de núcleo de aire y solamente

amortiguaria el circuito  $LC$  y reduciría la amplitud. Un objeto con permeabilidad magnética apreciable lo desintonizaría aumentando la inductancia  $L$ . Un objeto altamente conductor actúa como una espira en corto circuito ligeramente acoplada o como una barra metálica de sintonía: se reduce  $L$  y la frecuencia del circuito aumenta. Por lo tanto, en principio puede distinguirse entre objeto permeables como pedazos de hierro y materiales no magnéticos como cobre, oro y plata.

Si la frecuencia se fija en el pico de la curva de resonancia todos los objetos producen el mismo efecto general - una reducción en la amplitud: No hay modo de saber si esta reducción es el resultado de amortiguamiento o desintonización o una mezcla de los dos. No es posible distinguir los tipos de objeto.

Para alcanzar la discriminación deseada, la frecuencia se fija fuera de resonancia, como se muestra en la figura 2-48.

Un objeto que altere  $L$  debe mover ahora el punto de operación ya sea a un punto más allá del pico de la curva de resonancia, ocasionando una caída en la salida, o bien cercano a éste ocasionando un aumento en la misma. Los objetos permeables y los objetos conductores producirán efectos opuestos, posibilitando la discriminación entre metales "ferrosos" (permeables) y no ferrosos. Si, por ejemplo, se elige una frecuencia tal que se coloque el punto de operación en  $P_1$ , la aparición de un objeto ferroso mueve el punto de operación, digamos, a  $P_2$ , proporcionando una salida aumentada. Un objeto conductor (no ferroso) mueve el punto de operación a  $P_3$ , donde la salida cae. Un objeto con grandes pérdidas también produce una caída ( $P_4$ ), por lo que el detector en estas condiciones discrimina en favor de los objetos ferrosos de bajas pérdidas y en contra de lo demás. Evidentemente, colocando el punto de operación en  $P_5$ , se hace que el detector acepte objetos no ferrosos y rechaze otros ( $P_6$ ).

Debido a que los objetos de interés siempre presentan algún

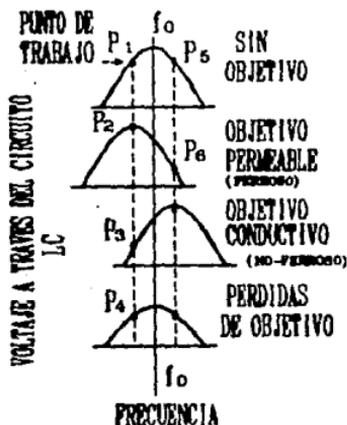


Fig.2-48 Con un punto de trabajo en  $P_1$ , los metales conductores y con grandes pérdidas reducen el voltaje del circuito LC, los metales permeables de bajas pérdidas incrementan el voltaje. Con un punto de trabajo en  $P_5$ , los metales permeables y con grandes pérdidas reducen el voltaje, mientras que los conductores de bajas pérdidas lo incrementan. Es posible obtener una discriminación más fina y precisa si se escoge un punto de trabajo donde los efectos de amortiguamiento y desintonización se cancelen [11, fig. 2].

tipo de pérdidas, la respuesta que ellos producen es una mezcla de amortiguamiento y desintonización. Este hecho resulta afortunado debido a que posibilita discriminaciones más finas que la simple ferrosos- no ferrosos. Las hojas de aluminio, aunque fabricadas de un material de alta conductividad, son tan delgadas que las pérdidas resistivas ocasionan un marcado efecto de amortiguación. Si se escoge un frecuencia tal que sea mayor que la del punto de máxima amplitud en la curva de resonancia ( $P_5$ ) para discriminar en favor de los objetos no ferrosos, el efecto de amortiguamiento y el efecto de desintonización se oponen uno al otro. Pero cuando el punto de operación se coloca en el pico de resonancia, actúan al

unisono. De lo anterior se sigue que debe haber un punto donde los efectos de amortiguamiento y desintonización se cancelen exactamente. Cuando se alcanza este punto de operación, el detector no "ve" objetos de esta combinación particular de amortiguamiento y desintonización, es decir, de esta  $Q$  particular.

En la práctica, se selecciona un punto de operación usando un control de discriminación en el funcionamiento del oscilador de tal modo que el objeto que menos interese sea rechazado o ignorado, o sea, reduciendo su salida. Los metales más anchos de mayor  $Q$  (de acuerdo al modelo de un conductor  $Q = \omega L/R$ ) son aún detectados.

En las aplicaciones de geología, la conductividad o permeabilidad del suelo debajo de la bobina sensora puede producir un efecto desintonizante. A primera vista, esto puede parecer pequeño ya que las propiedades eléctricas y magnéticas de la tierra son débiles comparadas con aquellas de los objetos esperados. Desafortunadamente, esto no es verdad en la práctica de la prospección mineralógica ya que la superficie de la tierra está mucho más cercana a la bobina que el objeto que está enterrado. La respuesta de un detector de metal decae rápidamente con la distancia, por lo que un pequeño objeto a 10 cm. de profundidad puede producir un cambio de  $L$  de una parte en un millón. La tierra, estando más cercana y siendo más grande, tiene un efecto mucho mayor y es deseable algún medio de nulificarlo. Aunque las pérdidas son la característica dominante de la mayoría de los suelos, siempre se acompañan de efectos ferrosos o no ferrosos por lo que aquellas pueden nulificarse, generalmente, colocando el punto de operación apenas fuera de resonancia. El detector entonces pierde su capacidad de hacer discriminaciones finas, pero las simples discriminaciones ferrosos/ no ferrosos son aún posibles. Cuando se trata de aplicaciones no geológicas bastaría con determinar experimentalmente las propiedades del terreno donde

se instalará el detector e incluirlas en el diseño; no es necesaria la cancelación total del efecto del suelo.

Los primeros detectores usados en las minas, del tipo B.F.O., generalmente usaban frecuencias alrededor de 150 kHz. En cierto modo, estos valores son muy grandes para obtener una buena discriminación. Aproximadamente por encima de 100 kHz. el efecto pelicular o efecto Kelvin limita la penetración de corriente virtualmente a la capa superficial de un objeto. Así, todos los objetos tenderán a verse iguales, sin importar su verdadero grosor. Aún los objetos ferrosos probablemente aparezcan como no ferrosos debido a que su conductividad prevalece sobre su permeabilidad.

Por esta razón el detector fuera de resonancia, aunque utiliza el mismo efecto básico de un B.F.O., opera a una frecuencia mucho menor (recuérdense los resultados del transformador de núcleo de aire), para reducir el efecto pelicular. El rango práctico de frecuencias sensoriales es de 30kHz. hacia abajo, hasta alrededor de unos cuantos kilohertz o aún menos. Por ejemplo, si la profundidad de penetración excede el espesor de algunas hojas metálicas comerciales, se obtiene automáticamente una medición discriminatoria contra éstos objetos. Desafortunadamente, en la práctica no puede alcanzarse el punto donde toda la "basura" sea rechazada, ya que existe un traslape entre la respuesta a la "basura" y a los objetos deseados.

Cuando la frecuencia cambia, el nivel de salida del rectificador también cambia. La salida rectificadora del circuito sintonizado LC ya no se acopla con el voltaje de referencia en el comparador por lo que este voltaje de referencia debe ajustarse también. Este problema de rastreo no es fácil de resolver y lo más conveniente es buscar una solución alternativa para evitar que cada vez que se ajuste la discriminación (frecuencia sensora), el detector se salga de balance y sea necesario un ajuste por

separado del voltaje de referencia. Una manera de esquivar este problema de rastreo es usar una variante del detector fuera de resonancia que nos regresa en cierto modo a la técnica del B.F.O. En la figura 2-49, el oscilador de la figura 47 se quita y se usa el circuito LC del elemento sensorial como red determinadora de frecuencia de un nuevo oscilador sensorial.

La operación fuera de resonancia se obtiene con una red de

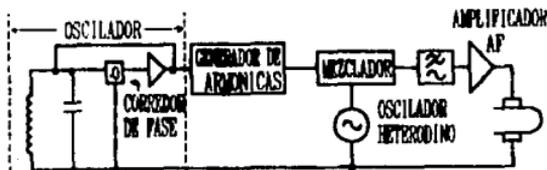


Fig.2-49 En este diseño, la red que determina la frecuencia es la del circuito LC sensor, por lo que se usa un desplazador de fase para operar fuera de resonancia. La salida se obtiene mezclando una armónica de la frecuencia sensora con un oscilador de cristal, [11, fig.3].

desplazamiento de fase variable en el lazo de retroalimentación del oscilador; el ajuste de la fase fija el punto de operación. La aparición de un objeto ahora altera la frecuencia (como en el caso del detector tipo B.F.O.). Para obtener la salida, se excita a un módulo heterodino con una armónica de orden alto; el heterodino tiene un oscilador local de alta frecuencia, generalmente un oscilador de cristal. La información sobre el objeto se mantiene en el tono de batido. Si, por ejemplo, se fija el detector para que acepte pequeñas monedas y rechace láminas grandes, la frecuencia de batido se mueve de un modo para las monedas y de forma contraria para las láminas.

Para obtener un rango útil de discriminación, la frecuencia

sensorial debe ser ajustable sobre un rango amplio de frecuencias el cual debe ser aproximadamente igual al ancho de banda de 3 dB. del circuito sensor *LC*. A medida que se varía la frecuencia sensor mediante el ajuste del desplazamiento de fase, las armónicas sucesivas caen en el punto de batido cero con respecto a la oscilación local fija. Es importante seleccionar una frecuencia local lo suficientemente alta para que permita que se sintonice un número adecuado de armónicas. Cada punto de batido se asocia con un grado de discriminación diferente, por lo que ésta es ajustable en tantos pasos como haya puntos de batido cero.

En la práctica, se recomienda tener cuando menos cinco pasos [11] para proporcionar un rango útil de puntos de discriminación. Además, las armónicas requeridas tienen que generarse deliberadamente; quizá el método más fácil sea convertir la salida del oscilador a una forma de onda cuadrada con un circuito con un tiempo de subida tan corto como el recíproco de la frecuencia local de alta frecuencia cuando menos, derivarla y usar los pulsos resultantes para excitar un circuito *LC* sintonizado a esta frecuencia. A mayor frecuencia local, mayor sensibilidad del detector, pero más vulnerabilidad del sistema a desviaciones en la frecuencia sensora.

Una variante de este detector de metales se muestra en la figura 2-50. Este método es un poco más sensible a pequeñas cantidades de metal. Este detector utiliza un circuito tanque sintonizado a la frecuencia del oscilador. la sonda del sensor contiene dos bobinas en lugar de una; este tipo de sensor es un transformador pequeño que se considera ideal. Cuando el circuito tanque se sintoniza a la frecuencia del oscilador, el flujo de corriente en la bobina y el capacitor es alto. Esto ocasiona que sea inducido un alto voltaje en la bobina del secundario de la cabeza del sensor (figura 2-50a). Cuando un metal ferroso se coloca cerca del sensor, como se muestra en la figura 2-50b, se

Incrementa la inductancia de la bobina. Cuando la inductancia de la bobina cambia, el circuito tanque ya no resuena más a la frecuencia del circuito oscilador. Esto causa que el flujo de corriente en el circuito tanque se reduzca significativamente ya que se sale de resonancia. El decremento del flujo de corriente a través de la bobina del sensor ocasiona que el voltaje del secundario también se decremente significativamente.

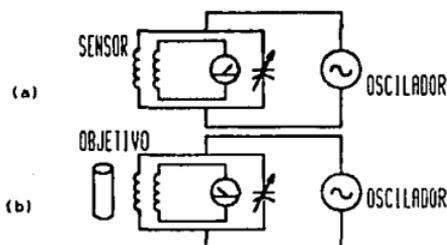


Fig.2-50 (a) Circuito tanque sintonizado usado para detectar metales. (b) La presencia del metal desintoniza el circuito tanque [12, fig. 28].

En todos los diseños de esta variante, la sintonización en resonancia del circuito tanque se utiliza para mantener funcionando al oscilador. Si el circuito tanque se desintoniza, el oscilador detiene su funcionamiento, sobre todo si la  $Q$  del circuito tanque es muy grande. Cuando un metal no ferroso, como el aluminio, cobre o latón, se acerca al sensor, se inducen corrientes de eddy en la superficie del metal. La inducción de éstas en el metal ocasiona la desintonización a resonancia del circuito tanque y el cese del funcionamiento del oscilador, lo cual puede manejar otra señal del detector.

### Sensores basados en la Ley de Faraday.

En el siglo pasado, Michael Faraday descubrió que la variación en el tiempo de un campo magnético induce corrientes en circuitos cerrados. Más aún, siempre que un conductor tenga movimiento relativo con respecto a un campo magnético, se genera en el conductor una fuerza electromotriz. Lo anterior representa la base de muchos dispositivos sensores. En los sensores de este tipo no es el cambio en la inductancia el parámetro de medición, sino el voltaje generado en los bornes de una bobina por el efecto anterior.

Retomando la ecuación (2-8) se tiene que

$$U = - \frac{d\Psi}{dt} = - N \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2-8)$$

donde el flujo  $\Phi$  puede ser variable por sí mismo (por ejemplo, cuando es debido a una corriente alterna), o bien, puede ser que varíe la posición del circuito con respecto al flujo siendo éste constante. Los tacómetros o tacogeneradores de alterna son del primer tipo, mientras que los tacómetros de continua, los medidores de velocidad lineal y los caudalímetros son del segundo tipo.

Los denominados tacogeneradores o tacómetros de alterna son similares, en su principio, a un generador convencional de energía eléctrica. Si un circuito de  $N$  espiras con movimiento relativo respecto a un campo fijo  $B$  gira a una velocidad angular  $\omega$ , la tensión inducida será:

$$U = - N \frac{d\Phi}{dt} = - N \frac{d(B A \cos \theta)}{dt} = N B A \operatorname{sen} \theta \frac{d\theta}{dt}, \quad (2-59)$$

donde  $A$  es el área de la espira y  $\theta$  es el ángulo entre la normal a

la espira y el campo uniforme  $B$ .

Dado que  $\omega = d\theta/dt$ , se tiene:

$$U = N B A \omega \operatorname{sen} \left\{ \int \omega dt \right\}, \quad (2-60)$$

y si  $\omega$  es constante y la posición inicial  $\theta = 0$ ,

$$U = N B A \omega \operatorname{sen}(\omega t). \quad (2-61)$$

La salida es, como se ha mostrado, una tensión variable tanto en amplitud como en frecuencia. Esto hace que una disposición de este tipo sea poco práctica, porque a bajas velocidades de rotación, por ejemplo, la amplitud será muy pequeña.

Los tacómetros de continua o dinamos tacométricos son similares a los de alterna, pero se rectifica la salida, como se hace en los generadores de corriente continua. Es decir, hay un imán permanente que crea un flujo magnético constante y un circuito con varias espiras que gira en su seno y en el que se induce una tensión. La conexión de salida se va conmutando periódicamente de forma que se obtiene una tensión continua de polaridad dependiente del sentido de giro y de amplitud proporcional a la velocidad de giro. En la práctica, la tensión de salida no es estrictamente continua sino que presenta una cierta ondulación debida a asimetrías mecánicas (excentricidad, rotor no cilíndrico, etc.), magnéticas (anisotropía) o a causas eléctricas (contactos de las escobillas). Al cociente de la diferencia entre la tensión máxima y la mínima y la tensión media de salida se le denomina ondulación y es uno de los factores de calidad de éstos transductores. A veces la ondulación se da en valor eficaz. Si bien este rizado se puede eliminar filtrando, en el caso de bajas velocidades en un sistema realimentado puede ser que los filtros introduzcan algún tipo de inestabilidad inaceptable, debiéndose

recurrir a modelos con baja ondulación (y mayor precio).

Otro tipo de sensor que emplea este principio es el denominado Transductor de Velocidad Lineal (Linear Velocity Transducer), el cual permite medir velocidades lineales de un modo directo. Entre otros casos, se emplea mucho para la medición y estudio de vibraciones ya que la aplicación de los LVT a las medidas de velocidad se basa en el empleo de un sistema inercial (masa-resorte) como sensor. En este caso la ley de Faraday se aplica a un conductor de longitud  $l$  y de carga  $q_0$  que se mueve con velocidad lineal  $v$  perpendicular a un campo magnético con densidad de flujo  $B$ . La tensión inducida en el conductor está dada por (Ley de Lorentz):

$$E = F/q_0 = B v \text{ sen } \theta , \quad (2-62)$$

$$F = q_0 v \times B .$$

La ecuación (2-62) muestra desde el punto de vista físico la fuerza del campo eléctrico actuando sobre un objeto cargado en movimiento. Si se mueve el conductor en el campo magnético a una velocidad  $v$ , aparecerá el siguiente voltaje en él:

$$U = \int_A^B E \, dl = \int_A^B B v \text{ sen } \theta \, dl . \quad (2-63)$$

Puesto que el campo y el conductor son mutuamente perpendiculares la ecuación (2-63) se reduce a :

$$U = B l v . \quad (2-64)$$

Otra aplicación común de la ley de Faraday la constituyen los caudalímetros o flujómetros. En este caso se trata de un líquido conductor que se desplaza en el seno del campo magnético creado

por dos bobinas externas. En dos electrodos dispuestos tal como se indica en la figura 2-51, se recoge una pequeña tensión eléctrica (1 mV a 1 m/s) [1]:

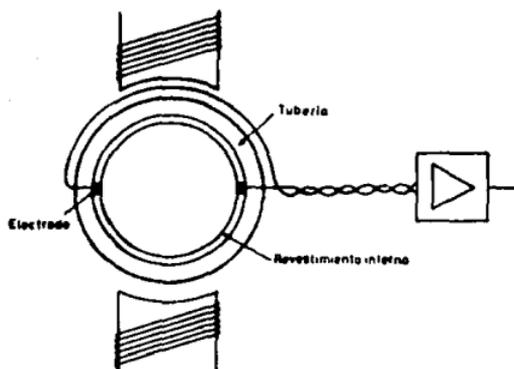


Fig.2-51 Esquema básico del caudalímetro electromagnético [1, fig. 4.41].

La proporcionalidad entre la tensión de salida y el caudal o gasto sólo es cierta si el gradiente de velocidades es simétrico respecto al eje longitudinal y el campo magnético es uniforme. La dependencia de la salida respecto al gradiente de velocidades varía según el tamaño de los electrodos. En principio, cuanto mayores sean éstos tanto mejor; pero para evitar que se ensucien y deterioren, deben cubrirse con un aislante, es decir, se acoplan capacitivamente. Esto implica un aumento de la impedancia de salida. La tubería no debe ser metálica ni magnética para no distorsionar el campo impuesto, y debe estar revestida interiormente con un material resistente a la abrasión y aislante para no poner en corto circuito la señal obtenida en los electrodos. Se emplean teflón, poliuretano, neopreno, etc. Los electrodos suelen ser de acero inoxidable o también de

platino-iridio, titanio o tantalio.

El campo magnético impuesto, del orden de Teslas, puede ser continuo o alterno. En el segundo caso se evitan los efectos electroquímicos en los electrodos y termoelectrónicos en las soldaduras de los cables eléctricos de conexión. Pero si la alimentación es senoidal, de la red eléctrica de 60 Hz. por ejemplo, el propio campo magnético variable induce tensiones parásitas en cualquier lazo conductor. Una alternativa es alimentar el electroimán con una tensión con forma de onda cuadrada o trapezoidal y medir la tensión inducida sólo durante el tiempo en que el campo magnético es constante.

Aunque el fluido debe ser conductor, para aplicar este método bastan conductividades del orden de  $100 \mu S/m$ . No sirve, sin embargo, para hidrocarburos ni para gases. La ausencia de obstrucciones al flujo lo hace idóneo para aguas residuales, líquidos corrosivos o con sólidos en suspensión, etc. Más adelante se presenta un ejemplo de este tipo.

#### 2.4 Aplicaciones de los Sensores Inductivos

A continuación se presentan algunas aplicaciones de los sensores inductivos. Algunas de ellas datan de los años sesenta, otras son un poco más nuevas y complejas. Por otro lado, se suprimen aplicaciones de instrumentación muy complejas y de aplicación especial. Como podrá advertirse, los ejemplos mostrados a continuación tienen características tanto de un tipo como de otro, por lo cual no se presentan clasificados.

##### *Microfonos magnéticos.*

Estos micrófonos tienen cabezales de cinta magnética. Tres tipos de micrófonos se muestran a continuación (figura 2-52):

El micrófono de placa móvil, similar al micrófono telefónico,

no fue empleado extensamente ya que la calidad de reproducción es pobre, mientras que los otros se han empleado para reproducción de

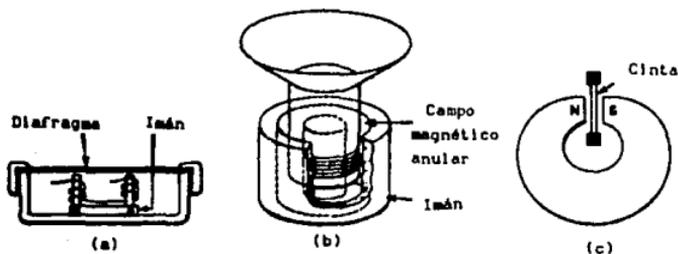


Fig.2-52 Tres tipos de micrófonos magnéticos.  
 (a) Placa Móvil. (b) Bobina Móvil. (c) de Cinta.  
 [8, fig. 8.2].

alta calidad. Los micrófonos de placa y bobina móvil tienen salidas dependientes de la tasa de cambio de presión de la onda sonora y son relativamente insensibles a la dirección de la fuente sonora. El micrófono de cinta consiste de una cinta de aluminio montada en un campo magnético de gran intensidad, de modo tal que la densidad de flujo magnético atraviesa directamente el ancho de la cinta. Puesto que la cinta esta expuesta por todos sus lados, es decir, no experimenta diferencias de presión, no responde a las ondas de presión, pero se mueve con las moléculas vibrantes del aire y la salida del micrófono en cualquier instante es proporcional a la velocidad del movimiento del aire.

#### Sensor de Vibración (LVT).

Contiene un sistema masa resorte con frecuencia de resonancia mucho menor que las frecuencias esperadas de vibración (figura 2-53). La masa suspendida es un imán permanente y el movimiento de ésta hacia abajo o hacia arriba genera una señal en los bornes de la bobina debido al enlace cambiante de flujo. Las dos partes de la bobina se conectan de tal modo que las señales sean aditivas.

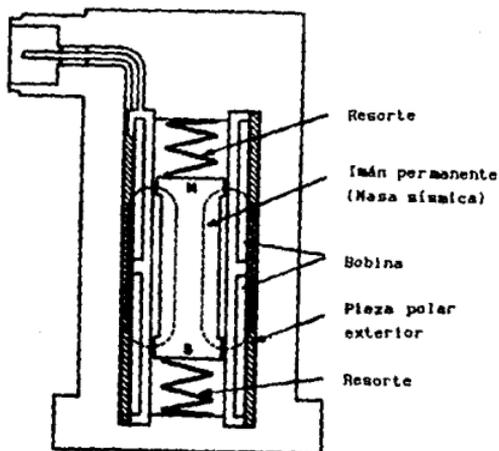


Fig.2-53 Esquema de un sensor de vibración (LVT) [8, fig. 6.3].

Este sensor fue construido por Consolidated Electrodynamics Division, Bell and Howell Ltd.

#### *Sensores de contorno de superficie.*

El principio del micrófono de bobina móvil se aplica también a algunos gramófonos de alta calidad, o sea, este principio puede usarse para determinar o estimar la rugosidad de algunas superficies; en el mismo sentido, puede utilizarse como sensor de contornos de superficies. Esto se logra fácilmente montando el sensor sobre una estructura móvil y añadiendo una punta delineadora como se muestra en la figura 2-54.

La punta delineadora se mueve hacia arriba y hacia abajo siguiendo el contorno de la superficie, y genera una señal en la bobina.

#### *Flujómetros Magnéticos.*

Existen muchas configuraciones geométricas en las que se puede

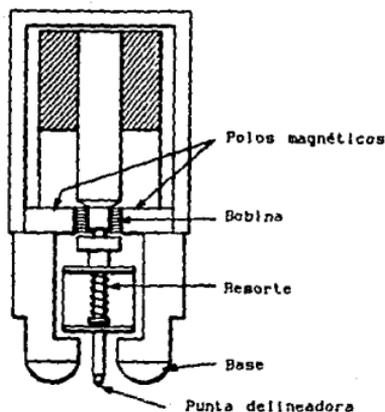


Fig. 2-54 Esquema fundamental de un sensor de contorno de superficie [8, fig. 8.4].

hacer fluir el líquido para cortar un campo magnético y generar una fuerza electromotriz. El campo magnético puede ser de un imán o electroimán o generado por una corriente fluyendo a través del propio líquido. La configuración industrial más común consiste de un conducto circular aislado con un campo magnético alterno ortogonal al sentido del flujo del fluido. La tensión generada se mide mediante electrodos colocados en la pared del conducto como se muestra en la figura 2-55.

Fue en 1930 cuando W. Williams [6] realizó las primeras investigaciones sobre la distribución de potencial a través de una sección transversal del conducto. Cuando el líquido fluye a través del conducto con flujo natural, la tasa de flujo es mayor en el eje del conducto y es nulo en las paredes. Consecuentemente, a diferentes distancias radiales del eje, se esperan valores diferentes de voltaje por unidad de longitud. Este efecto es tal que provoca una circulación de corrientes eléctricas dentro de una

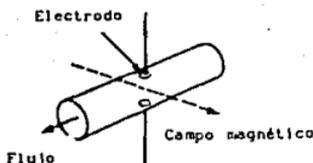


Fig.2-55 Esquema de un flujómetro o caudalímetro magnético [8, fig. 6.5]

sección transversal del conducto, la tensión mayor del eje central supera a la tensión menor en las paredes (véase la figura 2-56).

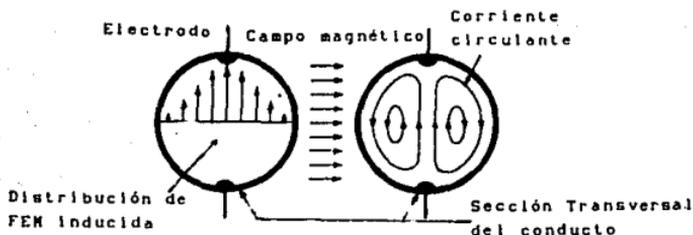


Fig.2-56 Distribución aproximada de corrientes en el conducto [8, fig. 6.6].

Las corrientes eléctricas circulantes causan una caída de voltaje debida a la resistencia del líquido y pudiera pensarse que el voltaje de salida depende de la distribución del flujo y de la conductividad del líquido, pero este no es el caso. Poduska y Shercliff [7] demostraron que para una distribución de flujo con simetría axial, el voltaje es independiente de esas dos variables mencionadas. Básicamente, la generación del voltaje es como sigue: Los portadores de carga que se mueven en el líquido conductor se desvían por el campo magnético hacia las paredes del conducto.

Estas cargas producen un campo eléctrico

$$E = \frac{\Delta V_e}{D},$$

donde  $D$  es el diámetro del conducto y una fuerza

$$F = q_0 E,$$

que se opone a la fuerza  $F = B q_0 v \sin \theta$  (ecuación (2-62)) que la produce el campo magnético  $B$ . En equilibrio se tiene que:

$$F = q_0 B v = q_0 E = q_0 \Delta V_e / D, \quad (2-65)$$

$$\Delta V_e = B D v, \quad (2-66)$$

donde  $v$  es la velocidad promedio del fluido. Los líquidos industriales en los cuales se usan estos aparatos son generalmente electrolíticos. Estos transductores no son afectados por variaciones de viscosidad, densidad, presión, temperatura o turbulencia. Una aplicación importante fue introducida en los reactores nucleares, donde los metales líquidos como el sodio y bismuto se usan como enfriadores o solventes para el uranio.

Como se muestra en la figura 2-57, la forma axial del flujómetro consiste de un tubo circular que conduce una corriente a lo largo de su eje. Esto provoca un campo magnético circular concéntrico. El voltaje de salida se genera entre la pared exterior y el electrodo central.

*Sensor Inductivo de seguridad.*

En este tipo de sensor es común observar a la bobina sensora como parte de un circuito oscilador o tanque. En el circuito mostrado en la figura 2-58, al acercarse un objeto metálico a la

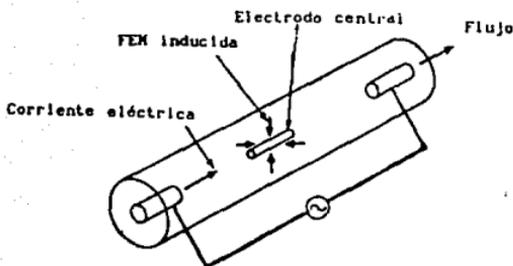


Fig.2-57 Flujómetro con disposición axial de electrodos [8, fig. 6.8].

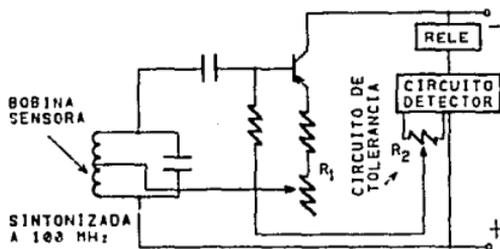


Fig.2-58 Detector inductivo de proximidad básico [8, fig. 6.8].

bobina se generan corrientes parásitas en el objeto absorbiendo energía del circuito resonante; en un momento dado el circuito cesa de oscilar.  $R_1$  permite variar las pérdidas internas del circuito, es decir, permite variar el punto de operación. Su sensibilidad menor con materiales de conductividad alta puede comprenderse considerando la bobina del oscilador y el objeto metálico como el primario y secundario de un transformador. Cuando el objeto es de conductividad alta, el secundario es un corto circuito virtual y la impedancia de fuga o dispersión que ven las corrientes parásitas aparece como una inductancia casi pura a

través de la bobina, cambiando ligeramente la frecuencia. Sin embargo, con un material de mayor resistencia, como el acero, un poco de esta resistencia se acopla con el circuito oscilador y se disipa energía en forma de calor. Este sensor lo fabricó Airmec Limited (modelo N303) y operó a 100 kHz.

#### *Detector Inductivo de Imperfecciones.*

Un equipo de este tipo consiste de cierto número de bobinas de diversos tamaños y formas y una unidad electrónica de comparación. Cuando se prepara la salida de las muestras, se selecciona una bobina adecuada que se ajusta al objeto de muestra. La bobina actúa como la inductancia de un oscilador Hartley a 200 kHz, cuya salida se alimenta a un detector y a un voltímetro vía un amplificador sintonizado a 200 kHz. Cuando un objeto imperfecto se ajusta a la bobina, el acoplamiento es diferente y el oscilador no opera a la frecuencia esperada o de referencia, por lo cual se rechaza. Tele-dictor Ltd. construyó dispositivos de este tipo.

#### *Magnetometro Puerta o Compuerta de Flujo (Fluxgate).*

En mediciones donde debe ser detectado el movimiento de un pistón o de una turbina fuera del cuerpo del contenedor, el medio adecuado para detectar estos movimientos lo proporciona un imán fijado al pistón o al aspa con una simple bobina de velocidad devanada sobre un núcleo magnético en la parte externa. Tales detectores operan sobre la tasa de cambio del campo y no proporcionan salida útil a bajas velocidades. Un magnetómetro adecuado para bajas velocidades es el llamado compuerta de flujo. El dispositivo consiste de dos núcleos de alta permeabilidad embobinados longitudinalmente con un devanado excitador. Un devanado sensor se enrolla alrededor de los dos núcleos como se muestra en la figura 2-59.

Los devanados del primario se conectan (en oposición) a una fuente senoidal, con una frecuencia que puede ser desde 150 Hz. a 1 kHz., dependiendo de la aplicación. El voltaje del primario se

ajusta de tal modo que los núcleos se saturen, sin que fluya

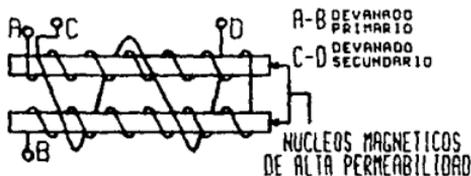


Fig.2-59 Magnetómetro Fluxgate [8, fig. 6.8].

corriente excesiva. Durante cada medio ciclo la presencia de un campo magnético retrasará la magnetización en un núcleo mientras que la facilitará en el otro. Normalmente el secundario no proporcionará salida sin la presencia del campo magnético, pero durante los momentos de cada ciclo en que sólo un núcleo está saturado se obtendrá una salida. Se necesita un ajuste para eliminar las pequeñas diferencias en los núcleos, lo que podría causar salidas indeseables sin presencia de campo magnético. Para algunas aplicaciones se enrolla un tercer devanado para cancelar el campo magnético aplicado, entonces el dispositivo actúa como un detector de cero. La empresa inglesa Smith Industries L.T.D. construye este tipo de detectores.

#### **Transformador diferencial.**

Los transformadores diferenciales lineales variables (LVDT) son dispositivos empleados para medir distancias pequeñas. Consiste fundamentalmente de tres bobinas devanadas en un molde tubular a través del cual un núcleo cilíndrico puede moverse. La bobina central se conecta como primario del transformador y las bobinas externas se conectan en oposición para formar un secundario diferencial como se muestra en la figura 2-60.

El primario se conecta a una fuente de frecuencia entre 50 Hz.

y 20 kHz. Con el núcleo en la posición central o nula los voltajes en el secundario son iguales y opuestos y la salida es

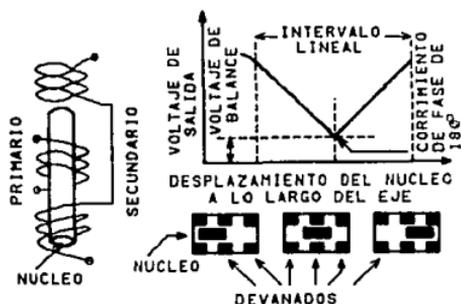


Fig.2-80 Esquema y características básicas de un LVDT (8, fig. 6.10).

virtualmente cero. Cuando el núcleo se desplaza axialmente, se genera un voltaje de salida que, dentro de cierto rango, es lineal. Existe un defasamiento abrupto de  $180^\circ$  cuando el núcleo pasa a través del punto central o nulo. Existe también un pequeño voltaje, que idealmente sería cero, en este punto debido a pequeñas desigualdades en los devanados e imperfecciones del núcleo. Consiste principalmente de la tercera armónica de la fuente y normalmente se limita por especificaciones de diseño. Aunque existen dispositivos con rango de hasta 40 cm, generalmente los LVDT son usados para medir desplazamientos de milímetros o menos.

Como ya se ha dicho, hay varios dispositivos similares a los LVDT. Uno de ellos consiste de dos bobinas y un núcleo ensamblados con una armadura de hierro móvil entre ellos. El movimiento de la armadura incrementa la inductancia de una bobina y decrementa la de la otra. Las bobinas forman parte de un circuito puente de alterna de tal modo que las variaciones de inductancia pueden

generar una señal de salida.

### Sistemas Selsyn.

Son usados para transmitir información sobre la posición de un eje a otro. Las armaduras del receptor y transmisor se alimentan de la misma fuente y los devanados de cada una se conectan juntos. Cuando las dos armaduras tienen el mismo ángulo con respecto al campo, se generan voltajes idénticos en los devanados de campo y no fluye corriente en los alambres conectores. Cuando existe diferencia de ángulo, se generan diferentes voltajes y fluye una corriente debido al desbalance. La interacción resultante de los campos proporciona un par restaurador que intenta alinear al transmisor y receptor (figura 2-61).

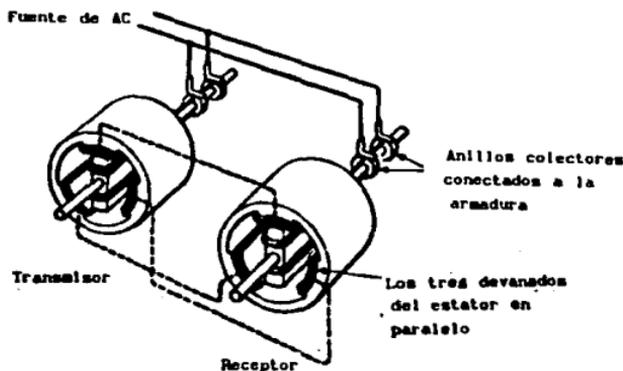


Fig.2-61 Sistema Selsyn (8, fig. 6.11).

### Tacogenerador de Reluctancia Variable.

Como se sabe, la ley de Faraday da la ecuación (2-8):

$$U = - \frac{d\psi}{dt} \quad (2-8)$$

En un elemento electromagnético el cambio en el flujo se produce frecuentemente por el movimiento del objeto bajo estudio; esto significa que la tensión inducida depende de la velocidad angular o lineal del movimiento. Un ejemplo común es el tacogenerador de reluctancia variable para la medición de velocidad angular (figura 2-62). Consiste de una rueda dentada de

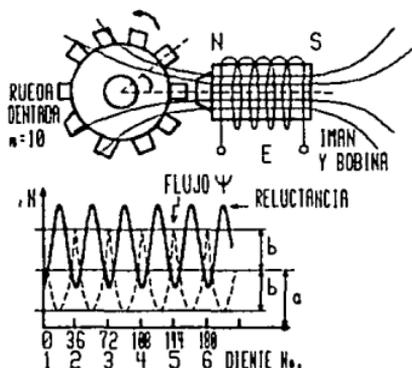


Fig.2-62 Tacogenerador de reluctancia variable y variaciones angulares en la reluctancia y en el flujo [8, fig. 6.12]

material ferromagnético (sujeta al eje rotatorio) y una bobina devanada en un imán permanente, extendido por una pieza polar de hierro suave. La rueda se mueve en las cercanías de la pieza polar, ocasionando que el flujo enlazado en la bobina varíe con el tiempo, por lo que se induce una tensión en ella.

La magnitud de la tensión puede calcularse estudiando el circuito magnético formado por el imán permanente, el espacio de aire y la rueda. Lo anterior no es fácil puesto que el circuito magnético no se cierra, esto es, el espacio de aire para cerrar el circuito es muy grande y el flujo magnético se dispersa mucho; no obstante, se puede obtener una relación aproximada útil haciendo

algunas consideraciones: La fuerza magnetomotriz es constante en el tiempo y depende de la intensidad de campo del imán permanente. La reluctancia del circuito dependerá de la anchura del espacio de aire entre la rueda y la pieza polar. Cuando un diente está cerca de la pieza polar la reluctancia es mínima pero se incrementa a medida que el diente se aleja. La reluctancia es máxima cuando el espacio entre dientes está enfrente a la pieza polar, pero se reduce nuevamente a medida que se aproxime el otro diente. La figura 2-62 muestra la variación cíclica resultante en la reluctancia  $R_m$  con respecto a la rotación angular  $\theta$ . De la ecuación (2-15) se tiene que:

$$\Psi = N \Phi = N I / R_m \quad (2-15)$$

por lo que  $\Psi \propto 1/R_m$ . La correspondiente variación de  $\Psi$  con respecto a  $\theta$  también se muestra en la figura 2-62, donde se puede ver que para una reluctancia mínima corresponde un flujo máximo y viceversa. Esta relación puede aproximarse mediante la siguiente ecuación [14]:

$$\Psi(\theta) = a + b \cos(m\theta) \quad (2-67)$$

donde  $a$  es el flujo medio,  $b$  es la amplitud de la variación del flujo y  $m$  es el número de dientes. Por la ecuación (2-8) se tiene que

$$U = - \frac{d\Psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$

donde

$$\frac{d\Psi}{d\theta} = -bm \sin(m\theta) \quad , \quad \text{y} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (\text{velocidad angular de la rueda dentada})$$

y

$$\theta = \omega_r t, \quad (\text{suponiendo } \theta=0 \text{ en } t=0).$$

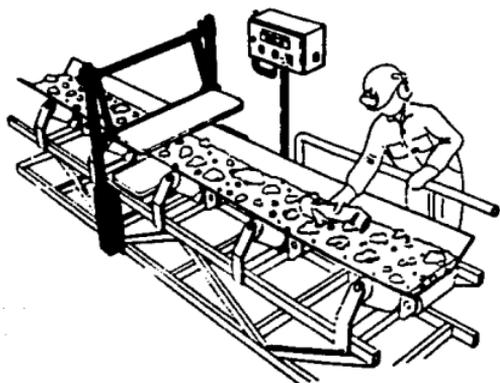
Entonces

$$U = b m \omega_r \text{sen}(m\omega_r t). \quad (\text{Señal de salida del tacogenerador de reluctancia variable}) \quad (2-68)$$

Esta es una señal senoidal de amplitud  $b m \omega_r$  y frecuencia  $m\omega_r/(2\pi)$ ; es decir, tanto la amplitud como la frecuencia son proporcionales a la velocidad angular de la rueda.

**El detector de metales METOR 117.**

El Metor 117, detector de metales "errantes" o "vagabundos" (llamados así por estar ocultos entre otro material de interés, por ejemplo, en los productos primarios de las minas), utiliza un campo ortogonal para asegurar que ningún objeto metálico oculto pase sin ser detectado (ver figuras 2-63 y 2-64).



**Fig. 2-63 Banda Transportadora con detector de metales errantes [13, fig.1].**

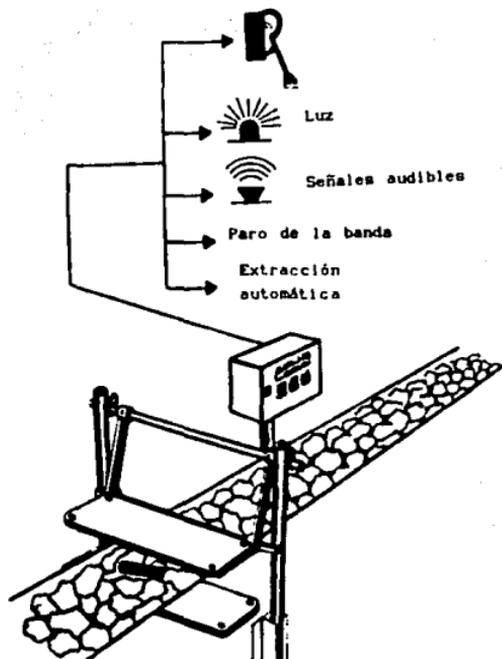


Fig.2-64 Señales de alarma del METOR 117 [13, fig. 2].

Este es un detector del tipo de inducción de pulsos. En general, los detectores que emplean una sólo bobina transmisora, generan un campo electromagnético no uniforme como se muestran en las figuras 2-65 y 2-66. Los objetos metálicos que se encuentran en cierta posición u orientación pueden pasar a través del detector sin activar una alarma. El único modo de compensar esto es ajustar la sensibilidad a un nivel tal que se generan infinidad de falsas alarmas.

El Metor 117 soluciona este problema generando un campo ortogonal más homogéneo mediante el uso de dos bobinas

generadoras. Cualquier objeto metálico que se oriente en la posición "cero" con respecto al campo de una bobina, genera una señal grande en el otro campo. Esto significa que una alarma se disparará cada vez que un objeto metálico errante de suficiente tamaño pase a través del detector sin tener el nivel de sensibilidad muy alto. En la mayoría de las aplicaciones, los

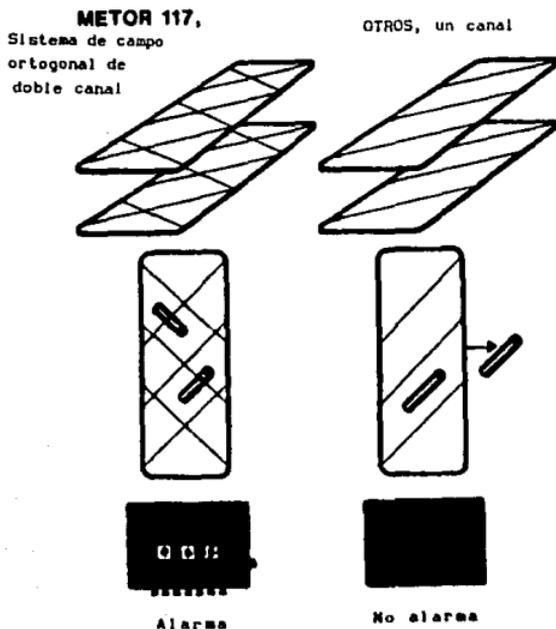
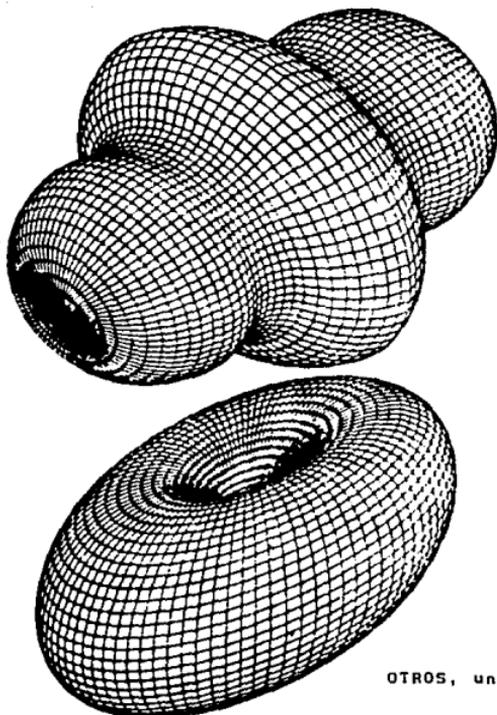


Fig.2-65 Sistemas de detección de metales errantes (a) METOR 117, (b) detectores de bobina simple [13, fig.4].

objetos pequeños, como los clavos, no son peligrosos y se permite su paso, aunque pueden ser detectados si se desea.

La tecnología de campo pulsante usada en el Metor 117 también significa que no se requiere balance entre las bobinas y los

METOR 117



OTROS, un canal

Fig.2-66 Campos electromagnéticos de los sistemas de detección [13, fig. 5].

requerimientos de mantenimiento son mínimos. El Metor 117 genera un campo electromagnético pulsante alrededor del transportador y del material en él. El campo ocasiona corrientes parásitas o de eddy en cualquier pieza conductiva del material (figura 2-67).

La conductividad eléctrica de todos los metales es mucho mayor

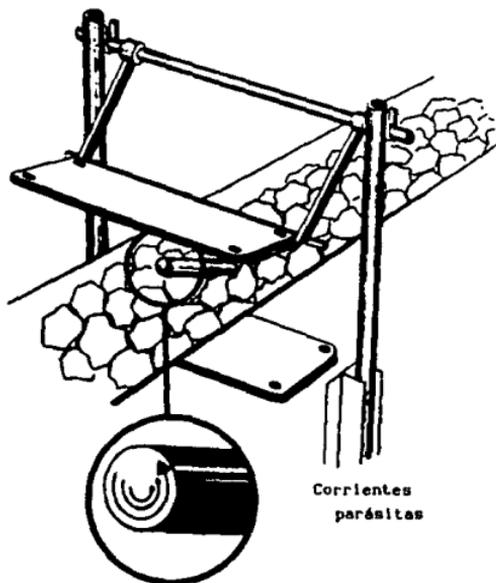


Fig.2-87 Principio de operación del METOR 117 [13, fig. 6].

que la conductividad de cualquier mineral o concentrado. Las corrientes de eddy se detectan a través de los campos secundarios que ellas generan, después de la extinción del pulso del primario, como se muestra en las figuras 2-68 y 2-69. El primer ejemplo de la figura 2-69 muestra un material imposible de detectar puesto que sus corriente parásitas no pueden distinguirse del mineral, por lo que el tamaño del objeto a detectar debe ser mayor. En el segundo ejemplo, el tamaño del objeto es mayor y las corriente parásitas disminuyen más lentamente que las del mineral por lo que la detección es posible.

El principio del campo pulsante proporciona algunas ventajas de operación, como la ausencia de desviaciones en frecuencia y los

consiguientes rebalancesos del instrumento (figura 2-70).

El Metor 117 sólo tiene dos ajustes: un selector de programa de acuerdo a la aplicación y al material transportado y un ajuste de sensibilidad sencillo (potenciómetro de 10 vueltas). También, una vez hechos los ajustes, estos permanecen estables. Una columna de LED's y un conmutador de prueba ayudan a ajustar la sensibilidad en condiciones de campo. Además, la discriminación en contra de las señales generadas por los minerales y las

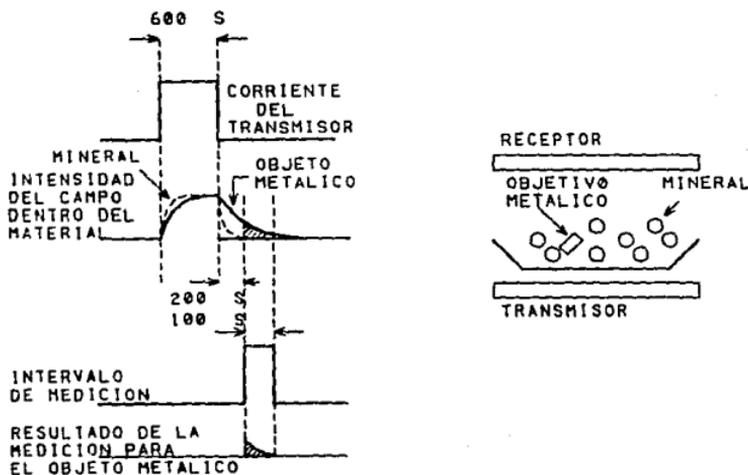


Fig.2-68 Esquema de la operación del METOR 117 [13, fig. 7].

estructuras metálicas fijas cerca de las bobinas es superior al desempeño correspondiente de los antiguos instrumentos de operación continua (figura 2-71).

Las bobinas se han diseñado para que la sensibilidad de detección del Metor sea independiente de la posición y localización de la pieza de metal que viaja con el mineral (figura

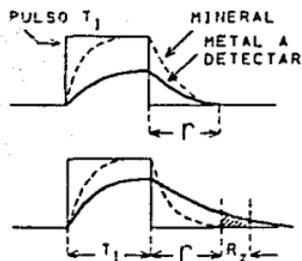


Fig.2-69 Ejemplos de operación del METOR 117 [13, fig. 8].

CONVENCIONAL		INDUCCIÓN DE PULSOS
SENOIDAL	◦ CAMPO COMO ◦ FUNCION DEL TIEMPO	PULSANTE
CONTINUO	◦ SENSADO.	MUESTREADO
CONSIDERABLE	◦ CALIBRACION ◦ INICIAL. ◦ ESFUERZO ◦ REQUERIDO.	SOLO AJUSTE DE SENSIBILIDAD
DIARIAMENTE	◦ REBALANCEOS ◦ REQUERIDOS	NO SE REQUIEREN
DE CONSIDERABLE A BAJA	◦ SENSIBILIDAD ◦ A MINERALES ◦ MAGNETICOS	DE BAJA A MUY BAJA
BAJA	◦ SENSIBILIDAD ◦ A MINERALES ◦ CONDUCTORES	MUY BAJA

Fig.2-70 Comparación entre las tecnologías de campo pulsante y campo continuo [13, fig. 9].

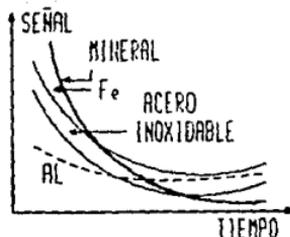


Fig.2-71 Señales de distintos materiales [13, fig.11].

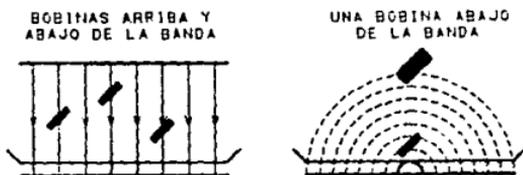


Fig.2-72 Aspecto operativo de las bobinas [13, fig. 12].

2-72). Desafortunadamente, la referencia no proporciona la información con respecto a la generación de estos campos ortogonales, y muy probablemente está protegida bajo patente. Sin embargo, un patrón de radiación semejante puede obtenerse mediante el uso de un arreglo de bobinas o antenas del tipo espira ("loop"). Cuando dos espiras se montan perpendiculares entre sí, la combinación en fase de sus campos de salida genera un patrón en forma de ocho en el plano ortogonal a ambas espiras como se muestra en la figura 2-73.

Además, mediante el control por separado de las entradas a las espiras e incluyendo variación de fase de éstas, es posible hacer

rotar por completo este patrón de radiación [18]. Lo anterior se

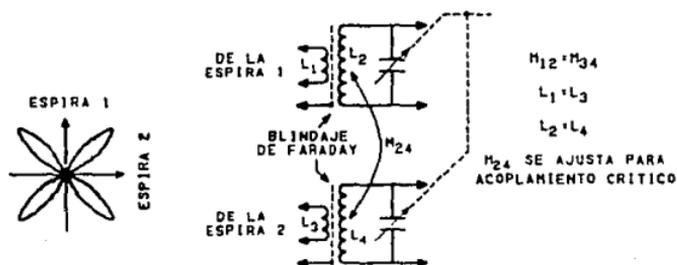


Fig.2-73 Circuito para obtener un patrón omnidireccional con antenas tipo espira ortogonales. (a) Plano principal de las espiras ortogonales. (b) Circuito de acoplamiento para producir el patrón omnidireccional en las espiras ortogonales [18, fig. 4.14].

usa en algunos circuitos receptores de comunicaciones, y en especial en localizadores de dirección ("direction finding"). Mediante un manejo adecuado de las corrientes de entrada a las espiras, es posible obtener un patrón de radiación semejante al del Metor 117 y que además puede hacerse rotar para obtener una capacidad mayor de detección. En realidad, se desconoce si el Metor 117 emplea también algún tipo de rotación para obtener los campos ortogonales. Dada la importancia del blindaje de las espiras, en el anexo de este capítulo se proporcionan algunos detalles de su construcción.

El Metor 117 tiene mantenimiento fácil, ya que toda la electrónica está en módulos de circuitos impresos que pueden reemplazarse fácilmente por personal sin entrenamiento en el caso de falla. Además, detectará todos los metales, incluyendo los no magnéticos; la sensibilidad es ajustable; la unidad puede usarse efectivamente con minerales metálicos, incluyendo los minerales magnéticos.

La compañía que fabrica estos detectores es Outkumpu Electronics.

Como ejemplos sencillos de las aplicaciones en la instrumentación de los sensores inductivos, aunque en esta área sería mejor denominarlos como de efectos electromagnéticos, se presentan a continuación dos instrumentos de laboratorio.

#### *Sensor de Fuerza.*

El estudio de las propiedades dinámicas de las fibras musculares requieren un sensor de fuerza que tenga sensibilidad alta y elasticidad baja. Debido al interés en la respuesta transitoria de las fibras musculares a cambios bruscos en su longitud y la fuerza generada por el propio músculo, el sensor de fuerza debe tener un ancho de banda tan grande como sea posible. Este aparato detecta la deformación de una placa de cuarzo, pero usa acoplamiento inductivo para lograr un sensor robusto y de bajo costo. La placa de cuarzo fue cortada de una platina o portaobjeto de un microscopio estándar. Sus dimensiones, 32x3x1 mm se escogieron sobre el compromiso entre una placa pequeña y gruesa (que tiene una frecuencia de resonancia mecánica más grande) y una placa grande y delgada (que tiene mayor sensibilidad). La placa tiene una resonancia mecánica cercana a 1 kHz y una elasticidad de cerca de 20mm/N. Ver la referencia [15] para mayores detalles de las características mecánicas del sensor.

Los aspectos esenciales del detector se muestran en la figura 2-74. Unos pequeños anillos de ferrita (b) están sujetos a ambos lados de la placa de cuarzo (a). Estas ferritas completan el circuito magnético de sus respectivas inductancias (c). Cada inductancia (c) es simplemente un anillo de ferrita cortado a la mitad y embobinado con aproximadamente 70 vueltas de alambre de cobre del # 32. Las inductancias con sus respectivas capacitancias determinan la frecuencia de oscilación del circuito oscilador

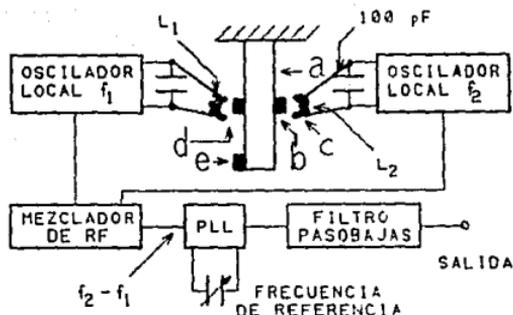


Fig.2-74 Esquema del sensor de fuerza. La placa de cuarzo (a) tiene dos anillos de ferrita (b) que se acoplan independientemente a dos inductancias (c). El espacio de aire (d) varía según se aplica una fuerza en el punto (e). Las inductancias y la placa de cuarzo están fijadas rigidamente a una pequeña estructura de aluminio, que no se muestra [15, fig. 1].

Para una configuración semitoroidal, como la que se describe aquí (formada por las mitades del anillo de ferrita, los anillos de ferrita fijados a la placa de cuarzo y el espacio entre éstos), se aplica la ecuación (2-13). Sea  $l$  la longitud total del tramo de ferrita,  $d$  la longitud total de los espacios de aire,  $n$  el número total de vueltas,  $A$  el área de la sección transversal de la configuración y  $\mu$  la permeabilidad del espacio libre, entonces:

$$R_m = \frac{d}{\mu_0 A} + \frac{l}{\mu A} = \frac{\mu d + \mu_0 l}{\mu_0 \mu A} = \frac{\mu d / \mu_0 + l}{\mu A}$$

Por la ecuación (2-17) se tiene que  $L = n^2 / R_m$ , por lo que la inductancia de la configuración es:

$$L = \frac{\mu n^2 A}{\mu d/\mu_0 + 1} \quad (2-69)$$

Si el espacio  $d$  varía por una pequeña cantidad  $x$ , el cambio en frecuencia,  $\Delta f$ , de un circuito sintonizado  $LC$  puede calcularse del siguiente modo:

$$f = \frac{1}{2\pi (LC)^{1/2}} \quad (2-70)$$

el incremento en frecuencia por un cambio en el valor de la inductancia  $L$  es

$$\begin{aligned} f + \Delta f &= \frac{1}{2\pi} C^{-1/2} (L + \Delta L)^{-1/2} \\ &= \frac{1}{2\pi} C^{-1/2} L^{-1/2} \left[ 1 + \Delta L/L \right]^{-1/2} \end{aligned}$$

si  $|\Delta L/L| \ll 1$ , se puede emplear la serie binomial:

$$\left[ 1 + \Delta L/L \right]^{-1/2} = 1 - \frac{1}{2} (\Delta L/L) + \frac{3}{8} (\Delta L/L)^2 - \frac{5}{16} (\Delta L/L)^3 + \dots$$

sin considerar los términos de orden superior, se tiene que

$$\begin{aligned} f + \Delta f &\approx \frac{1}{2\pi} (LC)^{-1/2} \left[ 1 - \frac{1}{2} (\Delta L/L) \right], \\ f + \Delta f &\approx \frac{1}{2\pi} (LC)^{-1/2} - \frac{1}{2\pi} (LC)^{-1/2} \left[ \frac{1}{2} (\Delta L/L) \right], \end{aligned}$$

$$f + \Delta f = f - f \left[ \frac{1}{2} (\Delta L/L) \right]$$

$$\frac{\Delta f}{f} \approx - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} \quad (2-71)$$

De un modo semejante, de la ecuación (2-69) se tiene que:

$$L + \Delta L = \frac{\mu_0 \mu n^2 A}{\mu (d + x) + \mu_0 l}$$

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\mu d + \mu_0 l}{\mu (d + x) + \mu_0 l} - 1 = \frac{\mu d + \mu_0 l}{\mu d + \mu_0 l + \mu x} - 1$$

Si  $x$  es mucho más pequeña que  $d$  y  $l$ , entonces  $\mu d + \mu_0 l \gg \mu x$  y se puede emplear la siguiente aproximación:

$$\frac{a}{a+z} = 1 - (z/a) + (z/a)^2 - (z/a)^3 + \dots ;$$

sin tomar en cuenta los términos de orden superior, entonces

$$\frac{\Delta L}{L} \approx \left[ 1 - \frac{\mu x}{\mu d + \mu_0 l} \right] - 1 \approx - \frac{\mu x}{\mu d + \mu_0 l}$$

finalmente, sustituyendo en la ecuación (2-71):

$$\frac{\Delta f}{f} \approx - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} \approx \frac{1}{2} \frac{\mu x}{\mu d + \mu_0 l} \quad (2-72)$$

Esta fórmula muestra la importancia de maximizar  $\mu$  y minimizar el espacio  $d$  y la longitud de la inductancia  $l$ . La permeabilidad relativa ( $\mu/\mu_0$ ) para el núcleo de ferrita es de aproximadamente 1000 a 5 MHz., mientras que  $l$  y  $d$  tienen valores de

aproximadamente 4 mm y 0.05 mm respectivamente [15]. La electrónica usada para detectar las variaciones en frecuencia es relativamente simple y usa circuitos integrados disponibles. El mezclador balanceado se usa para seleccionar la frecuencia diferencia  $f_2 - f_1$ .

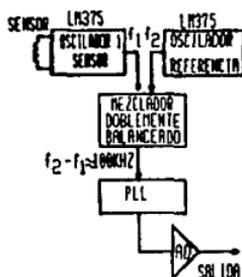


Fig.2-75 Diagrama a bloques del sensor de fuerza.

Estas frecuencias  $f_2$  y  $f_1$  tienen un valor aproximado de 5 MHz, y la frecuencia diferencia es de aproximadamente 100 kHz. El lazo de fase encadenada (PLL) con su oscilador de referencia a 100 kHz proporcionará una salida de D.C. que varía 1 V cuando la frecuencia diferencia cambia 10 kHz. La etapa final es simplemente un amplificador operacional que se usa para balancear el nivel de salida del PLL y proporcionar filtrado paso-bajas con ganancia de 2. Los diseñadores escogieron la geometría diferencial para minimizar las variaciones inducidas térmicamente debidas a la expansión de los inductores en sus contenedores. Las inductancias se fijaron a sujetadores cilindricos de material epóxico que pudiesen deslizarse en la estructura de aluminio que soporta a la placa de cuarzo. El éxito del arreglo diferencial para eliminar los efectos debidos a la expansión térmica depende del grado de acoplamiento de las bobinas logrado por la construcción y

bobinado. Las capacitancias usadas en los circuitos resonantes fueron de 100 pF. aproximadamente y se ajustaron para proporcionar un valor de  $\Delta f$  conveniente cuando los inductores estuviesen muy lejos de la placa de cuarzo. El desempeño típico, sin control de temperatura de ninguna porción del aparato y usando un espacio  $d$  de aproximadamente 50  $\mu\text{m}$ , presentó una sensibilidad de 500 V/N. El ruido, en un ancho de banda de 2 kHz, correspondió a aproximadamente  $10^{-5}$  N (RMS). La salida fue lineal sobre todo el rango medido ( $2 \times 10^{-5}$  a  $1 \times 10^{-2}$  N). La sensibilidad relativa puede aumentarse decrementando el espacio  $d$  en los inductores o ajustando los capacitores para decrementar la frecuencia diferencia  $f_2 - f_1$ . La diferencia más pequeña alcanzable depende del aislamiento de los dos circuitos osciladores, pero una frecuencia diferencia de 50 kHz se usó rutinariamente sin blindaje especial. Algunas variaciones pequeñas en el nivel del voltaje de salida correspondieron a cambios menores a  $\pm 5 \times 10^{-5}$  N durante un período de varios minutos. Estas variaciones pueden mejorarse sustancialmente con la construcción cuidadosa de las bobinas y sus sujetadores así como con el aislamiento térmico del detector.

La respuesta en frecuencia del detector se investigó [15] sujetando una pieza pequeña de alambre de acero al fondo de la placa de cuarzo y manejando un solenoide externo con una fuente de corriente constante programable. Por debajo de 700 Hz la respuesta fue constante dentro de un 2% y bruscamente a 1 kHz la respuesta fue dominada por la resonancia mecánica de la placa de cuarzo. Al aplicar una forma de onda cuadrada al circuito magnético se produjo una salida también cuadrada cuyo tiempo de levantamiento estuvo limitado por la resonancia de 1 kHz de la placa.

Este transductor de fuerza se diseñó para un cierto tipo particular de experimentos de dinámica muscular. El ancho de banda podría extenderse (a costa de la sensibilidad) por la selección de una placa más gruesa. La sensibilidad podría mejorarse usando

núcleos de ferrita más pequeños y un espacio  $d$  más pequeño. El uso de acoplamiento inductivo da como resultado un sensor que es relativamente robusto y la posibilidad de que pudo construirse a partir de elementos disponibles.

#### *Medición de resistividad.*

El factor dominante que limita el rango de las mediciones reproducibles y exactas de la resistividad es la capacidad de establecer contacto eléctrico adecuado con el material. La preparación de la superficie y su subsecuente contaminación afectan las propiedades eléctricas de un contacto. Evidentemente, una técnica que no involucre contacto físico con el objeto de interés para la medición de la resistividad, opera independientemente de estos problemas y posee muchas ventajas inherentes. Para evitar el contacto directo, se puede inducir un campo eléctrico mediante un campo magnético variable en el tiempo.

Como se explicó en los sensores de corrientes parásitas, el campo magnético resultante en un sensor de este tipo puede expresarse como la suma de dos campos: (a) el campo magnético de excitación o control  $B_0$  que induce las corriente de eddy ; y (b) el campo magnético  $B_1$  debido a las corrientes de eddy y que está fuera de fase con respecto a  $B_0$  por  $90^\circ$ . Como se verá a continuación, muchas de las consideraciones hechas para los detectores de metales se aplican en este caso para la medición de resistividad en algunos materiales.

Este sistema [16] consiste de una bobina primaria de 10 vueltas separada axialmente de una bobina secundaria de también 10 vueltas (figura 2-76) y la muestra se inserta entre ellas. La función del otro par de bobinas, llamadas de bobinas de anulación, se describe más adelante. El voltaje inducido en la bobina del secundario se debe no sólo al campo magnético de excitación o control, sino también al campo magnético de las corrientes inducidas en la muestra. Estos campos magnéticos están defasados

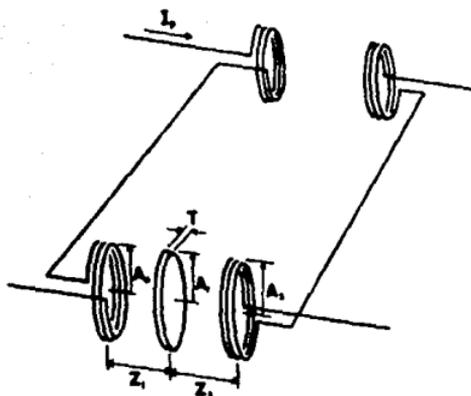


Fig.2-78 Configuración básica de medición (16, fig. 11).

$90^\circ$ . Con un amplificador sincronizado que contiene un mezclador sensible a fase se suprime el voltaje de excitación o control  $V_1$  inducido en el secundario y se mide la señal en cuadratura debida a las corrientes inducidas,  $V_2$ . Una característica importante de este sistema es la dependencia de la frecuencia de  $V_1$  y  $V_2$ . De las ecuaciones de Maxwell es evidente que  $V_1$  depende de la derivada con respecto al tiempo del voltaje de control o excitación, por lo que varía linealmente con la frecuencia.  $V_2$  depende de la derivada con respecto al tiempo del campo magnético de excitación para producir las corrientes de eddy y de la derivada del campo magnético de las corriente de eddy para inducir un voltaje en el secundario, por lo que varía al cuadrado de la frecuencia. El método empleado para medir conductividad se basa en la técnica de aproximaciones sucesivas para la solución de las ecuaciones de Maxwell. Esta técnica puede entenderse como sigue: Considérese un alambre de longitud infinita colocado en el espacio libre, el cual conduce una corriente senoidal y aplíquese la aproximación

cuasiestática. En la aproximación de orden cero habrá una densidad de corriente superficial  $j_0$ , la cual producirá un campo magnético  $B_0$ . El campo eléctrico en la superficie del conductor  $E_0$  será cero puesto que el alambre es de conductividad infinita. Los campos de primer orden consistirán de un campo eléctrico  $E_1$  resultante de la variación en el tiempo del campo magnético de orden cero,  $B_0$ . Todos los otros campos de primer orden serán cero. Si se introduce un material conductor en las cercanías del alambre,  $E_1$  causará el flujo de corrientes en el material, dando lugar a una distribución de corrientes de eddy  $j_1$ , la cual tiene una inducción magnética  $B_1$  asociada a ella. El campo magnético cuasiestático consistirá ahora de la suma de  $B_0$  y  $B_1$ .

Deben notarse dos puntos importantes acerca de estos campos: (a)  $B_1$  está defasado  $90^\circ$  con respecto a  $B_0$  debido a la dependencia de  $E_1$  con la derivada respecto al tiempo de  $B_0$ ; y (b) la magnitud de  $B_1$  depende de la resistividad del material conductor. Mediante el uso de una bobina colectora para medir  $B_1$ , el cual puede distinguirse de  $B_0$  por su fase, se puede determinar la resistividad del material colocado en el campo  $B_0$ .

Los elementos necesarios del sistema de medición experimental usando el método de proximidad ya descrito son (1) una fuente del campo magnético de excitación  $B_0$ ; (2) un detector de los campos magnéticos; y (3) un sistema discriminador de fase que permita la separación de la información de  $B_0$  y  $B_1$  proveniente del detector.

Este sistema se muestra en la figura 2-77.

La fuente del campo magnético variable de excitación es una corriente senoidal fluyendo en una bobina de 10 vueltas llamada primario. El detector es otra bobina de 10 vueltas llamada secundario. La señal recibida del detector es un voltaje senoidal que es dependiente de la tasa de tiempo de cambio del flujo del campo magnético que atraviesa su área de sección transversal. Las dos bobinas se montan coaxialmente. La muestra de material se

cuasiestática. En la aproximación de orden cero habrá una densidad de corriente superficial  $j_0$ , la cual producirá un campo magnético  $B_0$ . El campo eléctrico en la superficie del conductor  $E_0$  será cero puesto que el alambre es de conductividad infinita. Los campos de primer orden consistirán de un campo eléctrico  $E_1$  resultante de la variación en el tiempo del campo magnético de orden cero,  $B_0$ . Todos los otros campos de primer orden serán cero. Si se introduce un material conductor en las cercanías del alambre,  $E_1$  causará el flujo de corrientes en el material, dando lugar a una distribución de corrientes de eddy  $j_1$  la cual tiene una inducción magnética  $B_1$  asociada a ella. El campo magnético cuasiestático consistirá ahora de la suma de  $B_0$  y  $B_1$ .

Deben notarse dos puntos importantes acerca de estos campos: (a)  $B_1$  está defasado  $90^\circ$  con respecto a  $B_0$  debido a la dependencia de  $E_1$  con la derivada respecto al tiempo de  $B_0$ ; y (b) la magnitud de  $B_1$  depende de la resistividad del material conductor. Mediante el uso de una bobina colectora para medir  $B_1$ , el cual puede distinguirse de  $B_0$  por su fase, se puede determinar la resistividad del material colocado en el campo  $B_0$ .

Los elementos necesarios del sistema de medición experimental usando el método de proximidad ya descrito son (1) una fuente del campo magnético de excitación  $B_0$ ; (2) un detector de los campos magnéticos; y (3) un sistema discriminador de fase que permita la separación de la información de  $B_0$  y  $B_1$  proveniente del detector.

Este sistema se muestra en la figura 2-77.

La fuente del campo magnético variable de excitación es una corriente senoidal fluyendo en una bobina de 10 vueltas llamada primario. El detector es otra bobina de 10 vueltas llamada secundario. La señal recibida del detector es un voltaje senoidal que es dependiente de la tasa de tiempo de cambio del flujo del campo magnético que atraviesa su área de sección transversal. Las dos bobinas se montan coaxialmente. La muestra de material se

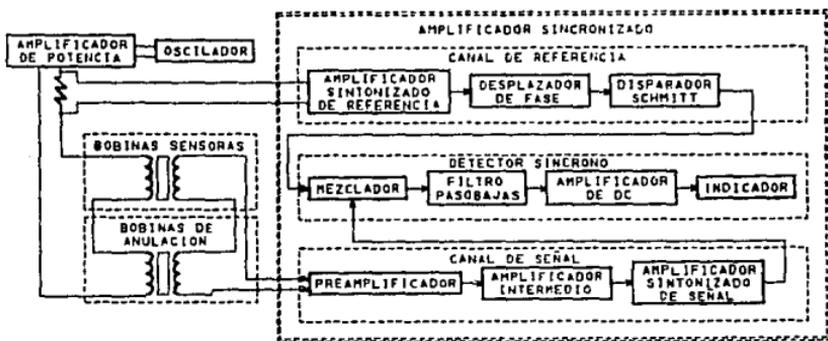


Fig.2-77 Diagrama a bloques del sistema experimental.  
(16, fig. 2).

coloca en la región entre bobinas. Estas bobinas se llaman las bobinas de medición. La discriminación de fase se realiza utilizando un amplificador sincronizado de precisión de Princeton Applied Research, modelo HR-8, con el cual es posible eliminar la componente de la señal de entrada que se debe a  $B_0$  y mantener aún información concerniente a  $B_1$ . Para comodidad de análisis, sea  $V_1$  la amplitud del voltaje inducido en el secundario por  $B_0$  y  $V_2$  la amplitud del voltaje en cuadratura con él. El primer problema a resolver es la eliminación de  $V_1$  de la lectura de salida. Aunque en principio el amplificador puede hacerlo, se necesita un método para asegurar que  $V_1$  no es grande con respecto a  $V_2$ , y un método para tener una fase de referencia contra la cual se discrimine  $V_1$ . Ambas necesidades pueden cumplirse mediante la adición de otro par de bobinas llamadas de anulación. Las bobinas de anulación consisten de un primario y un secundario que son idénticos a las bobinas de medición. Las bobinas del primario tanto de la parte de medición como de la parte de anulación, se conectan en serie, mientras que las bobinas del secundario de las mismas parte se

conectan en oposición (en serie). Ambos pares se colocan lo suficientemente apartados para que no haya una interacción apreciable. Sin muestra en las bobinas de medición, el voltaje inducido en el secundario de las bobinas de medición, se debe exclusivamente al campo magnético de excitación  $B_0$ ; denótese este voltaje  $V_{1a}$ . El voltaje inducido en el secundario de las bobinas de anulación se debe a un campo de estimulación idéntica  $B'_0$ ; denótese este voltaje  $V_{1b}$ . Suponiendo insignificantes la resistencia y capacitancia de los devanados de las bobinas y cualquier otro efecto, el voltaje que aparece en las terminales de la oposición serie del secundario es

$$V_1 = V_{1a} - V_{1b}. \quad (2-73)$$

Nótese que  $B_0$  y  $B'_0$ , producidos por la misma corriente, están en fase, por lo que  $V_{1a}$  y  $V_{1b}$  también están en fase. La distribución de campo de una bobina de 10 vueltas tiene mucha variación con la posición axial, por lo que si el espaciado entre el primario y el secundario de las bobinas de anulación varía, varía la magnitud de  $V_{1b}$ ; del mismo modo varía la magnitud de  $V_{1a}$ . La magnitud de  $V_1$  puede hacerse cero teóricamente mediante el ajuste del espaciado de modo tal que  $V_{1b}$  sea exactamente igual a  $V_{1a}$ . Ahora este sistema de medición tiene la capacidad de reducir  $V_1$  a un valor arbitrariamente pequeño comparado con  $V_2$ .

Puesto que la magnitud de  $V_1$  puede controlarse sin interferir a  $B_0$  y a la configuración de las bobinas de medición, es posible fijar la fase de referencia correctamente. El espaciado del primario y el secundario de las bobinas de anulación se varía mientras la fase de la entrada de referencia al mezclador sea ajustada hasta que la variación de la magnitud de  $V_2$  no tenga más efecto sobre la salida del amplificador sincronizado. Si no está presente alguna señal de ruido, la lectura de salida es cero.

Este procedimiento para la eliminación de la señal debida a  $B_0$  se realiza sin la muestra entre las bobinas de medición. Al insertar la muestra entre ellas, se genera un campo magnético adicional producido por las corrientes de eddy el cual está defasado con respecto a  $B_0$  por  $90^\circ$ . Este campo magnético de las corrientes de eddy o parásitas produce un voltaje  $V_2$  en el secundario de las bobinas de medición. Por lo tanto, la lectura de salida será proporcional a la integral de superficie del campo magnético de las corrientes de eddy sobre el área de la sección transversal de la bobina del secundario.

Para mediciones sobre muestras de resistividad alta, una posible fuente de error es una componente de  $V_2$ ; ésta se debe al acoplamiento capacitivo entre el primario y el secundario cuando la muestra se coloca. Esta componente de  $V_2$  puede compensarse colocando un disco de muy alta resistividad, pero idéntico en todos los demás aspectos a la muestra por medir, entre el primario y secundario de las bobinas de anulación. En los casos en que el voltaje acoplado capacitivamente era comparable al voltaje inducido por las corrientes de eddy, los diseñadores usaron un disco de silicio de  $10000 \Omega \text{ cm}$  para compensación.

Este principio de operación es el que se emplea en los detectores de metales del tipo de Balance Inductivo y en el transformador diferencial, principalmente.

#### *Sensor de movimiento de Pistones.*

Turk Multiprox Inc. propone un sensor para la detección de movimiento de un elemento interno. En la figura 2-78 se muestra el principio de operación del dispositivo. En los sensores convencionales una forma de determinar la posición del pistón es fijarle un imán. Un conmutador REED detecta su campo. El problema es que el sensor puede activarse en múltiples posiciones del pistón, en las llamadas zonas de activación secundarias. El sensor pernaprox BIM-switch consiste de un ensamblaje de dos bobinas de

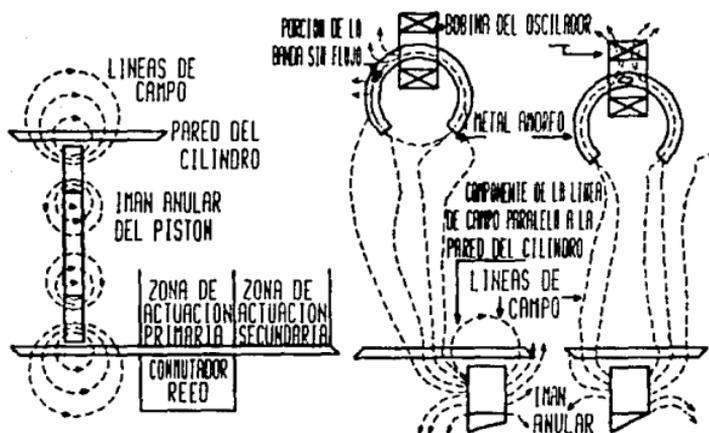


Fig.2-78 Sensor Permprox BIM-switch de Turk  
 Multiprox Inc. (17, pág. 78)

R.F. y una tira de metal amorfo en forma de C. La empresa sostiene que la alta permeabilidad y la forma de C de la tira eliminan las áreas de activación secundarias. La razón es que sólo la componente paralela a la cara del pistón del campo magnético se detecta. La detección ocurre sólo cuando el imán está exactamente abajo de la bobina.

Como el lector ya habrá advertido, las fronteras entre los tipos de sensores inductivos presentados aquí, no están perfectamente delimitadas y en algunos casos son completamente inadvertidas. Es frecuente emplear el principio de funcionamiento de alguno de los sensores para medir o detectar algún parámetro más relacionado o inherente a un tipo de sensor diferente. Por ejemplo, un tipo de sensor clasificado como de reluctancia variable puede perfectamente encajonar en la clasificación de los basados en la ley de Faraday, aunque la intención técnica sea un

tanto diferente. Y obviamente, decir "sensores basados en la Ley de Faraday" de ningún modo significa que los otros sensores no empleen, aunque sea de un modo indirecto, los efectos derivados de esta importantísima ley de la teoría electromagnética. Por otro lado, los sensores clasificados como de corrientes parásitas, podrían ser considerados de algún modo tanto como sensores de reluctancia variable como sensores basados en la ley de Faraday.

Como se mencionó al principio, no existe una clasificación universalmente aceptada para los sensores inductivos y la aquí presentada es una de las que ofrecen una perspectiva más amplia de estos sensores. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que son los intereses del diseñador los que en última instancia han determinado todas las clasificaciones existentes.

No obstante se haya tratado poco al respecto, su aplicación a los sistemas de seguridad o alarmas es directa: puesto que el objetivo fundamental en ellos es la detección de la presencia o ausencia de algún objeto u objetos en particular, sus requerimientos de precisión y exactitud son mínimos (aunque no siempre los de sensibilidad lo son); lo cual implica el empleo de materiales de uso convencional (y bajo costo) en su construcción así como empaquetados de diversas características, uno para cada aplicación. Todos los tipos de sensores inductivos presentados aquí, tienen aplicaciones inmediatas en los sistemas de seguridad a costa de mínimos cambios en su estructura y diseño. Así por ejemplo, los sensores de reluctancia variable, dado su relativamente bajo alcance de operación, tienen aplicación directa en todo tipo de cerraduras, ventanas, sistemas de identificación, por mencionar algunos. De los detectores de metales no hay más que agregar a lo que ya se conoce, excepto que su sensibilidad y capacidad de discriminación hace que la diferencia en precio entre ellos pueda alcanzar varios millones de pesos.

En realidad, la aplicación de los sensores inductivos de

proximidad a los sistemas de seguridad no es más que una de la gran variedad existente.

#### REFERENCIAS

- [1] R. Pallás Areny, Transductores y acondicionadores de señal, Ed. Marcombo, 1989.
- [2] J.A. Corbyn, "Pulse induction metal detector", Wireless World, march 1980, págs. 40-44.
- [3] D.E. Waddington, "Metal detector", Wireless World, april 1977, págs. 45-48.
- [4] R.C.V. Macario, "Discriminative metal detector", Wireless World, July 1978, págs.43-46.
- [5] A. Boros, Electrical Measurements in Engineering, Elsevier, 1985.
- [6] E.J. Williams "The Induction of Electromotive Forces in a Moving Liquid", Pro. Phys. Soc. London, # 42, pág. 466, 1930.
- [7] J.A Shercliff, Theory of Electric Flow-Measurement, Cambridge University Press, 1962.
- [8] A.F. Giles, Electronic Sensing Devices, George Newnes Limited, London 1966.
- [9] C. Canali, R. Caprio, M. Prudenziati, A. Taroni, "Sensori di prossimitá elettronica", Fisicæ Technologia, vol 4, # 2, págs. 95-123
- [10] J.M<sup>a</sup> Sirvent, Transductores y Medidores Electrónicos, Ed. José Mompin Poblet, Serie Mundo Electrónico, Marcombo, 1983.
- [11] G. Wareham, "Off-resonance metal detector", Wireless World, June/July 1980, pág. 47-49.
- [12] S.L. Herman, W.N. Alerich, Industrial Motor Control, Edit. Delmar Publishers Inc. 1990.

- [13] T. Kangas, "The METOR 117 Tramp Metal Detector", Bulk Solids Handling, Vol 6, # 5, october 1986, pág. 947-950.
- [14] J.P. Bentley, Principles of Measurement Systems, Longman/John Wiley, 1988.
- [15] H.A. Ashworth, J.R. Milch, "Force measurement using an inductively coupled sensor", Review of Scientific Instruments, vol 49, # 11, Nov. 1978, pág. 1600-1601.
- [16] J.D. Crowley, T.A. Rabson, "Contactless method of measuring resistivity", Review of Scientific Instruments, vol 47, # 6, Jun. 1976, pág. 712-715.
- [17] D.E. Bahniuk, "Touchless Sensors", Machine Design, June 22 1989, pág. 75-79.
- [18] U.L. Rohde, T.T.N. Bucher, Communications Receivers, McGraw-Hill, 1988.
- [19] F. Lepe Casillas, Notas de Clase, DEFFI-UNAM 1990.

## ANEXO AL CAPITULO DE SENSORES INDUCTIVOS E INDUCTIVOS DE PROXIMIDAD

En este anexo se proponen algunos circuitos y diseños para la construcción de algunos sensores inductivos de aplicación particular. Se considerarán solamente los aspectos más relevantes de cada uno de ellos para los fines de este trabajo. Además, se omiten detalles de construcción y operación para evitar la extensión de este anexo. Se sugiere revisar las referencias a quien desee mayor información en algún aspecto.

### Red T-2 con diodos.

T.L. Földvari y K.S. Lion [1] proponen, al igual que para los sensores capacitivos, un circuito de doble T con diodos para sensores inductivos. Las características principales son una salida de D.C. de nivel alto, una conexión de tierra común tanto para la entrada como para la salida del circuito, y un modo de operación que es prácticamente independiente de la variación de frecuencia de la fuente de excitación. En este circuito, una de las bobinas representa al elemento sensor inductivo y la otra se emplea como referencia. Como se verá, el voltaje en  $R_L$  (salida) es proporcional a la diferencia entre los valores de las inductancias de ellas.

El diagrama del circuito de la red inductiva no lineal se muestra en la figura B-1. Un generador S de A.C. se conecta en serie a la combinación en paralelo de dos circuitos muy similares  $D_1-L_1-R_1$  y  $D_2-L_2-R_2$  y la resistencia de carga  $R_L$ .  $R_1$  y  $R_2$  incluyen las resistencias de encendido de los diodos  $D_1$  y  $D_2$ , las resistencias de las inductancias  $L_1$  y  $L_2$ , y la resistencia interna de la fuente S.

Cuando el voltaje de entrada  $e_1$  es una señal con forma de onda

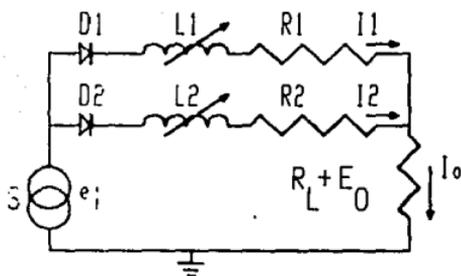


Fig.B-1 Circuito básico para la operación de los sensores inductivos  $L_1$  y  $L_2$  (1, fig. 1).

cuadrada simétrica con amplitudes  $+E_1$  y  $-E_1$  y de frecuencia  $f$ , la corriente de salida instantánea  $i_o = i_1 + i_2$  puede calcularse del siguiente modo: durante el medio ciclo positivo el diodo  $D_1$  conduce,  $D_2$  no conduce;  $i_2 = 0$ . La corriente  $i_1$  se incrementa exponencialmente desde un valor inicial de cero y puede expresarse como

$$i_1 = \frac{E_1}{R_1 + R_L} \left[ 1 - \text{EXP} \left[ - \frac{R_1 + R_L}{L_1} t \right] \right], \text{ para } 0 < t < T/2, \quad (\text{B-1})$$

donde  $T = 1/f$ . En  $t = T/2$  la polaridad del voltaje de entrada se invierte, el diodo  $D_1$  deja de conducir e  $i_1$  se hace cero (en realidad  $i_1$  decrece exponencialmente con una constante de tiempo  $\tau = L_1/R_t$ , donde  $R_t = R_1 + R_L + R_d$ .  $R_d$  es la resistencia en inversa del diodo  $D_1$  que es del orden de 1 M $\Omega$ ). La corriente  $i_2$  puede expresarse como

$$i_2 = \frac{-E_1}{R_2 + R_L} \left[ 1 - \text{EXP} \left[ - \frac{R_2 + R_L}{L_2} (t - T/2) \right] \right], \text{ para } T/2 < t < T. \quad (\text{B-2})$$

El voltaje de entrada  $e_i$ , las corrientes parciales  $i_1$  e  $i_2$ , y la corriente de salida  $i_o$  se muestran en la figura B-2.

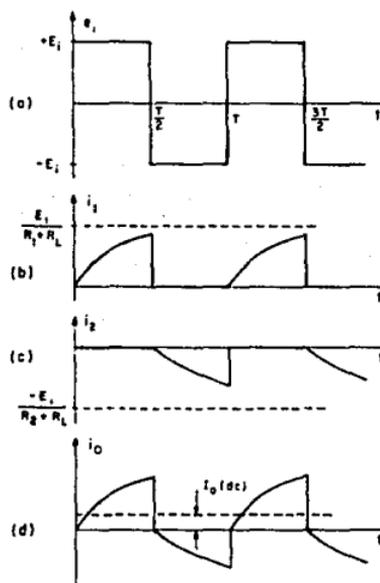


Fig. B-2 Relaciones tiempo-corriente de la red. (a) voltaje de entrada; (b) corriente a través de  $D_1-L_1-R_1$ ; (c) corriente a través de  $D_2-L_2-R_2$ ; (d) corriente de salida a través de la resistencia de carga  $R_L$  [1, fig. 2].

La corriente de salida promedio de D.C. es

$$I_o = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T/2} i_1 dt + \int_{T/2}^T i_2 dt \right] \quad (B-3)$$

Sustituyendo  $f_o = 1/T$ , la integración proporciona la corriente de salida de d.c. promedio,

$$I_0 = A + E_1 f_0 \left\{ \frac{L_1}{(R_1 + R_L)^2} \left[ \text{EXP} \left[ - \frac{R_1 + R_L}{2L_1 f_0} \right] - 1 \right] - \frac{L_2}{(R_2 + R_L)^2} \left[ \text{EXP} \left[ - \frac{R_2 + R_L}{2L_2 f_0} \right] - 1 \right] \right\} \quad (\text{B-4})$$

donde  $A = (E_1/2)[1/(R_1 + R_L) - 1/(R_2 + R_L)]$ .

En una red simétrica las resistencias de ambas ramas son iguales,  $R_1 = R_2$ ; la constante  $A$  se hace cero. Usando la notación  $R = R_1 + R_L = R_2 + R_L$ , la corriente de salida promedio  $I_0$  a través de  $R_L$  puede escribirse como

$$I_0 = \frac{E_1 f_0}{R^2} \left[ L_2 - L_1 + L_1 \text{EXP} \left[ - \frac{R}{2L_1 f_0} \right] - L_2 \text{EXP} \left[ - \frac{R}{2L_2 f_0} \right] \right]. \quad (\text{B-5})$$

El voltaje de salida de d.c. promedio es

$$E_0 = R_L I_0. \quad (\text{B-6})$$

Cuando los valores numéricos de los exponentes  $R/(2L_1 f_0)$  y  $R/(2L_2 f_0)$  son mayores que 4.7, los términos exponenciales  $L_1 \text{EXP}[-R/(2L_1 f_0)]$  y  $L_2 \text{EXP}[-R/(2L_2 f_0)]$  contribuyen con menos del 1% de la salida total y la salida de d.c. del circuito se hace directamente proporcional a la diferencia de las inductancias ( $L_2 - L_1$ ).

La sensibilidad normalizada de corriente del circuito se define como la razón entre el cambio en la corriente de salida por voltaje pico de entrada y el cambio fraccional en inductancia

$$S_1 = \lim_{\Delta L_2 \rightarrow 0} (\Delta I_0 / E_1) / (\Delta L_2 / L_2) = (L_2 / E_1) (\partial I_0 / \partial L_2). \quad (\text{B-7})$$

Tomando la derivada parcial de la ecuación (B-5) y usando la notación  $k_2 = R/2L_2f_0$  se tiene la sensibilidad normalizada de corriente,

$$S_1 = (1/2k_2R)\{1 - \text{EXP}(-k_2) - k_2\text{EXP}(-k_2)\}. \quad (\text{B-8})$$

La figura B-3 muestra la gráfica de  $S_1$  vs.  $k_2$  para el caso en que  $R$  es constante y  $k_2$  es una función únicamente de  $L_2$  y  $f_0$ . El circuito tiene una sensibilidad de corriente máxima  $S_1 = 0.149/R$  para  $k_2 = 1.8$ . En la vecindad de este máximo una desviación en la frecuencia de la fuente o un cambio en la inductancia variable  $L_2$  tiene un efecto insignificante sobre la sensibilidad.

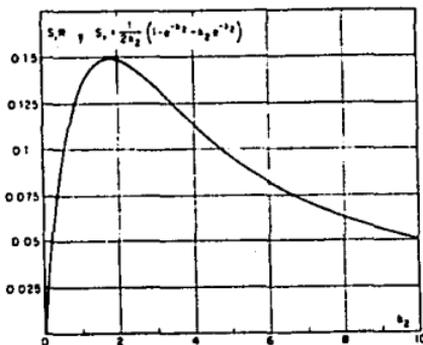


Fig. B-3 Sensibilidades de corriente y voltaje de la red como función de  $k_2 = R/2L_2f_0$  [1, fig. 3].

El parámetro de diseño  $k_2$  puede variar como resultado de la variación de  $R$ , mientras que  $L_2$  y  $f_0$  permanecen constantes. En este caso, la sensibilidad de corriente decrece muy rápidamente con el incremento de  $R$ . Para  $R = k_2 = 0$ , teóricamente la sensibilidad de corriente es infinita; en  $k_2 = 0.1$  la sensibilidad es  $S_1 = 0.118/L_2f_0$  y para  $k_2 = 1.0$  es  $S_1 = 0.066/L_2f_0$ . Esta

característica también es evidente de la ecuación (B-5) y sugiere que para máxima corriente de salida la resistencia total  $R$  debería ser tan pequeña como sea posible.

La sensibilidad normalizada de voltaje se define de manera semejante a la de la corriente

$$S_v = \lim_{\Delta L_2 \rightarrow 0} (\Delta E_0/E_1)/(\Delta L_2/L_2) = (L_2/E_1)(\partial E_0/\partial L_2). \quad (B-9)$$

Para un voltaje de salida máximo la resistencia de carga  $R_L$  debe ser grande ( $R_L \gg R_1$  y  $R_L \gg R_2$ ), de tal modo que  $R \approx R_L$  y la sensibilidad normalizada de voltaje se hace

$$S_v = (1/2k_2)\{1 - \text{EXP}(-k_2) - k_2 \text{EXP}(-k_2)\} = S_1 R. \quad (B-10)$$

La forma de la curva de la sensibilidad normalizada de voltaje  $S_v$  vs.  $k_2$  es "idéntica" a la curva de la sensibilidad normalizada de corriente, y se muestra en la misma figura B-3.

El circuito se presta perfectamente para la operación de transductores del tipo de corrientes parásitas o de eddy. El número de componentes en el puente es pequeño (dos inductancias y dos diodos) por lo que la confiabilidad de la red es muy alta.

#### *Detector tipo Inducción de pulsos.*

J. A. Corbyn [2] propone un sistema experimental detector de metales del tipo de inducción de pulsos con una disposición de bobinas (transmisora y receptora) como la mostrada en la figura B-4.

El diagrama de bloques del sistema se muestra en la figura B-5. Se usa un campo magnético de alterna en el primario para evitar la polarización magnética de la tierra y mejorar la razón señal a ruido total. Este sistema emplea 6 señales lógicas para la sincronización en su operación. Con excepción de la señal F, las

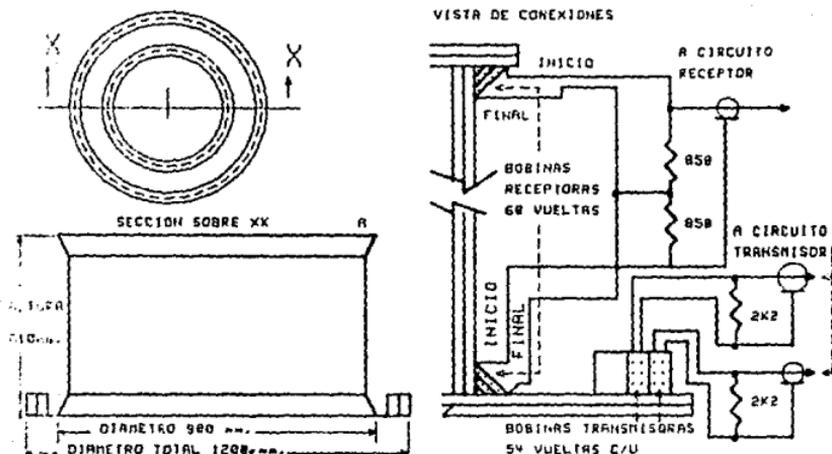


Fig. B-4 Ensamble de las bobinas del detector. Las bobinas se conectan a los circuitos por medio de cables coaxiales del tipo de TV. El cilindro se construye de madera y sin uniones y/o sujetadores de metal. (2, fig. B1).

demás señales se generan con el circuito de la figura B-6, el cual tiene como base un oscilador de pulsos de periodo  $\Delta t$ . Estas señales son:

Señal A: pulso de desbloqueo que define el intervalo de recepción con duración de  $6\Delta t$  y separado por un tiempo  $\Delta t$  de los pulsos de encendido D y E, los cuales activan la generación del campo magnético de excitación.

Señal B: pulso de conmutación de duración  $16\Delta t$  para el detector sincrónico y también usado para definir el inicio de los dos pulsos de encendido D y E.

Señal C: pulso que indica el último periodo del intervalo de recepción A y de duración  $\Delta t$ . Se emplea para tomar una muestra de la señal detectada durante el último periodo del intervalo de

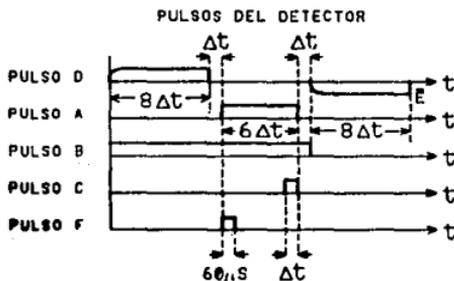
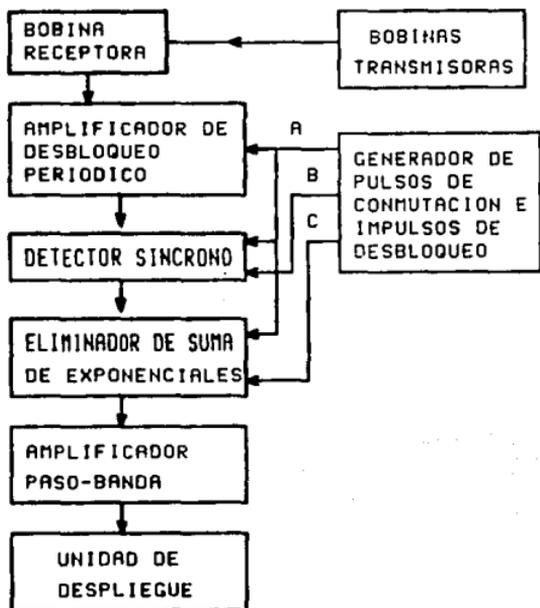


Fig.B-5 Diagrama a bloques del sistema [2, fig. 6].

recepción.

Señales D y E: son las señales de operación de duración  $8\Delta t$  que

activan a los generadores de pulsos del campo magnético de excitación.

Señal F: pulso que indica la iniciación del periodo de recepción y que se emplea para cargar los capacitores de la red RC. Tiene una duración fija de 60  $\mu$ s (figura B-11).

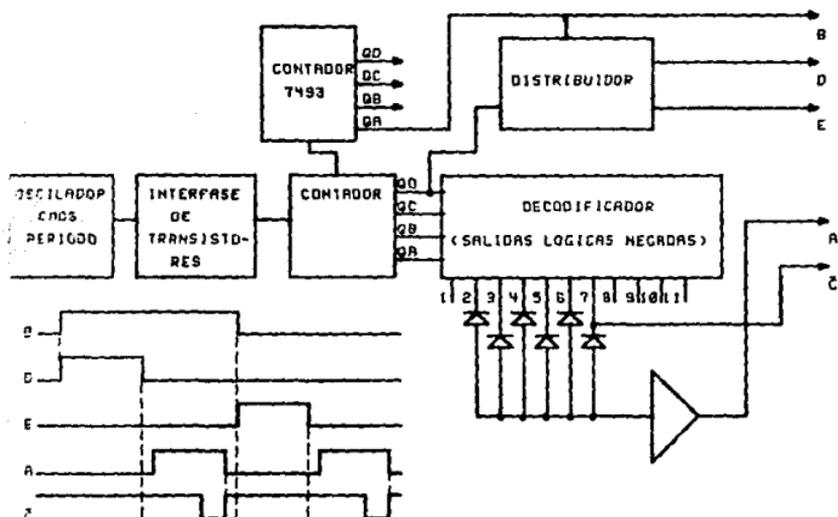


Fig. B-8 Generación de las ondas temporizadoras. Se usan componentes TTL y CMOS con interfase de transistor [2, fig.14].

El amplificador de desbloqueo periódico es de banda ancha y se muestra en la figura B-7; consiste de una red de protección contra alto voltaje, un conmutador analógico CMOS (4053, Tres multiplexores analógicos de dos canales) y un amplificador transistorizado diseñado para que se recupere rápidamente después de saturarse. El circuito integrado 4053 pone a tierra la entrada del amplificador excepto durante el periodo de recepción, durante

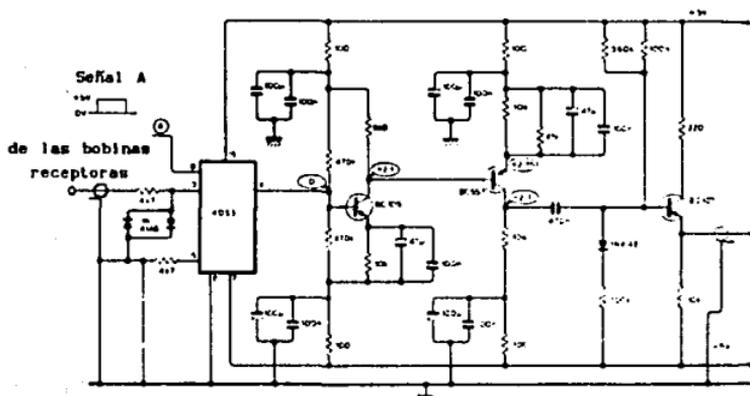


Fig. B-7 Amplificador de desbloqueo periódico. Se usa sólo una sección del 4053. Todas las entradas no usadas se ponen a tierra. Todos los capacitores son cerámicos o electrolíticos [2, fig. 7].

el cual se conectan las bobinas receptoras, es decir, únicamente durante el periodo de recepción (señal A) se toma y se amplifica la señal proveniente de las bobinas receptoras (figura B-8).

La banda de paso del amplificador es de 20 Hz a 100 kHz, con ganancia aproximada de 4000. El autor del diseño dice que no es recomendable usar una ganancia mayor debido a la saturación del amplificador y a la inestabilidad ocasionada por el descenso de corriente en las bobinas transmisoras. Lo anterior se explica mejor con ayuda de la figura 2-41. La repentina desaparición de la corriente en las bobinas transmisoras genera un impulso

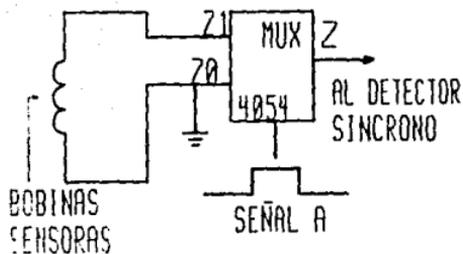


Fig. B-8 Esquema simplificado del amplificador de desbloqueo periódico.

transitorio de corriente en el material dependiente del tipo de éste. En las bobinas receptoras, estos transitorios pueden saturar al amplificador de desbloqueo periódico dada la amplitud que pueden alcanzar, por lo que éste se diseña para recuperarse rápidamente después de saturarse. En realidad, el hecho de empezar a detectar la señal después de un tiempo  $\Delta t$ , evita en gran medida la saturación del amplificador; no obstante debe, tenerse en cuenta la posibilidad de ésta.

El detector síncrono de la figura B-9 tiene por objeto convertir el tren de pulsos de polaridad alterna proveniente del amplificador de desbloqueo periódico en un tren de pulsos de polaridad positiva únicamente, mediante el uso de un AMP-OP de entrada conmutada de ganancia unitaria. En este bloque, el multiplexor analógico funciona de manera semejante que en el amplificador de desbloqueo periódico. Durante el periodo de recepción (señal A), deja pasar la señal proveniente del amplificador de desbloqueo periódico. Además, la señal de sincronía B, cuando es alta (de tiempo en que se recibe una señal positiva), hace funcionar al AMP-OP como amplificador no inversor, mientras que cuando es baja (de tiempo en que se recibe una señal

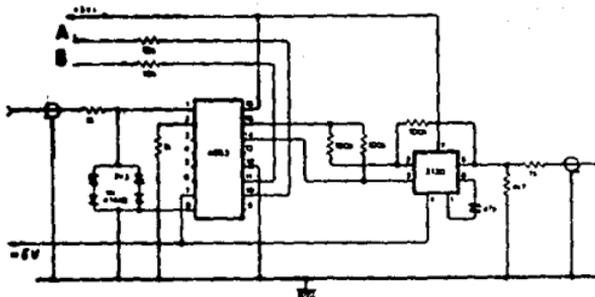


Fig.B-9 Detector síncrono [2, fig. 8].

negativa) lo hace funcionar como amplificador inversor (figura B-10). Esta configuración de AMP-OP se conoce como amplificador opcional [12]. Con lo anterior se genera el tren de pulsos de polaridad positiva que se alimenta al eliminador de la suma de exponenciales. El tiempo de levantamiento del detector para una onda cuadrada es de aproximadamente 25  $\mu$ s.

Para las condiciones del terreno donde se desarrolló este prototipo se obtuvo el siguiente modelo para la derivada de  $g(t)$ ,

$$g'(t) = (1-P)[\text{EXP}(-t/T_1)] + P \text{EXP}((-t/T_2).$$

En base a la ecuación anterior, el diseñador generó una ecuación similar a la (2-58) cuyo modelo electrónico se muestra en la figura B-11. Este circuito toma muestras de 60  $\mu$ s de duración al principio y al final del periodo de recepción y simula el efecto de la viscosidad magnética del terreno. El circuito

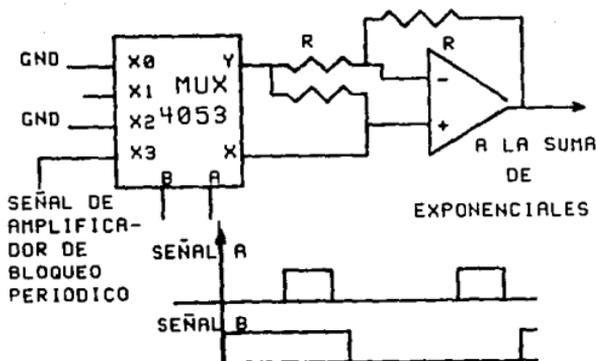
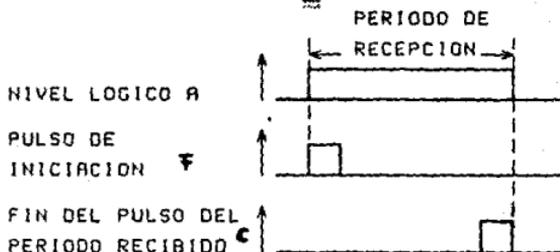
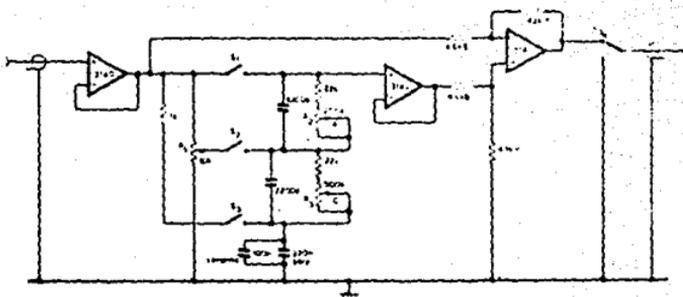


Fig.B-10 Esquema simplificado del detector síncrono.

consiste básicamente de un sustractor analógico basado en AMP-OP. El funcionamiento de esta etapa involucra tres señales digitales: la señal A, la señal F y la señal C. Únicamente durante el periodo de recepción A se toma la salida de este circuito hacia el amplificador de banda de paso; cuando la señal A es cero, se pone a tierra la entrada de este amplificador. Lo anterior se logra con un conmutador analógico  $S_4$  (4016) cuya señal de control la maneja la misma señal A. Como puede verse en la figura, la misma señal proveniente del detector síncrono se emplea para cargar los capacitores de las redes RC. Durante los primeros 60  $\mu$ s del periodo de recepción (señal F) se permite que se carguen los capacitores a través de los conmutadores  $S_1$  y  $S_2$  controlados por la misma señal F. Después de este pulso de inicio se realiza la resta entre la señal proveniente del detector síncrono y la señal resultante de la red RC. Durante la última parte del periodo de recepción (señal C) se realiza una acción semejante mediante el conmutador  $S_3$  controlado por la señal C. Como resultado de todo el proceso anterior, se genera un tren de pulsos de polaridad dependiente de la señal detectada y de la red RC (figura B-12).



CONMUTADOR	CONTROL
S1 (4016)	AMBOS CERRADOS SOLO CUANDO SE PRESENTA EL PULSO DE INICIO
S2 (4016)	CERRADO DURANTE EL FIN DEL PERIODO DEL PULSO RECIBIDO
S3 (4016)	SALIDA A TIERRA. EXEPTO CUANDO EL NIVEL LOGICO ES ALTO

Fig. B-11 Eliminador de la suma de exponenciales. La resistencia  $R_1$  controla la mezcla de exponenciales,  $R_2$  determina  $T_1$  y  $R_3$  a  $T_2$ . (2, fig. 8).

Durante la operación del detector, el ajuste de la señal de referencia (potenciómetros de la red RC) elimina el efecto del suelo. Esto se hace del siguiente modo. En principio, cuando el detector se supone desajustado, se generan como salida una señal de pulsos de polaridad alterna debida a los objetos de distinta conductividad, con relación a la conductividad de referencia, que

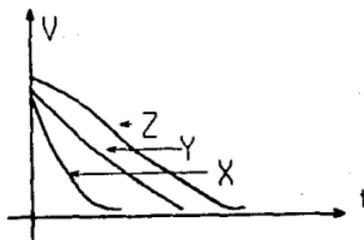


Fig.B-12 Señales generadas por el circuito eliminador del efecto del terreno. Y indica una señal de menor conductividad que la de referencia (X). Z indica una señal de mayor conductividad que la de referencia.

son detectados. Como este sistema detector únicamente discrimina entre el efecto del suelo o terreno y el efecto debido a un material conductor, se considera que la señal con menor conductividad posible, y por lo tanto con la menor amplitud y duración, es la del terreno, por lo que se ajustan los potenciómetros hasta hacer que la señal de referencia sea tan pequeña como aquella. En otras palabras, se ajustan los potenciómetros hasta hacer que la diferencia  $X - Y$  sea cero (y por lo tanto desaparecen los pulsos positivos), lo cual hace que la salida sea cero ( $X = Y$ ) o únicamente pulsos negativos ( $X < Z$ ). Los efectos anteriores se indican auditivamente. Los parámetros  $T_1$ ,  $T_2$  y  $P$  pueden variarse para adecuar la función a las condiciones del terreno. Con los componentes mostrados el rango para  $T_1$  es de 20 a 240  $\mu s$  (típicamente de 80  $\mu s$ ), para  $T_2$  es de 50 a 900  $\mu s$  (típicamente de 800  $\mu s$ ) y  $P$  va de 0 a 1.

El amplificador pasobanda de la figura B-13 extrae las posibles señales de ruido de fondo ocasionadas principalmente por los transitorios de los circuitos. Para permitir una ganancia superior a 8000, se usa una banda de paso angosta de 0.2 a 0.6 Hz

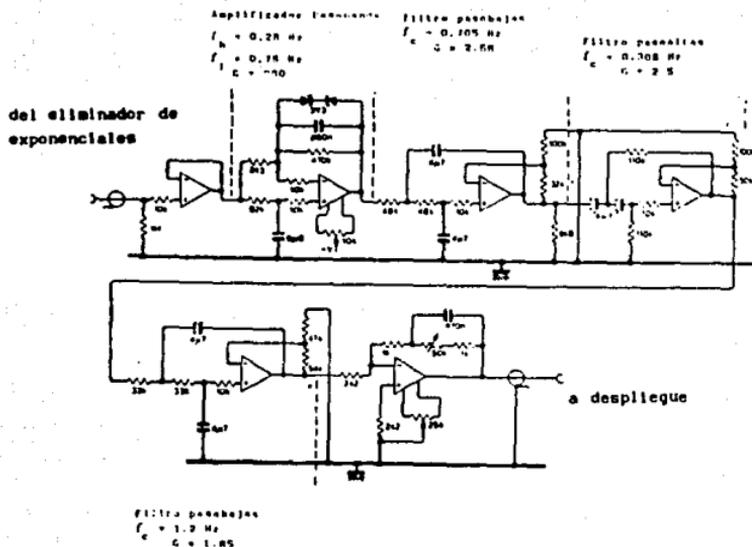


Fig.B-13 Amplificador pasobanda. Todos los AMP-OP son LM351 y todos los capacitores son de poliester [2, fig. 11].

con un filtro de orden alto. En la figura B-14 se muestra la respuesta del sistema a la función escalón. La salida se despliega en un voltmetro, y se proporciona una señal audible mediante la modulación en amplitud de un oscilador a 1400 Hz para las señales positivas y un oscilador de 900 Hz para las señales negativas (ver figura B-15). Todos los pulsos temporizadores principales, excepto el pulso F, se generan con el circuito de la figura B-6. El prototipo usó un oscilador RC CMOS variable con cuatro rangos para  $\Delta t$ : de 40 a 175  $\mu\text{s}$ , de 160 a 700  $\mu\text{s}$ , de 640 a 2800  $\mu\text{s}$  y de 2.56 a

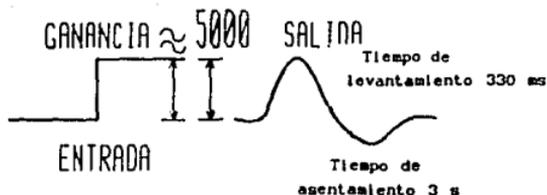


Fig. B-14 Respuesta del sistema a la función escalón.  
[2, fig. 12].

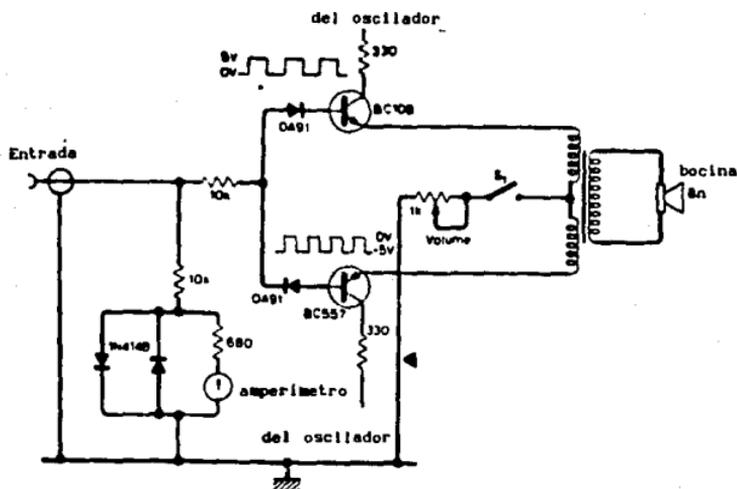


Fig. B-15 Despliegue analógico y salida audible. Ambos osciladores se basan en circuitos 555 y trabajan continuamente a 800 y 1400 Hz [2 fig. 13].

11.2 ms. El oscilador controla un contador y un decodificador que proporcionan una división por 32 y producen las formas de onda ya mencionadas. Las señales D y E controlan a dos generadores de pulsos como se muestra en la figura B-16, los cuales con un BU 326A de salida de emisor común no saturada pueden proporcionar

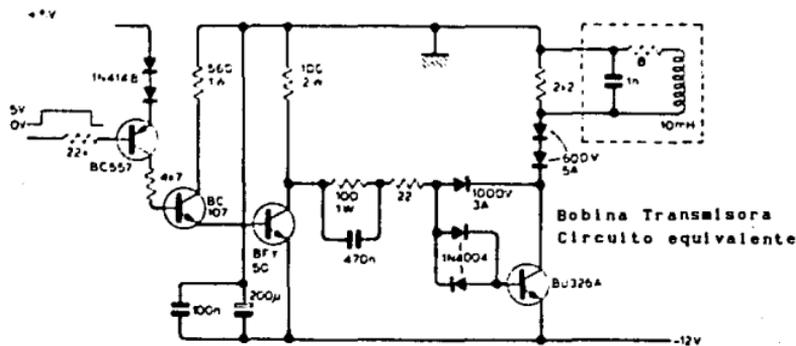


Fig. B-18 Generador de pulsos. Son necesarios dos circuitos, uno para cada polaridad de la entrada [2, fig. 15].

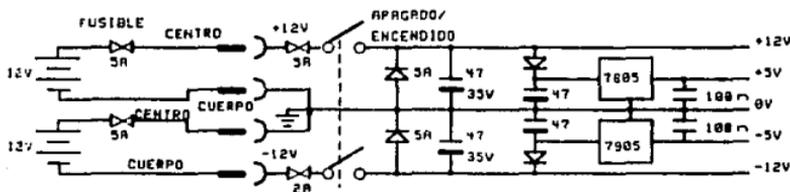


Fig. B-17 Fuente de potencia [2, fig. 16].

hasta 1.5 Amperes. La figura B-17 muestra la fuente de potencia regulada del sistema. Como se puede apreciar, esta es una descripción breve; además, la referencia no proporciona mayores detalles. Sin embargo, este diseño muestra algunos aspectos prácticos de un detector del tipo de inducción de pulsos.

#### Detector tipo B.F.O.

Waddington [3] propone un circuito como el que se muestra en la figura B-18. El oscilador no es muy complejo, el circuito

sintonizado necesita sólo dos conexiones y la salida está aislada de éste, por lo que la frecuencia de oscilación virtualmente no se

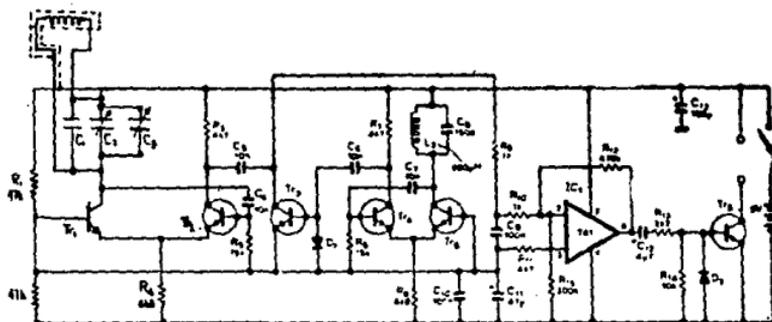


Fig. B-18 Diagrama del circuito del detector de metales.  
(3, fig. 4)

afecta por la carga de salida. Esto último es particularmente importante para esta aplicación, en la cual es esencial que los osciladores no se acoplen entre sí cuando la diferencia de frecuencias o frecuencias armónicas sea pequeña. El oscilador sensor, con frecuencia de 125 kHz, utiliza los transistores  $Tr_1$  y  $Tr_2$  con  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$  formando el circuito sintonizado. Probablemente sea necesario seleccionar  $C_1$  para lograr la frecuencia correcta, puesto que la pantalla de Faraday que se recomienda envuelva el circuito y la pantalla de la bobina sensora, añaden una cantidad indeterminada de capacitancia en paralelo con la bobina. Esta capacitancia depende de la construcción física de la bobina y de los materiales usados. La sintonización la realiza  $C_2$ , mientras que el ajuste fino lo

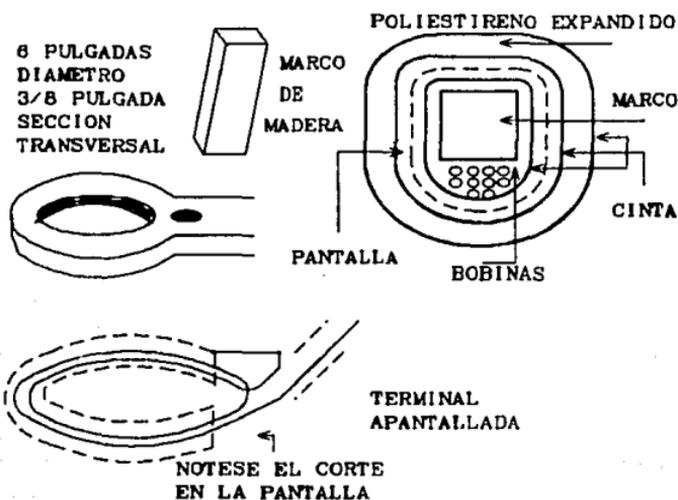


Fig. B-19 Construcción de la bobina [3, fig. 6].

proporciona  $C_3$ . La salida del oscilador sensor se toma del colector de  $Tr_2$  hacia el mezclador  $Tr_3$ . El oscilador de batido, cuya frecuencia es de 625 kHz, utiliza los transistores  $Tr_4$  y  $Tr_5$ ; el circuito sintonizado está formado por  $L_2$  y  $C_8$ , el cual resuena a 625 kHz. La señal de control del mezclador  $Tr_3$  se toma del colector de  $Tr_4$ . La señal con frecuencia diferencia se selecciona por el filtro pasobajas formado por  $R_9$  y  $C_9$  y se amplifica con  $IC_1$ , se deriva y se alimenta a  $Tr_6$ , el cual controla los audifonos o bocinas. El volumen puede controlarse conectando una resistencia variable en serie con la salida. La construcción de la bobina para aplicaciones geológicas se ilustra en la figura B-19. Dicha construcción debe ser lo suficientemente robusta para soportar manejo rudo, ligera para su portabilidad y protegida

contra humedad y cambios de temperatura. La bobina tiene un diámetro de 6.25 pulgadas y 45 vueltas de alambre del # 26. En esta figura, nótese la recomendación de hacer un corte en el blindaje. Más adelante se presenta una breve explicación de la razón de esto.

*Detector de metales basado en la discriminación de fase.*

El sistema que utiliza LED's [4], para indicar visualmente los cuadrantes de fase y cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 2-39 del capítulo de Sensores Inductivos, emplea sólo circuitos CMOS, consumiendo casi la totalidad de corriente (5 mA) el LED que esté encendido. Por conveniencia, a continuación se muestra el diagrama de bloques más simplificado de este sistema detector (figura B-20).

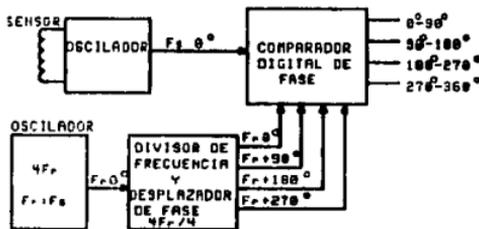


Fig.B-20 Diagrama de bloques de un detector de metales por discriminación de fase.

Este sistema es totalmente digital y su funcionamiento se describe brevemente a continuación. El circuito de un oscilador basado en compuertas (gate oscillators) se muestra en la figura B-21; la frecuencia de oscilación está definida por la bobina y un capacitor de sintonización, y por lo tanto  $f_0 = 1/2\pi(LC)^{1/2}$ .

Se emplean dos de estos osciladores para obtener señales de

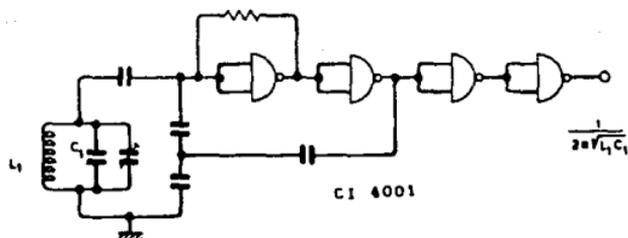


Fig.B-21 Circuito oscilador con compuertas MAND [4, fig. 4].

frecuencias  $f_S$  y  $4f_R$ . El oscilador de frecuencia  $f_S$  incorpora la bobina sensora en su circuito sintonizado y, por lo tanto, es el oscilador sensor. El otro oscilador, de frecuencia  $4f_R$ , es el de referencia. Los valores de  $f_S$  y  $f_R$  deben ser iguales, es decir, debe cumplirse que  $f_S = f_R$ , puesto que se desea detectar sólo el desfase entre las señales de estas frecuencias. Para obtener las señales de frecuencia  $f_R$  en fase y en cuadratura, se usa el circuito divisor entre cuatro mostrado en la figura B-22.

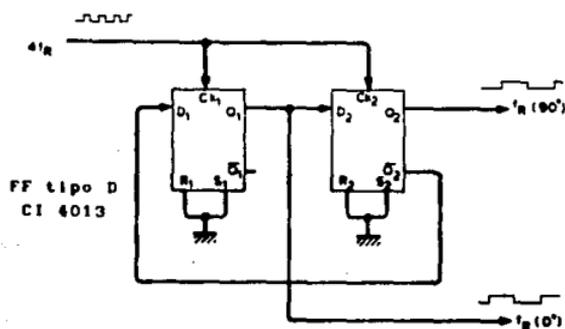


Fig.B-22 Circuito divisor por cuatro de referencia [4, fig. 6].

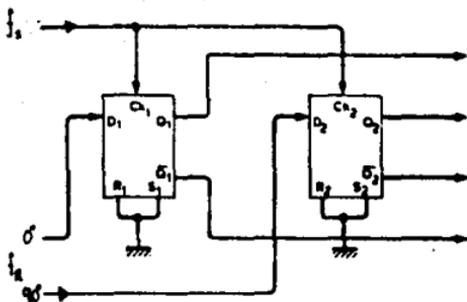


Fig. B-23 Circuito cuantizador de defasamiento [4, fig. 5].

Las señales de frecuencia  $f_R$  en fase y en cuadratura se alimentan a las entradas de un par de flip-flops tipo D como se muestra en la figura B-23. Este circuito representa la parte más importante del detector, ya que se trata del cuantizador de defasamiento. Dada la posible variación de la fase de la señal de frecuencia  $f_S$ , la cual se emplea como señal de reloj para los flip-flops, con respecto a las de las señales de frecuencia  $f_R$  en fase y cuadratura, se generan los casos que se muestran en la figura B-24, donde se ha supuesto que los flip-flops operan con el flanco de subida de la señal de reloj.

Las señales de referencia fijas  $S(f_k)$  obtenidas de este circuito cuantizador de defasamiento son las siguientes:

$$Q_1 = S(f_R)$$

$$Q_2 = S(f_R + 90^\circ)$$

$$\bar{Q}_1 = S(f_R + 180^\circ)$$

$$\bar{Q}_2 = S(f_R + 270^\circ).$$

Por simplicidad, el periodo de la señal de frecuencia  $f_R$  se ha

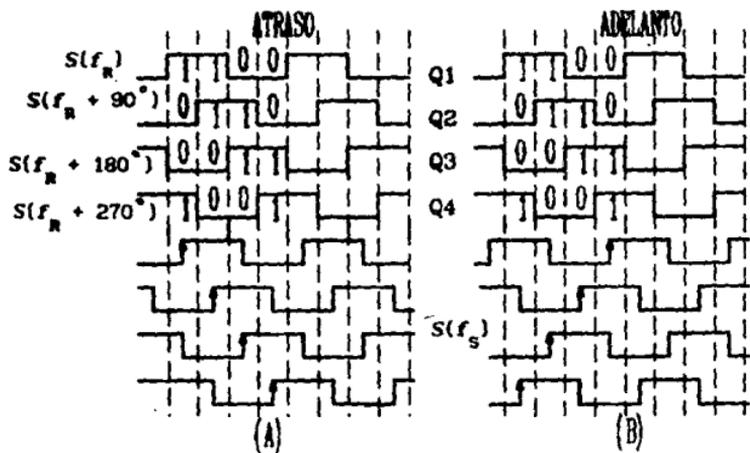


Fig.B-24 Señales generadas en el circuito cuantizador de desfaseamiento.  
(a) atraso, (b) adelanto.

dividido en las cuatro secciones mostradas:  $0-90^\circ$ ,  $90^\circ-180^\circ$ ,  $180^\circ-270^\circ$ ,  $270^\circ-360^\circ$ . Considerando primero que la señal de frecuencia  $f_S$  atrasa a la señal de frecuencia  $f_R$ , los cuatro posibles casos de transferencia de los flip-flops por la señal de frecuencia  $f_S$  (flanco de subida), producen la tabla de verdad mostrada a continuación:

Cuadrante de fase.	$0-90^\circ$	$90-180^\circ$	$180-270^\circ$	$270-0^\circ$
$Q_1$	1	1	0	0
$Q_2$	0	1	1	0
$\bar{Q}_1$	0	0	1	1
$\bar{Q}_2$	1	0	0	1

De esta tabla se sigue inmediatamente que el defasamiento de la señal de frecuencia  $f_S$  con respecto a la señal de frecuencia  $f_R$  tiene un valor comprendido entre  $0^\circ$  y  $90^\circ$  si  $Q_1$  y  $\bar{Q}_2$  tienen un nivel lógico alto (1). Con un razonamiento semejante para los demás valores de defasamiento, se obtienen los siguientes resultados:

Defasamiento entre:

$$\begin{aligned} 0^\circ - 90^\circ &= Q_1 \bar{Q}_2 \\ 90^\circ - 180^\circ &= Q_1 Q_2 \\ 180^\circ - 270^\circ &= \bar{Q}_1 Q_2 \\ 270^\circ - 360^\circ &= \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \end{aligned} \quad (B-11)$$

La figura B-24(b) muestra el caso en que la señal de frecuencia  $f_S$  adelanta a la señal de frecuencia  $f_R$ . Los resultados son exactamente los mismos. La única diferencia entre ambos casos es el modo en que se detectan los defasamientos. En el primero, el defasamiento se indicaría de  $0^\circ$  a  $360^\circ$ , mientras que en el segundo caso, se indicaría de  $360^\circ$  a  $0^\circ$ . En otras palabras, el primer caso se indicaría en los LED's con un movimiento luminoso de izquierda a derecha; en el segundo caso, el movimiento luminoso sería de derecha a izquierda (figura 2-40 del capítulo 2).

Este sistema utiliza una bobina semejante a la del diseño propuesto en [3], una frecuencia sensora de 120 kHz y una frecuencia de batido o de referencia de 480 kHz.

Para la obtención de las señales indicadoras de defasamiento se emplean compuertas NAND cuyas conexiones obedecen a las ecuaciones lógicas (B-11).

El circuito completo del detector de metales se muestra en la figura B-25. Cinco circuitos integrados y cuatro transistores para manejar a los LED's, realizan todas las operaciones del detector.

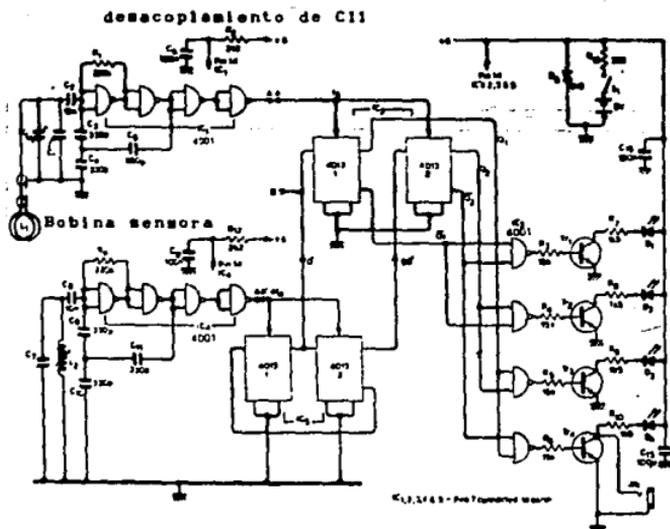


Fig.B-25 Circuito completo del detector [4, fig. 7].

Todas las señales son cuadradas excepto en las bobinas de los osciladores donde se observarían las señales de frecuencias  $f_s$  y  $4f_R$ . Según [4], esta unidad es muy sensible a los cambios en las condiciones alrededor de la bobina sensora y sugiere un par de modificaciones: (a) La sensibilidad es proporcional a la frecuencia  $f_s$ , por lo que una versión menos sensible puede construirse reduciendo el valor de  $f_s$  y de  $4f_R$ . Una posibilidad

sería reducirías 30 kHz y 120 kHz respectivamente. Una mejor solución sería dividir  $f_S$  y  $4f_R$  antes de la comparación; en la referencia se propone una variante del circuito de la figura B-25 en la cual se incorporan unos divisores para obtener sensibilidad variable.

(b) Otra característica que determina la sensibilidad es la variación de temperatura. Debido a que el oscilador de referencia ha de tener una estabilidad que haga mantener la variación de frecuencia menor a 1 Hz, se necesita un control de frecuencia para compensar estas pequeñas desviaciones en frecuencia. Una solución para lo anterior, propuesta en la referencia, es encadenar la fase de los dos osciladores: un oscilador controlado por voltaje tipo CMOS y un detector de fase (contenidos en un PLL digital) se usan en lugar del oscilador de referencia de frecuencia  $f_R$ . El VCO opera a una frecuencia de  $4f_R$ , y la sección detectora de fase compara la señal de frecuencia  $f_S$  con la señal de salida del VCO de frecuencia  $4f_R$  dividida entre cuatro para proporcionar una señal de control para el VCO. Con este sistema, el detector siempre se estabilizará y encenderá el LED de  $0^\circ$ . Al mover la bobina sensora alrededor de un objeto metálico, se ocasionará que la frecuencia de la señal proveniente de la bobina sensora de frecuencia inicial  $f_S$  cambie, pero ya que la señal del VCO ( $4f_R$ ), intentará seguir a ésta, la indicación máxima puede ocurrir un poco fuera del área exacta de colocación. La selección de la constante de tiempo puede depender de qué tan rápido se mueva la bobina sensora y lo mejor es determinarla por experimentación. En la referencia se ofrecen mayores detalles de estas variantes.

#### *Detector con Compuertas EXOR.*

M.E. Anglin [5] propone un detector de metales alimentado con baterías que puede construirse a base de las 4 compuertas EXOR contenidas en el circuito integrado 4030. Las compuertas se

alabran como un circuito de osciladores gemelos y una bobina de sensor funciona como elemento inductivo en uno de los osciladores. Cuando la bobina se acerca a un objeto metálico, el cambio resultante en su inductancia efectiva cambia la frecuencia del oscilador (figura B-26).

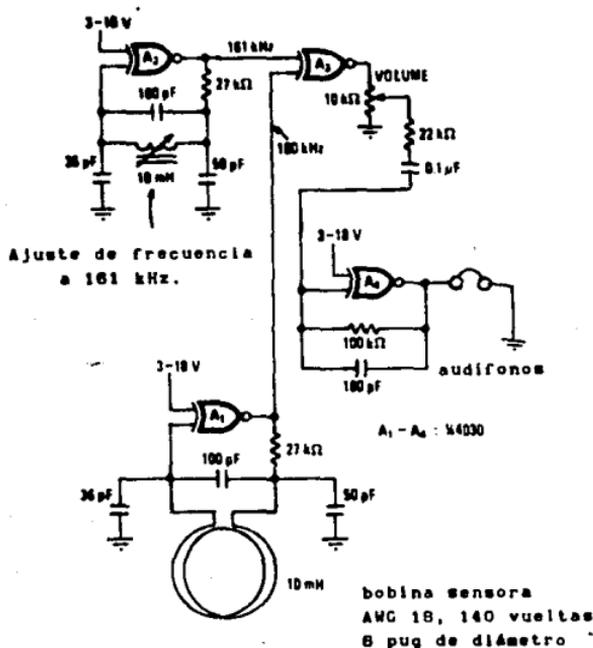


Fig. B-26 Detector de metales. Dos osciladores y una bobina lo constituyen. Los objetos cercanos a la bobina cambian la frecuencia de  $A_1$  y la nota de salida de 1 kHz producida al mezclar ambos osciladores.  $A_3$  amplifica y filtra esta señal de audio [8, pag. 76].

Las compuertas  $A_1$  y  $A_2$  de la figura son los elementos activos de los osciladores que se sintonizan a las frecuencias

fundamentales de 160 y 161 kHz, respectivamente.  $A_1$  sirve como oscilador variable que contiene a la bobina sensora y  $A_2$  oscila a una frecuencia constante. Los pulsos producidos por cada oscilador se mezclan en  $A_3$ , cuya salida contiene las frecuencias suma y diferencia de 321 kHz y 1 kHz. La señal de 321 kHz se envía al filtro pasobajas de 10 kHz de  $A_4$ , donde después se alimenta a los audifonos de cristal de la salida. Estos audifonos tienen una impedancia de 2 k $\Omega$  y no representan una carga grande para  $A_4$ .

Un cambio en la frecuencia de salida indica un cambio en la frecuencia del oscilador variable debida al efecto de acoplamiento mutuo entre un metal y la bobina sensora. La sensibilidad del dispositivo, determinada en gran medida por las dimensiones de la bobina sensora, es suficiente para detectar objetos del tamaño de una moneda a 30 cm de distancia [5].

#### *Detector de metales de baja potencia.*

Este detector [6] cambia su nivel de salida de alto (9 Volts) a bajo (0 Volts) siempre que se le acerque un objeto conductor. Además, es inmune al polvo y basura del ambiente. El elemento sensor es una bobina de  $Q$  alta sin blindaje devanada en un núcleo de ferrita. Cuando un objeto metálico se acerca a la bobina, las corrientes de eddy que se inducen en el metal absorben energía del campo de r.f. de la bobina reduciendo su  $Q$ .

Los elementos activos en el circuito detector son 4 de los transistores MOSFET CMOS del circuito integrado CD4007A, y dos diodos 1N3604. El FET  $Q_1$  y sus componentes asociados, junto con la bobina, constituyen un oscilador que opera a 100 kHz aproximadamente. Según la referencia, los dos diodos desarrollan un voltaje de d.c. proporcional al valor pico a pico de la señal del oscilador. Este voltaje se aplica a un disparador Schmitt compuesto por  $Q_2$ ,  $Q_3$  y  $Q_4$  y mantiene este circuito en estado de encendido.



directamente con lógica CMOS [6].

#### Detector de metales con PLL.

En este diseño [7] se utiliza el mismo principio del detector tipo BFO. El cambio de frecuencia producido en un oscilador Colpitts por un objeto cercano a la bobina del circuito tanque, se indica en un PLL 565 conectado como convertidor de frecuencia a voltaje (tal como se usa en los circuitos demoduladores de FM). La frecuencia del oscilador se incrementa cuando la bobina sensora se acerca a un objeto metálico no ferroso, mientras que sucede lo contrario cuando la bobina se acerca a un objeto metálico ferroso.

0.5 mH Bobina sensora  
30 vueltas #28  
0.5 pulg de diámetro

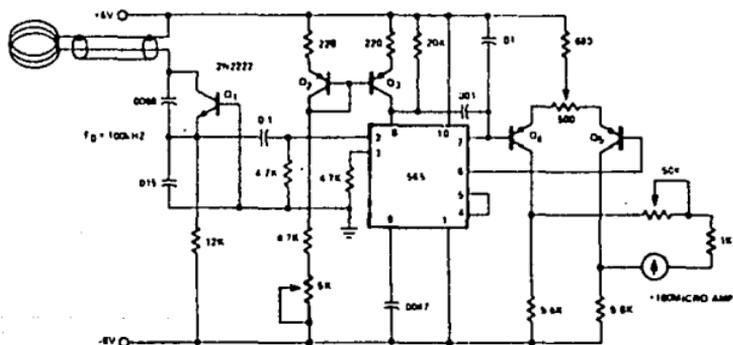


Fig. B-2B Detector de metales con PLL [7, pag. 462].

#### El detector de metales "Sabueso"

Este detector [8], en primera instancia, emplea el principio de un puente eléctrico para detectar cualquier variación en el

valor de la inductancia de la bobina sensora. Sin embargo, en la condición de desbalance, la señal de error se emplea en un lazo de retroalimentación con el fin de generar una condición de oscilación.

La bobina sensora consiste de tres inductancias grandes las cuales, cuando se colocan en la proximidad de un material conductor, mostrarán el conocido efecto de cambio en su valor de inductancia total.

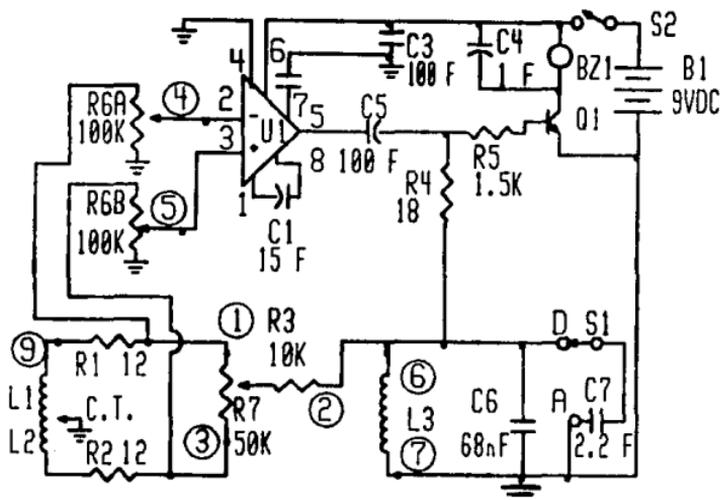


Fig.B-29 Circuito del detector "Sabueso" [B, pag. 28].

La figura B-29 muestra el circuito electrónico de este detector. La parte activa consta sólo de un transistor y un AMP-OP. Este último es un amplificador de audio cuyas entradas las proporcionan las dos ramas de un circuito puente formado por  $L1$ ,  $L2$  y  $R7$  a través de  $R6A$  y  $R6B$ . La salida del AMP-OP se acopla a  $L3$  mediante  $C3$ . La colocación de las bobinas  $L1$ ,  $L2$  y  $L3$  es tal que

el campo total en L1 y L2 debido a la corriente que fluye en L3, es cero. Por lo tanto, las señales de entrada al amplificador son iguales y su salida será cero. Cuando un material conductor se acerca a las bobinas, cambia la distribución del campo en L1 y L2 de tal modo que ya no es cero y aparece una diferencia de potencial en las entradas del amplificador. Las conexiones de las bobinas son tales que cuando esta conexión existe, la señal de voltaje en la entrada no inversora del amplificador está en fase con la señal de salida y el circuito empieza a oscilar. Esta señal se alimenta al transistor Q1, lo enciende y permite que fluya corriente en el zumbador BZ1.

Debido a los efectos de las capacitancias parásitas y al ruido generado internamente por el mismo circuito, además de que se supone que las bobinas se van a construir a mano, se incluye un lazo de retroalimentación, a través de R7, el cual permitirá ajustar al detector y evitar falsas alarmas.

La figura B-30 muestra la disposición final de las bobinas. L1 y L2 constan de 30 vueltas de alambre de cobre del # 20 cada una. Se sugiere devanarlas en marcos de 15 cm de diámetro (6 pulgadas) y posteriormente darles la formas mostradas en la figura B-30. Para el ajuste inicial, el diseñador sugiere poner los potenciómetros R6A y R6B a 2/3 partes de su valor (girando en el sentido del reloj) y al potenciómetro R7 en el valor medio. Cuando se encienda el detector (conmutador S2), el zumbador no debe producir sonido alguno; si lo hace, deberán invertirse las terminales de la bobina L3. Hecho esto, se deberá empezar a reducir el área de traslape entre las bobinas hasta que suene el zumbador. En este punto, se elimina el zumbido mediante el ajuste de R6A y R6B (girando en sentido opuesto a las manecillas del reloj hasta la desaparición del zumbido). Esta posición de las bobinas es la que se fijará permanentemente para formar la sonda detectora. La manipulación de R6A, R6B y R7, permitirá ajustar el

detector a las necesidades posteriores, sin tener que modificar la posición de las bobinas.

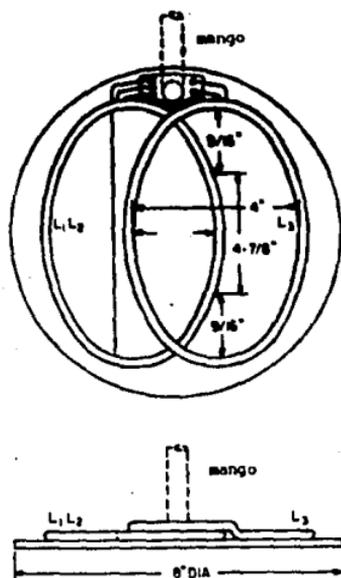


Fig.B-30 Disposición final de las bobinas del detector [8, pag. 27].

#### Detector de metales de un solo transistor

Este detector [9] emite señales de radio que varían en frecuencia con la presencia de objetos metálicos. Estas variaciones de frecuencia son detectadas mediante un receptor de radio portátil e indicadas auditivamente. El circuito del detector se muestra en la figura B-31.

El detector emplea el principio de los detectores de metales tipo B.F.O. en los cuales se emplean dos osciladores de radio frecuencia, siendo uno de ellos el oscilador sensor y el otro el

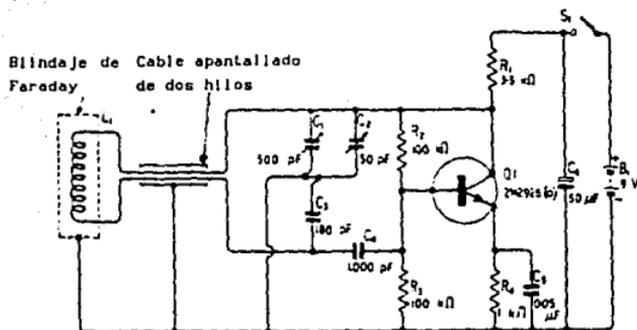


Fig.B-31 Circuito del detector y conexiones del transistor.  
(9, fig. 19.1).

de referencia, cuyas salidas se mezclan para detectar los cambios de frecuencia. Sin embargo, en este caso sólo el oscilador sensor se construye en el instrumento en sí. El transistor  $Q1$  se emplea como elemento activo de un oscilador Colpitts que usa el circuito sintonizado formado por  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$ .  $L_1$  es la bobina sensora y se recomienda se apantalle con un blindaje electrostático de Faraday para minimizar los efectos de capacitancias parásitas externas. Nuevamente se sugiere no cerrar este blindaje; posteriormente se ofrece una breve explicación de esta técnica. El circuito oscila en el rango aproximado de 700 - 800 kHz, con ajuste disponible vía  $C_1$  y  $C_2$ . De este modo, la bobina sensora del circuito emite una señal de radio frecuencia y algunas armónicas de orden superior y los valores exactos de las frecuencias de estas señales aumentan o disminuyen con la presencia de objetos metálicos en la vecindad de la bobina sensora. En otras palabras, la bobina sensora actúa como una antena transmisora. Como ya se indicó, la frecuencia del oscilador se ajusta vía  $C_1$  y  $C_2$  de tal modo que coincida con el valor de la frecuencia de transmisión de

alguna estación de la radio comercial que pueda sintonizarse en el receptor de radio. De este modo, se escucha una nota de batido en la bocina del receptor de radio. Cualquier cambio en el valor de la inductancia de la bobina sensora debido a la presencia de un metal se indica con un cambio en la frecuencia de la nota de batido en la bocina, obteniéndose de este modo una indicación audible de la presencia de algún metal.

Este diseño emplea una bobina sensora de 14 vueltas de alambre de cobre del número 23 con diámetro de 30 cm (1 pie).

Una versión mejorada del detector anterior incorpora dos osciladores de radio frecuencia, un mezclador, un amplificador de audio y un regulador de voltaje; todo esto en un circuito de 8 transistores que consume una corriente total de 5 mA de una fuente de 9 voltios. Esta unidad también emplea el principio de operación de un detector de metales tipo B.F.O.

Q1, Q2, Q3, Q4, Q6 y Q8

son 2N2928

Q7 es 2N708

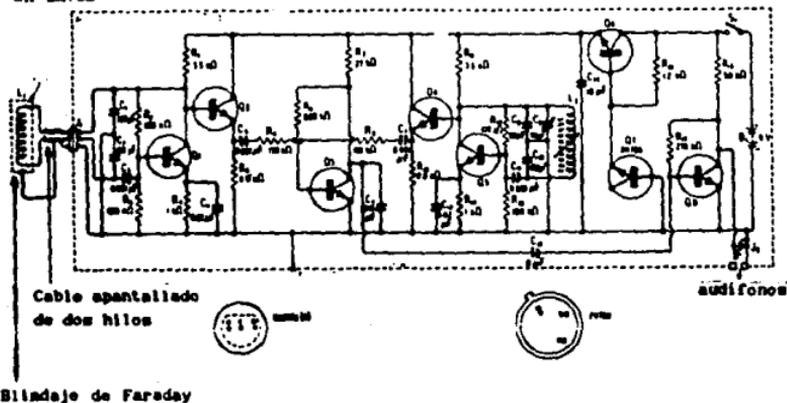


Fig. B-32 Circuito completo del detector [6, fig. 20.1].

El circuito completo de este diseño se muestra en la figura

B-32. El oscilador sensor consiste del transistor  $Q1$  y el circuito sintonizado  $L_1$ ,  $C_1$ , y  $C_2$ ; este oscilador tiene configuración Colpitts.  $L_1$  es la bobina sensora y es idéntica a la del diseño anterior. El transistor  $Q2$  se conecta como seguidor emisor con su base directamente acoplada al colector de  $Q1$  y actúa como amplificador entre la salida del oscilador sensor y el circuito mezclador de  $Q3$ .

El oscilador de referencia se diseña con el transistor  $Q5$  y con el circuito sintonizado formado por  $L_2$ ,  $C_8$ ,  $C_9$  y  $C_{10}$ ; también tiene configuración Colpitts. El ajuste se obtiene vía  $C_9$  y la inductancia variable  $L_2$ . El transistor  $Q4$  se conecta como seguidor emisor y también actúa como amplificador entre el oscilador de referencia y el circuito mezclador de  $Q3$ . Nótese la similitud entre los circuitos que involucran a  $Q1$  y  $Q2$  y a  $Q4$  y  $Q5$ . Son idénticos excepto por algunos valores en los elementos de los circuitos sintonizados. Gracias a esta similitud, ambos osciladores tienen características similares de desviación en frecuencia, por lo que la señal diferencia entre ellos (señal de batido o de mezcla) permanece lo suficientemente estable para las necesidades del detector.

El transistor  $Q3$  se conecta como mezclador. La señal del oscilador sensor se alimenta a la base del mezclador desde el emisor de  $Q2$  vía  $C_5$  y  $R_6$ , y la señal del oscilador de referencia se alimenta a la base del mezclador desde el emisor de  $Q4$  vía  $C_7$  y  $R_8$ . Ambas señales se mezclan por  $Q3$  y  $C_6$  atenúa todas las señales de alta frecuencia en su colector, con lo que sólo aparecen señales de audio de batido en este colector de  $Q3$ . Estas señales de batido se alimentan al amplificador de audio, vía  $C_{13}$ , constituido por  $Q8$  y, finalmente, a los audifonos.

La conexión de los transistores  $Q6$  y  $Q7$  es muy conocida para fuentes reguladas de voltaje (fuentes reguladas con retroalimentación);  $C_{14}$  actúa como filtro de alta frecuencia. Esta

configuración proporciona un voltaje regulado que asegura que los problemas de desviación de frecuencia en los osciladores sea mínima. Se sugiere revisar la referencia para detalles específicos de construcción y operación.

#### *El detector de metales IC-67*

Este detector emplea el ya conocido principio de operación de un transformador con un circuito tanque como secundario. Este circuito tanque resuena a la frecuencia del oscilador que alimenta al primario. El aspecto interesante de este detector es que emplea una disposición ortogonal del primario y secundario como la mostrada en la figura B-33.

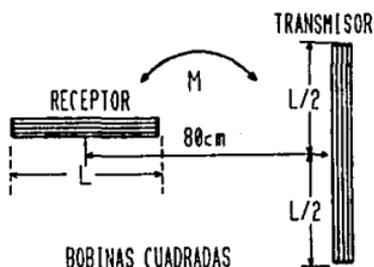


Fig.B-33 Disposición ortogonal de las bobinas [10, pag. 59].

En el caso de este detector, esta condición de resonancia hace que por el primario circule una corriente muy pequeña (idealmente sería cero, o sea, se abriría; sin embargo dadas las resistencias de las bobinas, existe esta pequeña corriente), por lo que en el secundario la corriente también será pequeña. En estas condiciones, el voltaje inducido en el secundario es pequeño; no obstante, cuando por causa de algún material metálico el secundario ya no resuena a la frecuencia del primario, la

corriente en el primario aumenta, y el voltaje inducido en el secundario se alimenta a un amplificador. El diagrama a bloques del detector se muestra en la figura B-34.

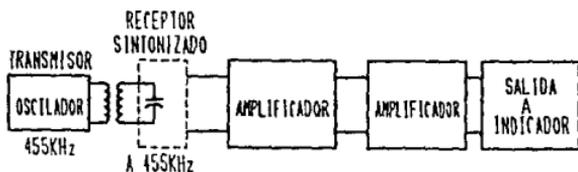


Fig. B-34 Diagrama de bloques del detector de metales IC-67.

El transmisor (o primario) consiste de una bobina cuadrada alimentada por un oscilador con frecuencia de 455 kHz. El receptor consiste de un amplificador de alta ganancia (30,000) de tres etapas. La primera de ellas consta del circuito tanque de radiofrecuencia en el cual la otra bobina, también cuadrada, es el elemento inductivo de él. El voltaje del secundario se amplifica en las restantes etapas y se alimenta a los indicadores visuales y auditivos. Según la referencia, este detector tiene un alcance de 2 metros con bobinas de 32 cm. de lado y separación entre ellas de 80 cm.

Como puede observarse, en este caso se aprovecha la resonancia para mantener al sistema en condición de "estabilidad" o "balance", mientras que en otros sistemas ocurre exactamente lo contrario: la condición de resonancia altera la "estabilidad" del sistema. Se agregan las comillas a la palabra estabilidad para recalcar que se trata de un estado en que no se detecta la presencia de un metal. La referencia ofrece mayores detalles para la construcción de un detector de este tipo.

En casi todos los diseños presentados se propone blindar o



y por dentro del blindaje denominada  $I_{4c}$ . Si existe alguna diferencia entre las corrientes  $I_{1c}$  e  $I_{3c}$ , ocasionará una corriente no balanceada  $I_{3B}$  fluyendo a lo largo y por dentro del blindaje. Para que  $I_{3B}$  sea cero, debe mostrarse que  $I_{3c}$  es igual y opuesta a  $I_{1c}$ . Con el corte en el blindaje de la espira localizado diametralmente opuesto a  $B$ , si se muestra que las corrientes coaxiales son iguales en  $AA'$ , se concluirá que las corrientes  $I_{1c}$  e  $I_{3c}$  en  $B$  son iguales y, por lo tanto, no fluirá la corriente no balanceada  $I_{3B}$ . La convención que empleada aquí, supone que las corrientes que entran al corte  $AA'$  son positivas y las que salen de él son negativas.

Primeramente, en  $A$ ,  $I_{5c}$  fluye hacia el corte con una corriente igual y opuesta  $I_{6c}$  fluyendo por dentro del blindaje. Sin embargo, en el punto  $A$  también existe una corriente  $I_{10}$  fluyendo por fuera del blindaje. No obstante, en una red de línea de transmisión no puede haber acumulación de corriente en ningún punto del circuito puesto que se considera que el punto no tiene dimensiones físicas. Generalmente, el plano de una sección transversal es eléctricamente similar a un punto para propósitos de análisis de corrientes fluyendo por las superficies exteriores e interiores de los blindajes. Lo anterior indica que en cualquier punto en una red de línea de transmisión, la suma de todas las corrientes fluyendo hacia y desde ese punto, es cero. Entonces,  $-I_{10}$  debe ser igual a  $I_{6c}$ . Ya que el corte es muy pequeño,  $I_{5c}$  también será igual a la corriente indicada como  $-I_{7c}$  (cualquier acoplamiento capacitivo parásito se considera insignificante). La corriente interior del blindaje  $I_{6c}$  está en equilibrio con  $I_{7c}$  y se observa que en el punto  $A'$ ,  $I_{6c}$  debe ser igual a la corriente externa  $-I_{20}$ . De lo anterior se tienen las siguientes igualdades:

$$\begin{aligned}
 I_{5C} &= -I_{7C} \\
 I_{5C} &= -I_{6C} \\
 I_{7C} &= -I_{8C} \\
 I_{6C} &= -I_{10} \\
 I_{8C} &= -I_{20'}
 \end{aligned}
 \tag{B-12}$$

y por lo tanto:

$$I_{10} = -I_{20'} \tag{B-13}$$

Las primeras tres igualdades de (12) muestran que  $I_{6C}$  es igual a  $-I_{8C}$ . Este resultado, combinado con las dos últimas igualdades, da lugar a la ecuación (B-13).

Así, puesto que  $I_{5C}$  e  $I_{7C}$  representan a la misma corriente, obligará a un balance entre  $I_{10}$  e  $I_{20'}$ , lo que implicará que  $I_{1C}$  e  $I_{3C}$  en  $B$  son iguales por lo que no fluye la corriente no balanceada  $I_{3B}$ . Como consecuencia, cualquier grupo de corrientes paralelas (en igual sentido, o hacia arriba si se considera a la espira en posición vertical, ver figura B-36) similares a las

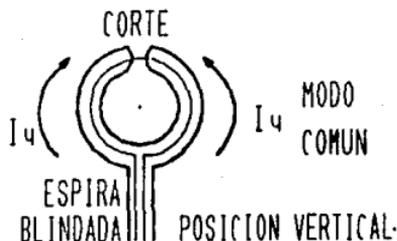


Fig. B-36 Espira blindada en posición vertical.  $I_u$  representa a las posibles corriente "paralelas" o hacia arriba [13].

mostradas que fluyan por el blindaje debidas a efectos del sujetador de la espira blindada (poste) y a lo dos lados de la misma actuando como antenas, encontrarán una impedancia muy grande en el corte AA' y no fluirán corrientes en este tipo de línea coaxial debidas a esas fuentes. Otro modo de ver lo anterior es como sigue [13]: En teoría de antenas y líneas de transmisión se dice que los dos conductores de una línea de transmisión están balanceados si la corriente en uno de ellos es igual en magnitud y de sentido contrario al del otro. De otro modo se habla de una línea no balanceada. Cuando la línea de transmisión no está balanceada (figura B-37a), se puede descomponer en un modo balanceado y otro no balanceado (figura B-37b y B-37c) para aplicar superposición y obtener el esquema original. De la figura B-37 se tiene que

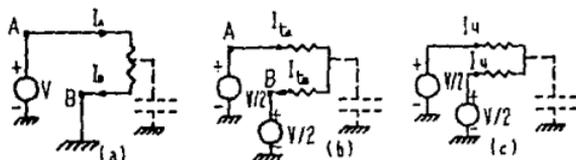


Fig. B-37 (a) Modelo de línea de transmisión. (b) modo balanceado. (c) modo común o no balanceado [13].

$$I_A = I_{tA} + I_u$$

$$I_B = I_{tB} - I_u$$

de donde se observa que para balancear perfectamente al sistema hay que forzar a  $I_u = 0$ . El esquema de la figura B-37b representa el modo de línea de transmisión balanceada, en el cual  $I_{tA} = I_{tB}$  y se sentido contrario, mientras que el esquema de la figura B-37c representa el modo común o no balanceado. En el caso de la espira

blindada, las posibles corrientes "paralelas" o hacia arriba representan al modo común o no balanceado y encuentran una impedancia muy grande en el corte AA' por lo que  $I_u$  es muy pequeña. La corriente  $I_u$ , en el caso de sensores inductivos, puede suponerse debida principalmente al acoplamiento capacitivo entre la bobina sensora y el ambiente externo; por lo tanto, el corte introduce una impedancia alta al modo común ( $I_u$ ), ó sea al acoplamiento capacitivo.

Lo anterior muestra la razón por la que la bobina o bobinas sensoras no se afectarán por campos parásitos externos. Para el caso de una bobina de  $n$  vueltas blindada del mismo modo, el análisis es el mismo excepto que en vez de considerar que el voltaje y corriente se aplica a un sólo conductor, se toman en cuenta los  $n$  conductores. Así, el mismo voltaje actúa en cada vuelta y la corriente se divide igualmente en las  $n$  vueltas. Por lo anterior, para una bobina de  $n$  vueltas, se tiene una ganancia de voltaje de  $n$  veces el valor que se tiene para una espira y la corriente se reduce  $1/n$  veces a la salida.

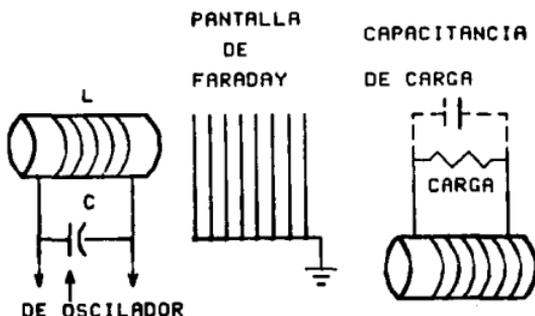


Fig. B-38 El blindaje de Faraday [11, fig. 3.22].

En algunos diseños pueden tenerse dos bobinas blindadas

separadas por una distancia corta, provocando algún tipo de acoplamiento capacitivo indeseable por sus efectos secundarios en el proceso de detección (especialmente los efectos de cargas a los osciladores). Una técnica [11] adicional para reducir este efecto lo constituye el blindaje de Faraday. Este consiste de una estructura en forma de rejilla de alambres o tiras paralelos unidos por un conductor común que está a tierra. Este blindaje se coloca entre ambas bobinas. En general, este blindaje de Faraday se inserta entre la bobina de acoplamiento de carga y la salida del circuito tanque (figura B-38). Este blindaje debe tener este tipo de estructura para evitar cualquier lazo cerrado, ya que se desea actúe sobre las líneas de campo eléctrico pero también debe ser transparente para la inducción electromagnética. Este blindaje tiene por objeto eliminar cualquier tipo de acoplamiento capacitivo entre ambos elementos introduciendo, sin embargo, capacitancias entre cada elemento y tierra, que pueden manejarse mejor. En realidad, este tipo de blindaje equivale a la configuración capacitiva de la figura 1-19 del capítulo de Sensores Capacitivos y Capacitivos de Proximidad. Se sugiere repasar dicha sección para tener en cuenta algunos efectos de los diversos tipos de blindaje.

Como se ha observado, las descripciones ofrecidas en este anexo son breves. No obstante, se considera que presentan los aspectos más importantes de algunos proyectos y diseños encontrados en la literatura. Se invita a revisar de un modo más estricto, a quienes deseen obtener información adicional, las referencias citadas a continuación.

## REFERENCIAS

- [1] T.L Földvari and K.S. Lion, "Nonlinear Network for the Operation of Inductive Transducers", Review of Scientific Instruments, vol 36 # 4, april 1965, págs. 475-477.
- [2] J.A. Corbyn, "Pulse induction metal detector", Wireless World, march 1980, págs. 40-44.
- [3] D.E. Waddington, "Metal detector", Wireless World, april 1977, págs. 45-48.
- [4] R.C.V. Macario, "Discriminative metal detector", Wireless World, July 1978, págs. 43-46.
- [5] M.E. Anglin, "C-MOS twin oscillator forms micropower metal detector", Electronics, december 22 1977, pag. 78.
- [6] M.L. Fichtenbaum, "Inductive proximity detector uses little power", Electronics, january 1979, pag. 112.
- [7] Signetics Analog Data Manual, Signetics Sunnyvale, CA, 1977, págs. 856-858.
- [8] L. Huggard, "Houndog", elementary Electronics, september - october 1980, págs. 25-27.
- [9] R. M Marston, 20 Solid-state home and hobby projects, Editorial Hayden, 1985. [10] F. Gross, "Construya este localizador de metales", Lo último en proyectos de electrónica, Editorial Omega, 1969.
- [11] N. Marchand, Ultrahigh Frequency Transmission and Radiation, John Wiley & Sons, Inc. 1947.
- [12] I.M. Gottlieb, Understanding Oscillators, Tab Books Inc, 1987.
- [13] P. Horowitz y W Hill, The art of electronics, Cambridge University Press, 1980.
- [14] F. Lepe, Notas de Clase, DEPFI-UNAM, 1990.

## CAPITULO 3. SENSORES DE EFECTO REED

### 3.1 Introducción

Básicamente un relevador tipo Reed consiste de un interruptor magnéticamente sensible y una bobina (aunque también puede ser un imán); la bobina (o el imán) proporciona el campo magnético requerido para que actúe el interruptor. Los interruptores Reed consisten de dos laminillas metálicas planas montadas en un tubo de vidrio; el tubo contiene una atmósfera inerte, pero para aplicaciones con alto voltaje se prefiere el vacío. Las laminillas son fabricadas con un material magnético que responde rápida y uniformemente a la aplicación de un campo magnético (generalmente se utilizan aleaciones de Hierro-Níquel para este propósito). Las laminillas tienen un recubrimiento de algún metal precioso como el Oro, Plata, Rodio, etc.; ésto se hace para proporcionar un contacto eléctrico bueno y duradero. Las laminillas se deben montar de tal manera que se mantenga un espaciamiento correcto entre ellas.

### 3.2 Funcionamiento del Interruptor tipo Reed [1]

La figura 3-1 ilustra el funcionamiento de un interruptor tipo Reed. En (a), el interruptor está más allá de la influencia del campo magnético; en (b), las laminillas son magnetizadas por el campo magnético; el vector de magnetización tiene la misma dirección y sentido que el campo magnético externo aplicado, e induce en los extremos libres de cada laminilla metálica un polo sur y un polo norte, por lo que éstas se atraen mutuamente cerrándose el circuito.  $\phi_1$  es el flujo magnético requerido para cerrar el interruptor. En (c), el imán se comienza a alejar, pero las laminillas no se separan mientras el flujo magnético no sea menor que  $\phi_2$ , que es el flujo necesario para mantener el interruptor cerrado ( $\phi_1 > \phi_2$ ). Finalmente cuando el flujo magnético

es menor que  $\phi_2$  se abre el interruptor (d).

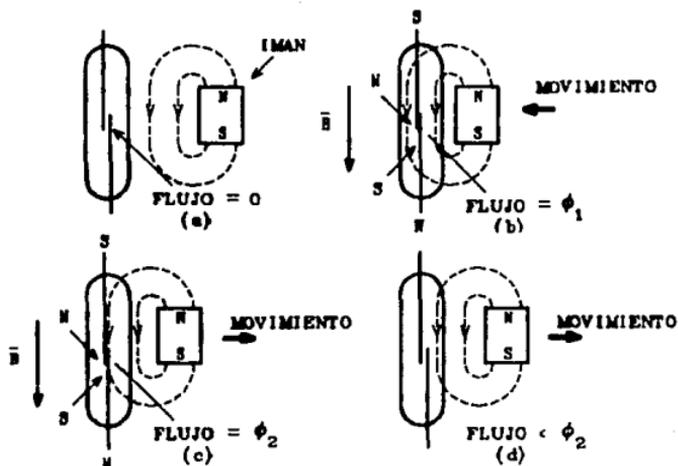


Fig. 3-1 Principio de funcionamiento de un interruptor Reed accionado por un imán permanente [1, fig. 49].

La figura 3-2 muestra un interruptor Reed normalmente abierto; en este interruptor una de las laminillas es fija mientras que la otra es movable; bajo la influencia de un campo magnético, ambas laminillas se magnetizan (como se explicó anteriormente), provocando que la laminilla movable sea atraída por la laminilla fija cerrándose así el circuito.

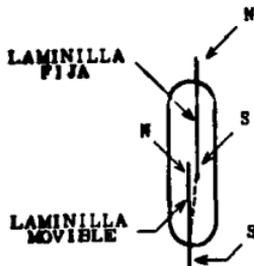


Fig. 3-2 Interruptor Reed normalmente abierto [1, fig. 80].

En la figura 3-3 se muestra un interruptor de un polo dos tiros "polarizado mecánicamente" (los polos se refieren al número de laminillas móviles, y los tiros al número de posibles contactos). Este interruptor tiene una laminilla móvil central que ejerce una presión sobre la laminilla fija NC (normalmente cerrada), mientras que la otra laminilla fija (NO [normalmente abierta]) está colocada a una pequeña distancia de la laminilla móvil; La laminilla NC está fabricada con un material no magnético, el cual minimiza la atracción magnética entre ella y la laminilla móvil. Con la aplicación de un campo magnético, las laminillas se comienzan a polarizar, y si la intensidad del campo es lo suficientemente grande, la atracción de la laminilla NO es mayor que la polarización mecánica, produciéndose un movimiento en la laminilla móvil de NC a NO; cuando se reduce la intensidad del campo magnético a un valor por debajo del valor de mantenimiento, la laminilla móvil regresa a la posición original.

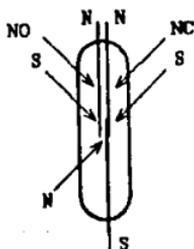


Fig. 3-3 Interruptor Reed de un polo dos tiros polarizado mecánicamente [1, fig. 51].

La figura 3-4 muestra un relevador Reed de un polo dos tiros polarizado magnéticamente; las laminillas son similares a las utilizadas en el interruptor polarizado mecánicamente; la laminilla móvil está colocada entre las dos laminillas fijas. La polarización se hace por medio de un imán permanente, el cual

atrae a la laminilla móvil hacia la laminilla fija NC (fig. 3-4a). Ahora, si se le aplica al interruptor Reed un campo electromagnético, y éste es mayor que el campo magnético permanente (ésto se hace por medio de una bobina energizada), se puede vencer la polarización magnética y ocasionar que la laminilla móvil se mueva hacia la laminilla fija NO (fig. 3-4b). El campo electromagnético debe ser lo suficientemente intenso para mantener una buena presión de contacto; al retirar éste, el imán polarizante hace regresar a la laminilla móvil a su posición original.

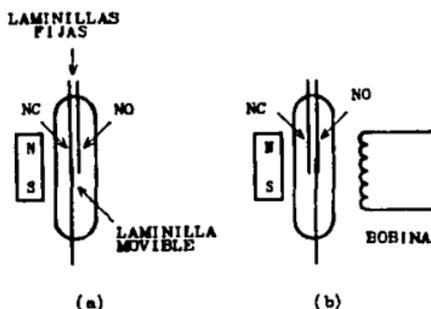


Fig. 3-4 Funcionamiento de un relevador tipo Reed polarizado magnéticamente [1, fig. 52].

### 3.3 Relevadores Reed con laminillas mojadas con Mercurio (MWR) [1]

Este tipo de relevador opera en forma similar a la del relevador con laminillas secas; sin embargo, el relevador con laminillas mojadas incorpora una cierta cantidad de mercurio que se coloca en su base (figura 3-5), el cual por capilaridad sube por la laminilla inferior hasta el punto de contacto. Una propiedad importante de estos relevadores es que cada vez que el interruptor opera, la superficie de contacto está formada por mercurio líquido, así que unos "contactos nuevos" se forman en cada operación del interruptor; esto asegura una vida más larga

del interruptor, y le permite soportar valores de corriente más altos que un relevador de laminillas secas del mismo tamaño y configuración; también los falsos contactos son eliminados por el efecto de amortiguamiento del Mercurio.

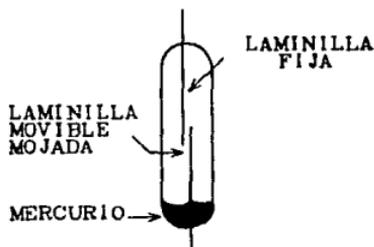


Fig. 3-5 Relevador Reed con laminillas mojadas con Mercurio [1, fig. 53].

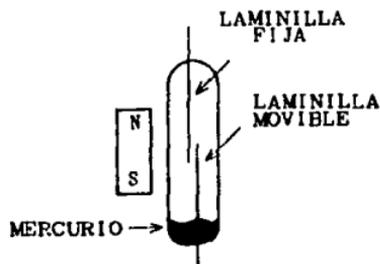


Fig. 3-6 Relevador Reed de laminillas mojadas con Mercurio polarizado magnéticamente [1, fig. 54].

### 3.4 Relevadores Reed de Retención [1]

Existen 2 tipos básicos de relevadores Reed de retención: electromagnéticos y magnéticos; el tipo electromagnético (fig. 3-7) usa dos devanados, uno maneja el interruptor y el otro lo mantiene en su posición actuadora. La bobina de mantenimiento se debe energizar a través de los contactos Reed o de alguna otra circuitería; la corriente a través de la bobina manejadora produce

un flujo  $\phi_1$ , el cual magnetiza las laminillas y cierra el circuito. La corriente a través de la bobina de sostenimiento, produce suficiente flujo  $\phi_2$  para mantener el contacto cerrado cuando la bobina manejadora se desenergiza.

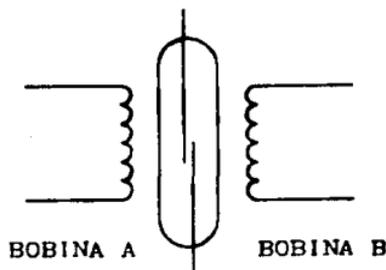


Fig. 3-7 Relevador tipo Reed de sostenimiento electromagnético [1, fig.55].

El imán permanente de la figura 3-8 es el dispositivo de sostenimiento, no es lo suficientemente potente como para cerrar el interruptor, pero sí para mantenerlo cerrado. Cuando la bobina manejadora A se energiza, el interruptor se cierra, y se mantiene cerrado por acción del imán permanente al desenergizarse la bobina. La bobina B se usa para abrir el interruptor.

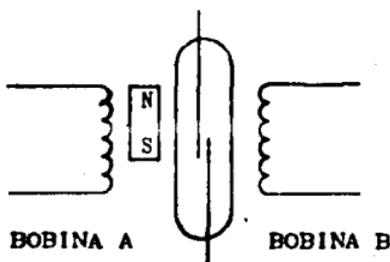


Fig. 3-8 Relevador tipo Reed de sostenimiento magnético [1, fig. 58].

### 3.5 Sensores de Proximidad Reed comerciales [2]

Entre los sensores de efecto Reed comerciales podemos encontrar los de la serie FR Micro Switch de Honeywell.

- Tipo 4FR/6FR, Interruptor Reed con actuador ferromagnético

Este interruptor Reed es de laminillas secas, de un polo un tiro, y normalmente abierto.

#### Características:

Tiempo de respuesta	1 mseg
Potencia	
en AC máximo	15 VA, 1. amp, 280 V RMS
en DC máximo	15 W, 1. amp, 400 V
Resistencia de contacto inicial (circuito cerrado)	0.060 ohms máximo
Frecuencia de operación	Depende de la velocidad y dimensiones del actuador, pero puede operar hasta 700 u 800 Hz
Tiempo de estabilización del interruptor Reed	0.5 mseg máximo
Vida útil de operación	
a carga máxima	100,000 operaciones mínimo
con carga de un relé 5FD1	50 millones de operaciones
Intervalo de temperatura	De -20°C a +83°C

#### Precauciones a tomar en su uso

- 1.- Como el interruptor ejerce una fuerza magnética sobre el actuador, este último debe de estar sujetado para evitar que sea arrastrado hacia la cara sensora.
- 2.- El interruptor no debe de estar sujeto a la influencia de campos magnéticos fuertes; cualquier imán permanente externo debe de colocarse a una distancia mínima de 15 cm. del interruptor.
- 3.- Cualquier material ferromagnético (excepto el actuador) debe de estar a una distancia mínima de 7.5 cm de la cara sensora.
- 4.- Se recomienda usar redes de supresión de arcos cuando se manejen cargas inductivas.



- Tipo 20FR, interruptor Reed con actuador magnético

Este interruptor es de propósito general, pero debido a sus características de soportar humedad, polvo, etc., lo hacen factible para su uso en la industria; tiene su propio imán actuador (21FR1), y ambos pueden operar de tres formas distintas:

- 1.- El imán sigue un movimiento a lo largo de un eje paralelo al plano de la cara sensora del interruptor; éste opera al interruptor cada vez que se cruzan (fig. 3-10a).
- 2.- El imán sigue un movimiento a lo largo de un eje normal al plano de la cara sensora del interruptor; éste opera al interruptor cuando se encuentra a la distancia requerida para su operación (fig. 3-10b).
- 3.- Operación con paleta ferromagnética.- El imán y el interruptor se colocan en una posición fija, de tal manera que el interruptor se encuentre activado; una paleta de material ferromagnético (grande en dimensión comparado con el interruptor y el imán) se introduce entre los dos dispositivos, funcionando como desactivador (fig. 3-10c).

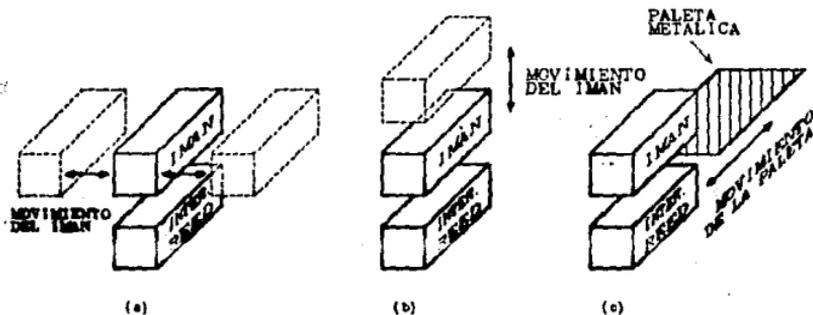


Fig. 3-10 Diferentes formas de operar el interruptor Reed 20FR con el imán 21FR [2, pag. 113].

- Tipo 40FR/50FR, interruptores Reed compactos con actuador magnético.

Estos interruptores utilizan un actuador magnético (41FR y 52FR), son de tamaño compacto (más pequeños que los tipos anteriores), tienen un recubrimiento epóxico para protegerlos de las vibraciones, descargas eléctricas, y abusos ambientales (polvo, humedad, etc.); estos dispositivos son apropiados para equipos portátiles y como sensores de nivel de líquido en flotadores.

### Características

Potencia (valores máximos)	
en DC	10 W , 200 V , 500 mA
en AC	15 VA , 140 V , 750 mA
Resistencia de contacto	200 mΩ máximo (inicialmente), hasta 2 Ω en el transcurso de su vida útil.
Vida útil	Más de 30,000,000 de operaciones, dependiendo de la carga.
Rango de temperatura	De -45°C a + 125°C.
Sensibilidad	
punto de operación	De 10.2 mm a 27.2 mm dependiendo del modelo
punto de liberación	De 22.9 mm a 50.8 mm dependiendo del modelo.

### Precauciones a tomar en su uso

- 1.- Estos interruptores no deben de estar sujetos a la influencia de campos magnéticos fuertes.
- 2.- Cuando el imán está expuesto a la presencia de materiales ferrosos, se puede esperar una disminución en la sensibilidad.
- 3.- Los interruptores no deben de estar sujetos a vibraciones extremas.

### 3.6 Aplicaciones

- **Sistemas de seguridad.**- los relevadores Reed se pueden usar en sistemas de seguridad, ya que son fáciles de usar y de instalar, y relativamente económicos si los comparamos con otros sistemas más sofisticados; en una puerta o ventana se puede colocar un imán, mientras que en el marco, se coloca el interruptor Reed conectado apropiadamente, entonces es posible detectar si una puerta o ventana se ha abierto.
- **Medidores de nivel de líquidos.**
- **Tacómetros.**- Colocando un imán sobre una polea acoplada a la flecha de algún motor, y el interruptor Reed al chasis o armadura del mismo, se puede medir el número de revoluciones por minuto del motor.

### 3.7 Ventajas y desventajas de los relevadores Reed

#### Ventajas:

- Prácticamente no necesitan mantenimiento, ya que el interruptor está herméticamente sellado dentro de una cápsula de vidrio.
- Debido a que no existe contacto entre el imán y el interruptor, no se produce desgaste mecánico.
- Son relativamente económicos.
- Son fáciles de instalar y conectar.

#### Desventajas:

- Se producen transitorios de voltaje debido al rebote mecánico inevitable de los contactos causados por el impacto y la flexión de las láminas al cierre.
- La vida útil de los interruptores no es ilimitada, ya que con el uso se van desgastando los contactos.
- Su alcance de sensado es limitado (unos cuantos centímetros).

### *Referencias*

- [1] E. F. Driscoll, **Industrial Electronics Devices, Circuits and Applications, American Technical Publishers, Illinois, 1976.**
- [2] **Micro Switch, Honeywell, Specifier's Guide for Proximity Sensors, Catalog 50, 1986.**

## CAPITULO 4. SENSORES DE EFECTO WIEGAND

### 4.1 Introducción

Un curioso fenómeno de conmutación magnética descubierto en 1970 por John Wiegand puede tener importantes repercusiones sobre la ingeniería de sensores magnéticos. Este fenómeno se presenta en alambres elaborados con ciertas aleaciones homogéneas como  $Fe_{50}Ni_{50}$  o  $Fe_{38}V_{10}C_{52}$ , y que han sido sometidos a un proceso metalúrgico especial. De gran sencillez mecánica, los sistemas Wiegand suministran pulsos de tensión cuya amplitud es prácticamente independiente de la velocidad de paso por el cabezal de lectura así como de la temperatura, en una gama muy amplia.

### 4.2 Efecto Wiegand

Antes de describir el efecto Wiegand es conveniente recordar algunos conceptos básicos de magnetismo. Si se tiene un material ferromagnético al cual se le ha aplicado un campo magnético  $H$  con una intensidad tal que sature magnéticamente al material, entonces la inducción remanente  $B_r$  es la inducción que permanece en el material después de que el campo aplicado  $H$  se ha decrementado hasta llegar a cero. La fuerza coercitiva  $H_c$  es el campo magnético en sentido contrario necesario para cancelar la inducción remanente (fig. 4-1a). Recuérdese que el vector de magnetización en un material magnético tiene la dirección del campo externo magnetizante, y su sentido es de sur a norte (fig. 4-1b).

Los hilos o alambres Wiegand tienen una capa externa con una fuerza coercitiva aproximadamente 5 veces mayor que la de su parte interna o núcleo; si el alambre está magnetizado, para invertir el sentido de magnetización de la capa externa se requiere un campo magnético mayor que el necesario para hacer conmutar el sentido de magnetización del núcleo; se puede invertir el sentido de

magnetización del núcleo aplicando un campo magnético no muy intenso de sentido opuesto a su vector de magnetización, y que no afecte el sentido de magnetización de la capa externa.

Los cambios de sentido de la magnetización en el núcleo y en la capa externa, producen cambios abruptos en el flujo magnético, y éstos a su vez, inducen pulsos de voltaje en una bobina colocada en la proximidad del alambre o a su alrededor.

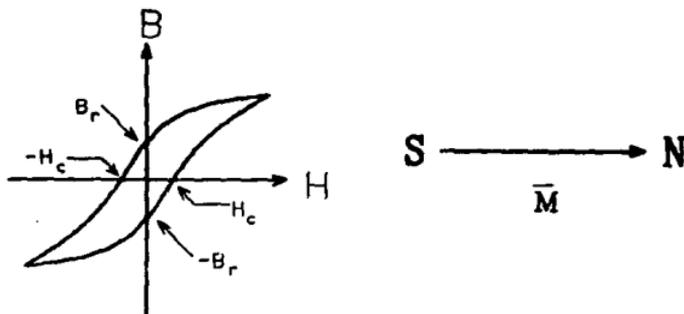


Fig. 4-1 a) Curva de histéresis de un material ferromagnético.  
b) dirección del vector de magnetización.

Existen dos procedimientos para excitar un alambre Wiegand: el simétrico, y el asimétrico; los cuales se discutirán a continuación.

#### 4.3 Excitación Simétrica [1],[2]

En este método el alambre Wiegand se excita por medio de un campo magnético paralelo a su eje longitudinal. Cuando el campo magnético tiene valores elevados, como se ve en la figura 4-2, tanto la capa externa como el núcleo están magnetizados en el mismo sentido; en este momento el alambre está saturado magnéticamente (posición A). Cuando el campo de excitación se reduce y supera el umbral  $-H_c$ , el núcleo invierte su sentido de

magnetización (obsérvese el salto en el ciclo de histéresis en la figura 4-3); esta conmutación de sentido puede producir un impulso de tensión en una bobina colocada suficientemente cerca del alambre. Ahora el núcleo se encuentra en una posición estable (B); en este estado las líneas de fuerza se juntan en el interior del mismo alambre. Si se sigue aumentando la intensidad del campo de excitación hacia la saturación negativa, se invierte también el sentido de magnetización de la capa externa produciéndose un pequeño pulso de tensión en la bobina (posición C'), y quedando tanto el núcleo como la capa externa magnetizados en el mismo sentido. De la misma forma la variación inversa del campo, completa el ciclo pasando de (C') a (D) y a (A') en forma simétrica.

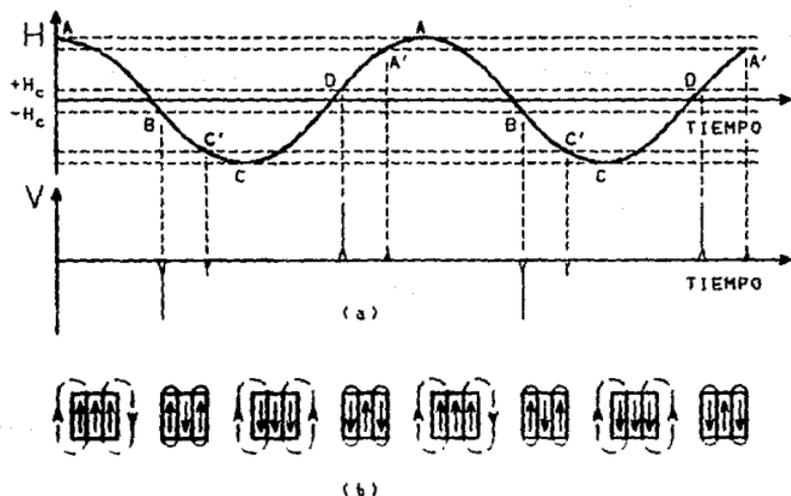


Fig. 4-2 a) Recorrido de la señal de salida de un dispositivo Wiegand (curva inferior) y del valor del campo magnético de excitación (curva superior) en el caso de excitación simétrica. b) Recorrido de las líneas de fuerza del campo magnético en el interior de un alambre Wiegand con excitación simétrica [1, fig. 11 y 12].

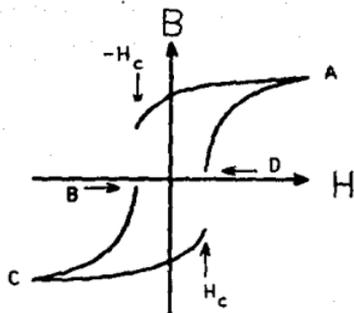


Fig. 4-3 ciclo de histéresis de un alambre Wiegand (excitación simétrica) [1, fig. 10].

#### 4.4 Excitación Asimétrica [1],[2]

En muchas aplicaciones es preferible este tipo de excitación, ya que se obtienen pulsos de tensión aproximadamente cuatro veces mayores que los obtenidos en la excitación simétrica. En la posición A o de excitación (figura 4-5a) se aplica al alambre un campo magnético con una intensidad de cerca de 120 gauss; en esta posición tanto la capa externa como el núcleo se magnetizan con el mismo sentido que el del campo magnético. Si se reduce el campo de excitación hasta alcanzar la posición B o de mantenimiento (cuando el campo magnético llega a 20 gauss en sentido inverso), al igual que en la excitación simétrica, el núcleo conmuta su sentido de magnetización, induciendo un pulso de voltaje negativo en la bobina, pero de amplitud pequeña; al incrementar el campo, en el punto C, se vuelve a producir una conmutación del sentido de magnetización del núcleo; esta conmutación induce en la bobina un pulso positivo de amplitud mayor que los obtenidos en la posición B y en la excitación simétrica; posteriormente se llega nuevamente a la posición A completándose el ciclo.

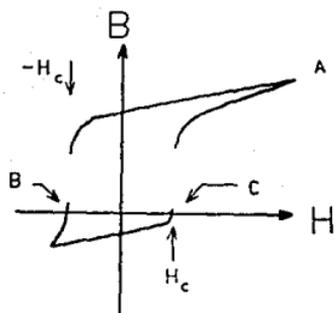
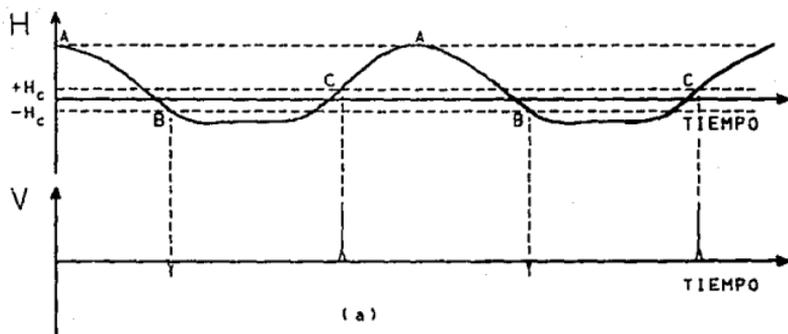


Fig. 4-4 Ciclo de histéresis de un alambre Wiegand (excitación asimétrica) [1, fig. 13].



(b)

Fig. 4-5 a) Recorrido de la señal de salida de un dispositivo Wiegand (curva inferior) y del valor del campo magnético de excitación (curva superior) en el caso de excitación asimétrica. b) Recorrido de las líneas de fuerza del campo magnético en el interior de un alambre Wiegand con excitación asimétrica [1, fig. 14 y 15].

#### 4.5 Características de los Módulos Wiegand

Los módulos Wiegand están formados por un alambre Wiegand, y una bobina, ésta colocada generalmente alrededor del alambre; algunas de las características de estos módulos son:

- Los pulsos generados en los módulos Wiegand son de forma suficientemente definida como para no usar filtros ni circuitos de conformación (figuras 4-2a y 4-5a).
- La amplitud del pulso es lo suficientemente elevada como para usarse directamente para disparar tiristores [5].
- La amplitud de los pulsos generados con excitación asimétrica (pulsos grandes, figura 4-5a) varía de acuerdo al tipo de módulo y es de los 2 a los 12 volts [2]. Estos voltajes son compatibles con la mayoría de circuitos analógicos y digitales convencionales.
- La amplitud de los pulsos generados con la excitación asimétrica puede ser hasta 4 veces mayor que los generados con la excitación simétrica [5].
- La duración del pulso es aproximadamente de 20  $\mu$ s entre los puntos de amplitud media cuando la bobina está sin carga; si la bobina tiene carga, el ancho del pulso aumenta y la amplitud disminuye; esto se debe a que la corriente que se induce en la bobina genera un campo opuesto al que produce el alambre Wiegand [2].
- La duración del pulso de salida es independiente de la velocidad de variación del campo de excitación [1],[4].
- La variación de amplitud del pulso de salida es inferior al 5% entre  $-185^{\circ}\text{C}$  y  $+150^{\circ}\text{C}$ ; e inferior al 10% entre  $-196^{\circ}\text{C}$  y  $+175^{\circ}\text{C}$  [2],[5].
- La potencia del pulso de salida es aproximadamente de 20 mW.
- Se pueden empaquetar varios alambres Wiegand en un mismo módulo y al ser excitados por los mismos magnetos, se incrementa la

energía del pulso de salida, con la desventaja de que en lugar de obtenerse un pulso bien definido, resulta en una serie de pulsos muy juntos entre sí; sin embargo, a pesar de esta desventaja, esta configuración se puede usar en aplicaciones en donde la energía del pulso es más importante que la duración precisa del mismo, por ejemplo, para cargar capacitores [2].

- En la bobina de los módulos comerciales se emplean alambres de calibre 44 AWG, y el devanado llega a ser hasta de seis capas, esto se debe a que se requiere una gran cantidad de espiras en la bobina para generar pulsos lo suficientemente grandes [2].
- La impedancia de fuente del módulo (que incluye a la bobina) varía de 500 a 1000  $\Omega$  (de acuerdo al modelo).
- Los módulos Wiegand son inmunes al polvo, agua o grasa [5].
- No requieren ninguna alimentación eléctrica externa [1].

#### 4.6 Cintas amorfas tipo Wiegand [3]

Las cintas amorfas Wiegand tienen un funcionamiento muy parecido a los alambres Wiegand descritos anteriormente; estas cintas son aleaciones compuestas principalmente por hierro, algunas composiciones típicas son  $Fe_{80}B_{20}$  y  $Fe_{81}B_{17}Si_2$ . En los alambres Wiegand se presentan dos estructuras distintas, una de ellas se encuentra en el centro del alambre y la otra en la parte externa; asimismo, las cintas amorfas Wiegand también presentan dos estructuras, pero éstas, a diferencia de los alambres Wiegand, forman dos capas, una de ellas se encuentra sometida a esfuerzos de tensión mientras que la otra a esfuerzos de compresión.

El procedimiento para formar las dos estructuras en las cintas amorfas, consiste en enrollar estas cintas en un toroide cuyo diámetro se encuentre entre los 4 y 8 mm, para después someterlas a un proceso térmico (recocido), el cual consiste en calentar las cintas en un horno que se encuentre a una temperatura comprendida entre la temperatura de Curie (temperatura a la cual los materiales ferromagnéticos pierden sus propiedades magnéticas) y la temperatura de cristalización de la cinta, durante un periodo aproximado de 60 minutos. Este proceso térmico tiene como finalidad aliviar los esfuerzos de tensión y de compresión en las cintas. Después las cintas son enfriadas hasta llegar a la temperatura ambiente; por último las cintas son enderezadas, quedando completamente planas por medio un de proceso mecánico. Es en este proceso de enderezado donde se inducen en las cintas esfuerzos elásticos de tensión en una cara y de compresión en la otra, estos esfuerzos van de 45 a 90  $Kg/mm^2$ .

La frecuencia útil de las cintas amorfas Wiegand es de 0.1 Hz a 6 KHz.

Una propiedad importante de las cintas amorfas Wiegand es que el campo  $B$  necesario para que se realice la conmutación es de 0.6

Tabla 1-1  
 Propiedades físicas de algunas cintas amorfas tipo Wiegand  
 (3, tabla 1)

	Fe <sub>80</sub> B <sub>20</sub>	Fe <sub>81</sub> B <sub>17</sub> Si <sub>2</sub>
B <sup>s</sup> (T) (densidad de flujo magnético de saturación)	1.60	1.61
H <sup>c</sup> (Oe) (campo coercitivo)	0.05	0.05
ρ (μΩ-m) (resistividad)	160	160
T <sup>c</sup> (°C) (temperatura de Curie)	370	380
T <sup>x</sup> (°C) (temperatura de cristalización)	440	460
Ancho (mm)	1.0	1.0
Espesor (μm)	35	40

Gauss, mientras que en los alambres Wiegand esta conmutación ocurre aproximadamente a los 20 Gauss; esta propiedad permite usar imanes más pequeños en la construcción de sensores prácticos.

#### 4.7 Aplicaciones

- Tarjetas de identificación [5],[4].- Este fué el primer uso práctico que se le dió al efecto Wiegand. Desde 1977 se han estado usando tarjetas de identificación de plástico con códigos compuestos a base de pequeños hilos Wiegand incrustados en las tarjetas (fig. 4-6). Estos hilos están dispuestos en dos filas,

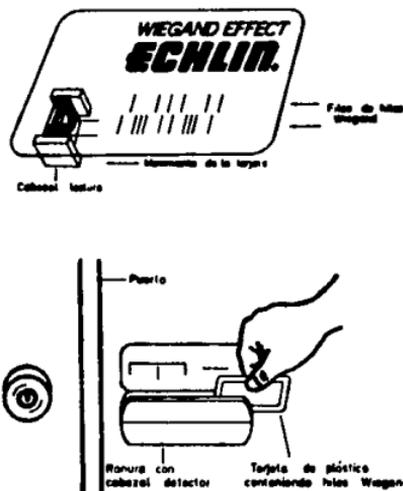


Fig. 4-6 Tarjeta codificada para control de acceso a una zona de seguridad [5 ,fig. 4].

una de las filas contiene los '0' binarios, mientras que la otra contiene los '1' (cada hilo equivale a un bit). La presencia de los hilos produce pulsos en la bobina de lectura que forma el cabezal detector junto con un núcleo partido y dos imanes. La serie de pulsos resultantes pasa a un circuito decodificador que comprueba si el código es correcto. Este tipo de tarjetas es más costoso que las usuales de banda magnética, pero el resto del

equipo es más económico, debido a la buena calidad de los pulsos generados.

- Teclados [5].- En la figura 4-7 puede verse una tecla basada en el efecto Wiegand que presenta un ancho de pulso constante e independiente de la velocidad de actuación sobre la tecla. Además, el pulso de salida es único y no hay falsos contactos.

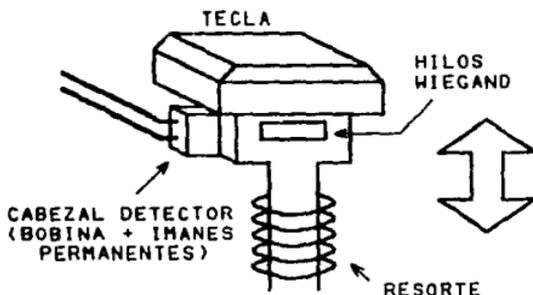


Fig. 4-7 Pulsador basado en el efecto Wiegand [5, fig 5].

- Aplicaciones en automóviles [5].- La firma americana Echlin dedica sus esfuerzos a la temporización de encendido utilizando el efecto Wiegand. Otras aplicaciones en la industria de la automoción incluyen los tacómetros, transductores de posición del cigueñal y sensores de posición que podrían ser de gran utilidad en el futuro para coches controlados por microprocesadores. Igualmente podrían servir para controlar la acción de frenado indicando la velocidad efectiva de las ruedas.

- Medidores de flujo [5].- Un fluido en circulación puede hacer girar un elemento de material no magnético que contenga hilos Wiegand incrustados en su estructura. Este elemento tiene que

estar sumergido en el fluido, pero el cabezal detector (una bobina y dos imanes permanentes) puede estar fuera consiguiéndose así una medida exacta y sencilla del flujo (fig. 4-8).

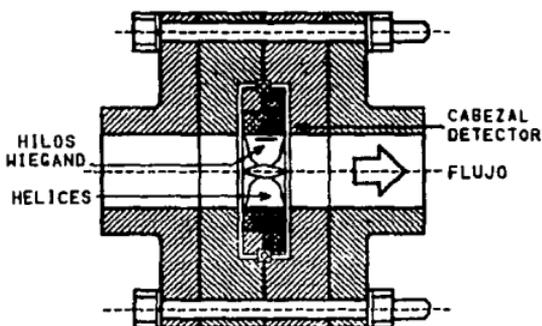


Fig. 4-8 Medidor de flujo basado en el empleo de hilos Wiegand [5, fig. 8].

Una patente protege el efecto Wiegand; es por ésto que la difusión de la teoría cualitativa de este efecto es restringida. Por otro lado, la teoría cuantitativa del efecto Wiegand aún no está perfectamente elaborada, aunque desde hace tiempo se está trabajando en la Universidad de Yale en este tema [5].

La patente del efecto Wiegand es propiedad de Echlin Inc., que a su vez creó a Sensor Engineering Company para proteger las aplicaciones del efecto Wiegand en el campo del control de acceso electrónico [6].

### Referencias

- [1] C. Canali, R. Caprio, M. Prudenziati y A. Taroni, "Sensori di Prossimità elettronici", Fisica e Tecnologia, Vol. 4, no. 2, pag. 95-123.
- [2] M. J. Sinko, "Simple sensors that need no power", Machine Design, 26 abril 1979, pag. 154-158.
- [3] K. Mohri, S. Takeuchi y T. Fujimoto, "Sensitive magnetic sensors using amorphous Wiegand type-ribbons", IEEE Transactions on Magnetics, noviembre de 1981, pag. 3370-3372.
- [4] P. E. Wigen, "Wiegand wire: new material for magnetic-based devices", Electronics, 10 Julio 1975, pag. 100-105.
- [5] B. Dance, "El efecto Wiegand y sus aplicaciones", Mundo Electrónico no 88, 1979, pag. 64-66.
- [6] D. M. Bowers, Access Control and Personal Identification Systems, Butterworth Publishers, 1988.

## CAPITULO 5. SENSORES DE EFECTO HALL

### 5.1 Introducción

Edward H. Hall, académico de la Universidad John Hopkins, observó por vez primera el efecto que lleva su nombre en Noviembre de 1879 mientras hacía experimentos sobre la conductibilidad del oro.

El trabajo original de Hall se publicó en el American Journal of Mathematics en Noviembre de 1879. Su estudio se basó en la comprobación de dos opiniones contradictorias de los profesores Rowland y Edlund acerca de los efectos de un campo magnético sobre un conductor por el que se hace circular una corriente. Rowland aseveraba que la fuerza resultante actuaba sobre el conductor, mientras que Edlund creía que la fuerza mecánica dirigía a la corriente en el conductor.

Hall, con la colaboración de Rowland, experimentó al principio con un alambre de plata alemana en forma de espira con la creencia de que si la corriente circulaba por un lado del conductor, la resistencia de este debería de decrecer. Como resultado obtuvo variaciones muy pequeñas sobre una resistencia de  $2\Omega$  por lo que no se pudo llegar a una conclusión (la variación fue de una parte en cinco millones).

Llevando sus pruebas hacia la diferencia de potencial sobre las superficies del conductor -una pieza de oro- Hall encontró una deflexión en el galvanómetro, esta deflexión se invertía cuando se invertía el campo. Hall pudo observar y relacionar el campo aplicado al conductor con la corriente que circulaba por él.

## 5.2 El efecto Hall

Es básicamente la generación de un campo eléctrico en ángulo recto a una corriente la cual se hace circular en un conductor o semiconductor, cuando se coloca en un medio donde existe un campo magnético aplicado perpendicularmente a la corriente. El efecto se ilustra en la figura (5-1):

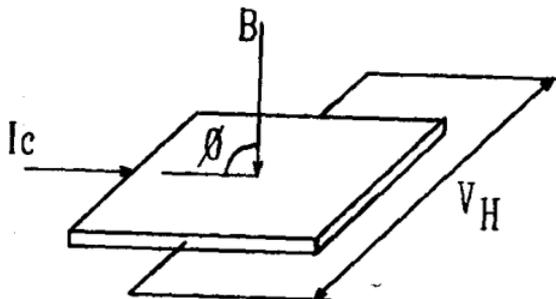


Fig 5-1 El efecto Hall [4, Fig.11]

En una primera aproximación el campo eléctrico Hall puede expresarse de la manera siguiente

$$\mathbf{E}_H = K (\mathbf{I}_C \times \mathbf{B}) \quad (5-1)$$

$$|\mathbf{E}_H| = K |\mathbf{I}_C| |\mathbf{B}| \text{ sen } \phi \quad (5-2)$$

$$|\mathbf{E}_H| = K |\mathbf{I}_C| |\mathbf{B}| \text{ si } \phi = 90^\circ \quad (5-3)$$

donde  $K$  es una constante para cada temperatura en particular,  $I_C$  es la corriente de control,  $B$  la densidad de flujo magnético y  $\phi$  es el ángulo entre la dirección del flujo magnético y el plano del elemento Hall.

Considerese un conductor de espesor  $d$ , longitud  $l$  y anchura  $w$  dispuesto en las direcciones  $X$ ,  $Y$  y  $Z$  respectivamente, dentro de un campo magnético de inducción  $B_z$  y recorrido por una densidad de

corriente  $J_y$ , como lo ilustra la figura (5-2).

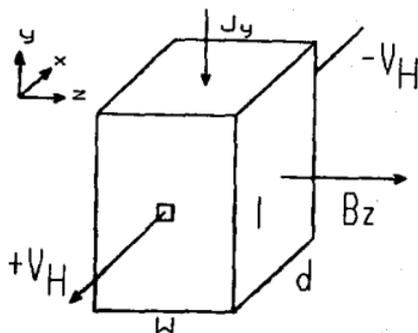


Fig 5-2 Efecto Hall [1, Fig. 2.1]

El efecto de un campo magnético sobre los electrones libres puede describirse a través de la fuerza ejercida sobre una carga eléctrica en movimiento  $q_e$  con velocidad  $v$  que circula en un campo magnético  $B$  de la siguiente manera:

$$F = q_e v \times B \quad (5-4)$$

que es la fuerza de Lorentz y algunas veces se usa para definir el campo magnético. Esta fuerza mueve al electrón en una órbita circular en un plano ortogonal a  $B$ . El radio de la órbita circular puede determinarse por la ecuación de fuerza magnética para la fuerza centrífuga en el movimiento circular.

$$F = |ma| = |q_e v \times B| \quad (5-5)$$

$$v = (r\omega) i_\theta \quad (5-6)$$

$$a = \frac{d}{dt}(v) = \frac{d}{dt} (r\omega) i_\theta \quad (5-7)$$

siendo  $v$  la velocidad lineal,  $\omega$  la velocidad angular e  $i_\theta$  es un vector unitario cuya dirección es tangencial a la ruta circular. Si  $r$  y  $\omega$  no varían con respecto al tiempo

$$\mathbf{a} = (r\omega) \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_\theta) \quad (5-10)$$

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{i}_\theta) = -\cos\theta (d\theta/dt)\mathbf{i}_x + (-\sin\theta (d\theta/dt))\mathbf{i}_y \quad (5-11)$$

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{i}_\theta) = -\omega (\cos\theta \mathbf{i}_x + \sin\theta \mathbf{i}_y) \quad (5-12)$$

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{i}_\theta) = -\omega \mathbf{i}_r \quad (5-13)$$

por lo tanto:

$$\mathbf{a} = -r \omega^2 \mathbf{i}_r \quad (5-14)$$

y como  $|\mathbf{v}| = r\omega$ , entonces  $\omega = |\mathbf{v}|/r$ . Substituyendo en la ecuación anterior:

$$\mathbf{a} = -|\mathbf{v}|^2/r \mathbf{i}_r \quad (u. 15)$$

finalmente

$$|(m_e v^2/r)| = |q_e \mathbf{v} \times \mathbf{B}|; \quad (5-16)$$

este movimiento tiene una frecuencia o velocidad angular

$$\omega_c = (q_e/m_e) |\mathbf{B}| \quad (5-17)$$

donde  $\omega_c$  se conoce como la frecuencia de ciclotrón; ésta es una cantidad característica para un electrón quasi-libre moviéndose en un campo magnético. Si se aplica un campo eléctrico con polarización circular con una frecuencia de rotación en la dirección del campo  $\omega = \omega_c$ , existirá una absorción resonante. Este efecto proporciona un método directo para la medición de la masa efectiva de portadores.

En el efecto Hall el campo magnético causa que los portadores se desvíen como indica la figura (5-3); los portadores que tienen una velocidad de desplazamiento en la dirección Y, debido al campo eléctrico aplicado en esta dirección, adquieren una componente de velocidad en la dirección X debido al campo magnético. No puede existir un flujo neto de corriente en la dirección X; ya que los portadores que se desvían construyen un campo eléctrico en la

dirección X, con la magnitud suficiente para reducir el flujo en la dirección X a cero. Si los portadores de carga por unidad de volumen son n electrones

$$q_e \mathbf{E} = -q_e \mathbf{v} \times \mathbf{B} = \frac{1}{n} \mathbf{J}_e \times \mathbf{B} \quad (5-18)$$

si  $\mathbf{J}_e = J_y \mathbf{i}_y$  y  $\mathbf{B} = B_z \mathbf{i}_z$

$$\mathbf{E}_H = E_x \mathbf{i}_x = -(1/nq_e) J_y B_z \mathbf{i}_x \quad (5-19)$$

y si los portadores de carga por unidad de volumen son n huecos

$$\mathbf{E}_H = E_x \mathbf{i}_x = +(1/nq_e) J_y B_z \mathbf{i}_x. \quad (5-20)$$

Entonces el campo Hall  $\mathbf{E}_H$  se construye en la dirección X, con una polaridad que permite distinguir entre conducción de huecos o electrones (dirección de la corriente).

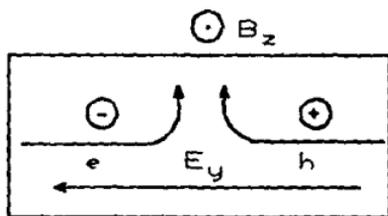


Fig 5-3 Desvío de portadores [6, Fig.9.13]

El campo Hall puede entonces escribirse como:

$$E_x = \mu E_y B_z \quad (5-21)$$

en la que  $\mu$  es la movilidad (velocidad a la deriva por unidad de

área).

Se define convencionalmente al coeficiente Hall ( $R_H$ ) por:

$$R_H = E_x / j_y B_z = \pm (1/nq_e). \quad (5-22)$$

Entonces el coeficiente Hall da una medida directa de la relación de los portadores; en combinación con la medida de conductividad se obtiene la movilidad Hall ( $\mu_H$ ):

$$\mu_H = \sigma R_H = \pm \mu \quad (5-23)$$

$$R_H = \pm \mu / \sigma, \quad \left[ \frac{\text{m}^3}{\text{A s}} \right] \quad (5-24)$$

en donde  $\sigma$  es la conductividad del material. El signo depende de la conducción de huecos o electrones, siendo positivo (+) para huecos y negativo (-) para electrones.

Si existe conducción de ambos portadores, la expresión general para las constantes Hall es:

$$R_H = \frac{A}{q_e} (n\mu_n^2 - p\mu_p^2) / (n\mu_p + p\mu_n) \quad (5-25)$$

Donde A denota una constante positiva cuyo valor es

$$A = 1 \quad \text{en metales}$$

$$A = 3\pi/8 \quad \text{en semiconductores,}$$

n y p son el número de electrones libres y huecos por unidad de volumen,  $\mu_n$  y  $\mu_p$  sus mobilities.

La tabla 5-1 lista los coeficientes Hall de algunos materiales seleccionados.

Como se ha visto el coeficiente Hall es inversamente proporcional a la conductividad del material. En los metales este número es mayor que en los semiconductores. De acuerdo a esto el efecto Hall será de mayor magnitud en materiales semiconductores que en metales.

Material	Coefficientes Hall con $\mu n$ ( $m^3/A s$ )
Cobre	- $5.3 \times 10^{-11}$
Plata	- $9.0 \times 10^{-11}$
Bismuto	- $5.0 \times 10^{-7}$
Silicio	- $10^{-2}$
Germanio	- $3.5 \times 10^{-2}$
Antimonio de Indio	- $6.0 \times 10^{-4}$
Arsenuro de Indio	- $9.0 \times 10^{-3}$
Selenio de Mercurio	- $7.36 \times 10^{-6}$
Telurio de Mercurio	- $1.47 \times 10^{-6}$

Tabla 5-1 Coeficientes Hall de diversos materiales

Como existe un campo eléctrico  $E_x$  en la presencia del campo magnético, el campo eléctrico en el material se gira un ángulo  $\theta_H$  debido a este campo magnético.  $\theta_H$  se llama ángulo Hall y está dado por:

$$\tan \theta_H = E_x/E_y = \pm \mu B_z. \quad (5-26)$$

A partir de lo anterior el voltaje Hall puede manifestarse como:

$$V_H = E_x d = d R_H (J_y B_z). \quad (5-27)$$

En un elemento Hall cuyo espesor ( $d$ ) es menor que su ancho ( $w$ ), la tensión Hall que se obtiene es:

$$V_H = w R_H (J_y B_z) \quad (5-28)$$

donde la expresión entre paréntesis es la magnitud del producto cruz de vectores, además:

$$J_y = I_y/wd, \quad (5-29)$$

donde  $I_y$  es la corriente que fluye a través del elemento; con lo cual:

$$V_H = \frac{1}{d} R_H (I_y B_z). \quad (5-30)$$

En la mayoría de los casos resulta más conveniente utilizar la

siguiente expresión

$$V_H = K_H(I_y B_z), \quad (5-31)$$

donde  $K_H = (R_H/d)$  es la sensibilidad de circuito abierto de la célula Hall que se utiliza.

La aplicación de este principio a la medida de magnitudes físicas es simple, siempre y cuando la magnitud de interés provoque una variación en la densidad de flujo magnético B. No obstante, el comportamiento descrito por la ecuación anterior es un tanto ideal. En la práctica, la tensión Hall depende de otros factores, como son la tensión mecánica o presión p, y la temperatura T, de tal forma que se tiene

$$V_H = V_H(B) + V_H(I) + V_H(p) + V_H(T). \quad (5-32)$$

La dependencia de la presión (efecto piezorresistivo) es un factor que debe considerarse, sobre todo por el fabricante, al encapsular el componente, puesto que para el usuario es fácil tomar precauciones al respecto, evitando colocar al sensor en algún lugar donde se ejerza algún esfuerzo físico sobre él.

La temperatura tiene un efecto doble. Por una parte, afecta a la resistencia que presenta el elemento, por lo que si se alimenta a voltaje constante la corriente de polarización I, variará con la temperatura, y con ella el voltaje Hall a la salida  $V_H$ . Por esta razón es preferible alimentar a corriente constante que a voltaje constante.

Por otra parte, la temperatura afecta a la movilidad de los portadores primarios y, por lo tanto, a la sensibilidad. Dado que estos dos efectos tienen signo opuesto, es posible su compensación con un circuito adecuado. En cualquier caso siempre es conveniente limitar la corriente de control para evitar sobrecalentamientos.

Otra limitación importante en aplicaciones de precisión es la presencia de un voltaje de desequilibrio (offset), que es el voltaje que se obtiene en ausencia de campo magnético, a pesar de tener los electrodos bien centrados en las caras. Esto se debe a inexactitudes físicas y no uniformidades en el material, y puede ser de hasta 100 mV cuando se alimenta a 12 V.

La solución incorporada en algunos elementos consiste en colocar un electrodo de control adicional por el que se suministra la corriente necesaria para tener un voltaje cero a la salida en ausencia de campo magnético. Este ajuste debe realizarse para cada cambio de temperatura, ya que el voltaje de desequilibrio varía considerablemente en cada cambio térmico.

### 5.3 Materiales Hall

En los primeros trabajos sobre este efecto se utilizaron finas láminas metálicas, pero los voltajes Hall que se obtenían en ellas eran tan extremadamente pequeños que resultaban casi inmedibles, sin que surgieran aplicaciones prácticas, por lo que el fenómeno no fué muy divulgado. A pesar de todo y gracias a la disponibilidad de materiales semiconductores con portadores de carga de alta movilidad hicieron cambiar por completo la situación, dado que los dispositivos semiconductores con estas características producen salidas mayores gracias a su menor densidad de portadores de carga.

En la figura (5-4) se explica el efecto Hall utilizando un material semiconductor homogéneo del tipo n. En ausencia de campo magnético, los electrones fluyen verticalmente hacia arriba, por lo que no habrá diferencia en el potencial presente en cada una de las caras laterales del material (fig 5-4a.); en presencia de un campo magnético, la fuerza de Lorentz ejercida sobre los electrones hace que estos tiendan a seguir una trayectoria curvilínea como se indica en la figura (5-4b), dando lugar a un

aumento de carga en cada superficie lateral del material. Cuando la fuerza ejercida sobre los electrones debida a esta carga equilibra la fuerza del campo magnético, los electrones se desplazan de nuevo siguiendo una trayectoria vertical pero en la forma indicada en la figura (5-4c), con lo cual las cargas detectadas en cada cara del material producen la tensión Hall.

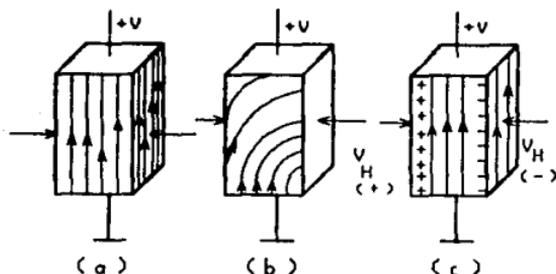


Fig 5-4 Efecto Hall en material homogéneo tipo N  
(2, Fig.1)

El efecto Hall es esencialmente un fenómeno de portadores mayoritarios que únicamente depende de las propiedades del material semiconductor en cuestión. En comparación con las uniones PN y elementos bipolares, los circuitos de efecto Hall están exentos de perturbaciones ocasionadas por efectos superficiales, corrientes de fuga de la unión o de tensiones de umbral de unión. Ya que la tensión de salida Hall es proporcional a la densidad de corriente, la resistividad del material semiconductor deberá ser lo suficientemente baja para prevenir un calentamiento excesivo en presencia de corrientes de excitación relativamente elevadas.

El material más adecuado para obtener una voltaje Hall mayor a igualdad de campo magnético y de corriente, es por tanto el material con valor más elevado de la movilidad de portadores de carga. Las dimensiones  $d$  y  $w$  de la muestra no pueden reducirse a valores muy bajos para controlar la disipación de potencia y la

densidad de corriente en el conductor, y por el mismo motivo, la tensión de alimentación  $V_y$  del dispositivo no puede ser muy elevada. Se sigue que los materiales más adecuados para la realización de las celdas Hall no son los conductores metálicos ( $\mu$  del orden de  $(10 \text{ a } 100) \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ) sino los semiconductores elementales (por ejemplo el Germanio y el Silicio, con  $\mu$  del orden de  $10^3 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ) o mejor los semiconductores compuestos (por ejemplo el Arseniuro de Galio (GaAs), o el Antimoniuro de Indio (InSb) con  $\mu$  del orden de  $10^4 \text{ a } 10^5 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ). Los generadores Hall que emplean semiconductores compuestos, tienen la ventaja de producir elevadas tensiones de salida y oponer una elevada sensibilidad a las variaciones de la temperatura ambiente. Además, en los semiconductores la movilidad de los portadores se puede controlar mediante la adición de impurezas, y obtener así un coeficiente Hall repetible.

#### 5.4 Ventajas y desventajas de los sensores Hall

Las ventajas de los sensores de proximidad de efecto Hall son: la respuesta estática y el amplio campo de frecuencias de conmutación (hasta de 100 Khz), sin contactos físicos y con vida prácticamente ilimitada. No existen restricciones en cuanto al nivel máximo de campo magnético aplicable. En general el usuario puede diseñar el circuito magnético para cada aplicación, y mediante actuadores y/o concentradores conseguir las características necesarias en cada uso con un mismo modelo comercial; además, el rango de temperaturas en los cuales es posible utilizarlos es amplio (de  $-40^\circ\text{C}$  a  $+150^\circ\text{C}$ ).

Frente a otros transductores sensibles a un campo magnético, los elementos Hall tienen la ventaja de que su salida es independiente de la velocidad de variación del campo a detectar. En los transductores inductivos, cuando la velocidad de variación de flujo es lenta, la salida es muy pequeña.

En comparación con los transductores que se basan en un emisor y detector ópticos, los elementos Hall ofrecen las ventajas de ser inmunes a las condiciones ambientales (contaminación por polvo y humedad, vibraciones), y de tener características constantes. En un par emisor-detector óptico, la luz del emisor decrece con el tiempo.

La ausencia de contactos, cuando se aplica a la detección de movimientos, le confiere mayor robustez que la que tienen los transductores que al someterse a desgaste, son una fuente de interferencias por la presencia de campos eléctricos. En la referencia [7] de este capítulo puede encontrarse una caracterización de dos sensores Hall comerciales a bajas temperaturas.

Por otra parte, son desventajas de estos sensores la necesidad de utilizar imanes y materiales ferromagnéticos, además de requerir alimentación. En muchos casos, cuando se requieren unas características bien definidas de detección (sensibilidad y repetibilidad), la alimentación debe estabilizarse. Requiere un mayor número de interconexiones y una labor más compleja que la mayoría de los dispositivos que utilizan el contacto físico entre el dispositivo sensor y el elemento a sensar (en detección de movimientos), siendo precisos ciertos conocimientos de electrónica y/o circuitos magnéticos para obtener de ellos sus mejores servicios.

### 5.5 Aplicaciones de los sensores Hall

El empleo como sensores de proximidad es una de las múltiples aplicaciones de los sensores Hall, los cuales se conocen también como celdas o generadores Hall, pues se usan además para la medición de flujos y de campos magnéticos, trazo de líneas de fuerza y medida de gradientes del campo magnético; también se

utilizan para la realización de productos entre dos magnitudes que se conviertan, respectivamente, en una corriente y un campo magnético, por ejemplo para la medida de potencia eléctrica (vatímetros). También es posible medir una corriente eléctrica colocando el elemento Hall en el entrehierro de un toroide abierto en el que el paso de una corriente crea un campo magnético proporcional.

Las aplicaciones de estos dispositivos no se limitan únicamente a usos relacionados con mediciones de intensidad del campo magnético ya que pueden utilizarse para sensar cualquier tipo de movimiento incorporando materiales magnéticos en el objeto en movimiento para acciones de conmutación.

El diseño en base a los dispositivos de efecto Hall estuvo limitado bastante tiempo debido a el alto costo en comparación a los componentes mecánicos y ópticos. El costo de los dispositivos Hall ha disminuido significativamente en los últimos cinco años, por lo que ha dejado de representar un factor, permitiendo su uso en aplicaciones donde los sensores mecánicos y ópticos se han utilizado tradicionalmente.

Algunas aplicaciones son consecuencia inmediata de la variación de los voltajes Hall con el campo magnético, con la corriente y con las pequeñas dimensiones del sensor. Para la medida de las variaciones angulares o lineales se aprovecha el hecho de que el alejamiento del sensor en el campo que genera un imán, provoca una tensión de salida proporcional al mismo alejamiento.

Se ilustra en la figura (5-5) algunos ejemplos del empleo de las celdas Hall como sensores de proximidad. En el caso que muestra en la figura (5-5a), la celda Hall sensa a través de las salientes de una rueda dentada (rueda fónica) llamada también reductor. Un reductor es un disco dentado de metal ferroso que se usa para desviar un campo magnético que incide en un objeto. Este

tipo de sensor usa un disco de metal ranurado que se fija a una flecha giratoria; el disco separa un sensor Hall y un imán permanente, induciendo una variación del campo magnético y, por tanto, una variación de la amplitud del voltaje Hall. Esta configuración del sistema puede emplearse convenientemente para la medida de la velocidad de rotación de la rueda detectando la frecuencia de conmutación del sensor. En el caso que muestra en la figura (5-5b), el sensor acusa la inversión de la dirección del campo magnético producida por el movimiento alterno de los polos norte y sur que están fijos uno tras otro sobre la rueda magnética. Así pues, el sensor produce voltajes Hall de polaridad alterna al girar la misma rueda.

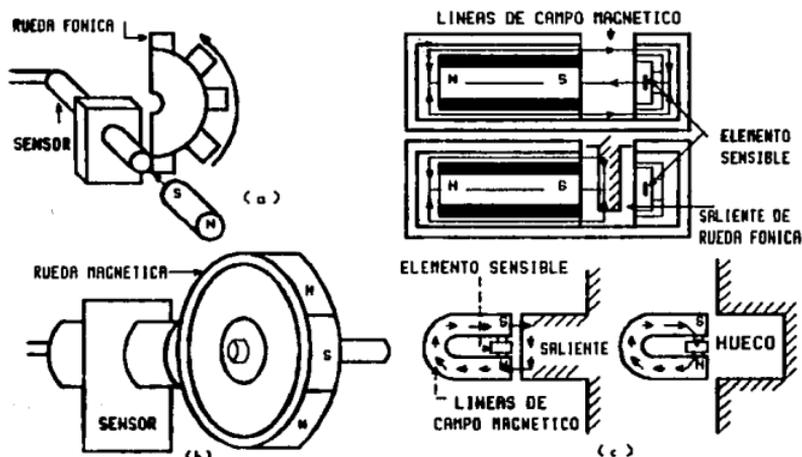


Fig 5-5 Aplicaciones de efecto Hall  
(1, Fig.9)

En [9] se muestra una brújula que se basa en el efecto Hall, este circuito se compone de dos celdas Hall y presenta la salida a través de un led que se enciende cuando un indicador del circuito

se orienta hacia el norte.

Los campos magnéticos necesarios para el funcionamiento del dispositivo son suficientemente bajos (de algunas centenas de gauss), los cuales se pueden obtener con imanes de pequeñas dimensiones, pero no es conveniente anular ni reducir excesivamente el valor del campo magnético correspondiente hasta el caso de un objeto lejano o ausente, en el que habría de evitar las excitaciones espurias del sensor, por campos magnéticos extraños como los debidos a interruptores o transformadores que pueden llegar a ser de unas decenas de gauss.

El tesla se define como la densidad de flujo magnético de un campo magnético uniforme que produce un torque de 1 Nm sobre una espira de corriente en un plano, la cual conduce una corriente de un ampere y tiene una área de proyección de un metro cuadrado sobre el plano perpendicular al campo. Las unidades de densidad de flujo magnético B en el SI están dadas en Teslas (1 tesla [T] = 1 wb/m<sup>2</sup>). Como un Tesla es relativamente muy grande, B usualmente se maneja en gauss (G), que son las unidades del sistema cgs, (1 T = 10 000 G).

Como referencia, el campo magnético de la tierra es de aproximadamente 0.5 G, además el campo de un imán permanente pequeño es cercano a los 100 G, el de un electromagneto grande es cercano a los 20000 gauss y el de los imanes de algunos aceleradores grandes de partículas están en el rango de 60 000 G.

## 5.6 Dispositivos Hall Integrados

Los circuitos integrados que contienen dispositivos de efecto Hall de silicio de Sprague Electric han estado disponibles durante un periodo de tiempo considerable; a partir de esto, cierto número de fabricantes de dispositivos semiconductores han empezado a introducir circuitos integrados Hall de tipo general; cada fabricante ha desarrollado tipos de dispositivos específicos, por

lo que la mayoría de constructores no tienen un tipo estándar.

Un dispositivo de efecto Hall es un circuito que consiste de una celda de efecto Hall, funciones de acondicionamiento de la señal, las cuales pueden tomar en cuenta la histéresis (fig 5-6a), y un transistor a la salida, todo integrado en un solo circuito. Los tres tipos básicos de dispositivos de efecto Hall son el conmutador, el retenedor ("latch") y el dispositivo lineal. El conmutador y el retenedor son dispositivos digitales mientras que el dispositivo lineal Hall proporciona un voltaje de salida que es función lineal de la densidad de flujo magnético presente.

Los dispositivos de conmutación: El circuito típico se usa en aplicaciones de conmutador normalmente abierto. El dispositivo enciende en la presencia de un campo magnético positivo y apaga cuando el campo se retira. Más adelante se explica que se entiende por campo positivo y campo negativo. La función de transferencia típica de este dispositivo se muestra en la figura (5-6a). Se observa que el punto de operación ( $B_{OP}$ ) y el punto de desconexión ( $B_{RP}$ ) son valores positivos. La histéresis proporciona características de conmutación estable. Los valores de operación, desconexión, y el ancho de la histéresis son parámetros que deben considerarse cuando se realice la elección del dispositivo y el imán para una aplicación específica. El diagrama de bloques funcionales para un dispositivo de conmutación se muestra en la figura (5-6b).

Dispositivos de retención: este es un dispositivo que conmuta a encendido en presencia de un campo positivo y apaga en la presencia de un campo magnético negativo. En la figura (5-7) se muestra una función de transferencia típica de estos dispositivos. El transistor de salida enciende cuando un campo positivo de magnitud suficiente se presenta y permanece encendido hasta que un campo negativo menor a cierto valor se aplica.

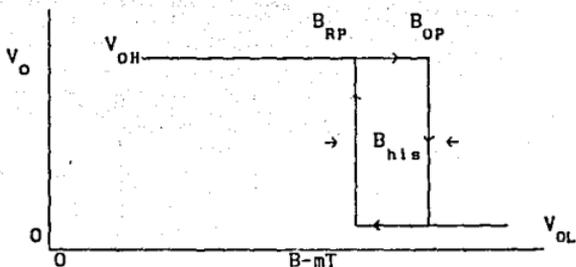


Fig. 5-6a Curva representativa de los dispositivos de conmutación [3, Fig 12-3]

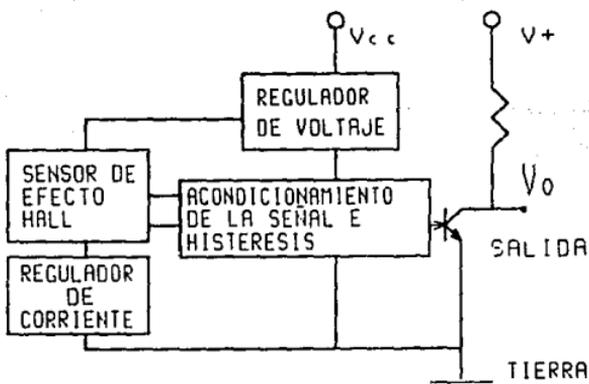


Fig 5-6b Diagrama de bloques de un generador de efecto Hall [3, Fig.12-4]

**Dispositivos lineales Hall:** Un dispositivo lineal Hall puede definirse como un sensor de campo magnético que se diseña para proporcionar un cambio en su voltaje de salida proporcional al cambio del campo magnético aplicado. No todas las aplicaciones encierran estrictamente condiciones de apagado/encendido; algunas veces es necesario, conocer la intensidad de un campo magnético y su polaridad. Los dispositivos lineales Hall no contienen

circuitos de histéresis, pero su sensibilidad facilita mediciones exactas de fuerza de campo.

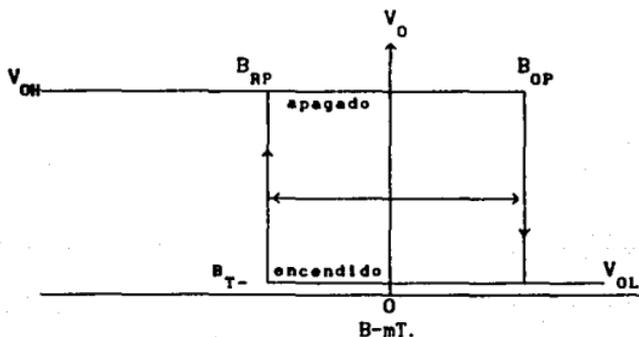


Fig. 6-7. Curva representativa de los dispositivos de retención  
[3, Fig. 12-5]

Los sensores lineales pueden utilizarse también para determinar la polaridad de un campo magnético si se conoce el valor del voltaje generado a la salida en ausencia de campo. Un voltaje de salida mayor que el valor de intersección indica la presencia de un polo magnético norte, mientras que un voltaje menor a la salida denota un polo magnético sur.

Las compañías constructoras de estos dispositivos manejan dos convenciones para especificar las características magnéticas de los dispositivos actuales. Las definiciones hacia el interior de ("into") y hacia el exterior de ("out of") la celda causan confusión debido a que ambas son definidas en términos de la orientación de la barra imantada en relación a la celda. La primera convención, convención positiva polo norte, indica que si el imán es perpendicular a la celda y el polo norte está junto al sensor, el campo es hacia el interior de la celda y si el polo sur está junto al sensor, entonces el campo está hacia el exterior de la celda; mientras que la segunda convención, convención positiva

polo sur, indica que si el polo norte del imán está junto al sensor, entonces el campo es hacia el exterior de la celda y si el polo sur está junto al sensor el campo está hacia el interior de la celda. La figura (5-8) ilustra las dos convenciones. Es importante tener en cuenta la orientación del imán con respecto a la cara de la unidad de efecto Hall cuando se selecciona un dispositivo para alguna aplicación específica.

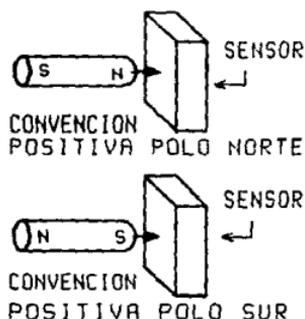


Fig 5-8 Convenciones usadas [3, Fig. 12.8]

A continuación se enumeran algunos dispositivos típicos y circuitos básicos de conmutación y lineales monolíticos de efecto Hall que produce Sprague, Texas Instruments Siemens y Honeywell. La compañía Mullard/Phillips ha desarrollado un dispositivo lineal: el TCA450A que presenta una sensibilidad de 0.4 V/T, sin embargo, por razones de política interna la firma no ha comercializado este producto.

#### 5.6.1 Dispositivos de Sprague

La compañía Sprague ofrece dispositivos tanto lineales como monolíticos cuyas tensiones de salida son proporcionales a la intensidad de campo magnético; también dispone de sensores de conmutación digital, en los cuales la tensión de salida conmuta

súbitamente respecto a un voltaje de umbral de acuerdo con los cambios de intensidad del campo magnético.

Inicialmente los dispositivos Sprague tenían números códigos que comenzaban con las siglas ULN o ULS que actualmente han cambiado por UGN ó UGS. Los UGS se conciben para trabajar en un rango de temperatura de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $150^{\circ}\text{C}$  mientras que los UGN son aplicables únicamente entre  $0^{\circ}\text{C}$  y  $70^{\circ}\text{C}$

El UGN-3019T es un dispositivo de tres terminales que se presenta en cápsulas tipo T, en las que el elemento Hall se ubica en el centro de una cara del dispositivo, el cual se constituye internamente como se muestra en la figura (5-9).

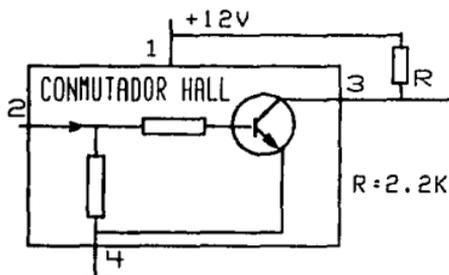


Fig 5-9 Constitución Interna del UGN-3019T  
(2, Fig.5)

En ausencia de un campo magnético, el transistor interno de salida está en corte, con lo que solamente pasa una pequeña corriente de colector (típicamente  $1\mu\text{A}$ , máximo  $20\mu\text{A}$ ); por consiguiente, el voltaje de salida es alto y virtualmente es idéntico al de alimentación (situado entre  $+4.5$  y  $+16$  V, con un valor máximo absoluto de  $20\text{V}$ ).

Cuando se aplica perpendicularmente al cuerpo del dispositivo un campo magnético de suficiente intensidad y con polaridad correcta, el transistor de salida conmuta a un estado de

conducción tal que el voltaje de salida cae a un valor típico de +150 mV. (máximo de +400 mV.). Un dispositivo de este tipo conmuta a un estado de salida bajo cuando una barra imantada, pequeña pero potente, se acerca a una distancia de 2.5 mm. de su centro (figura 5-10), pero éste no cambia su estado a la salida hasta que la barra se retira hasta 10 mm. aproximadamente. Este efecto de histéresis impide que se produzcan en el circuito conmutaciones repetidas entre los estados de salida durante pequeños cambios de intensidad del campo magnético. La resistencia de carga debe elegirse de tal forma que limite la corriente de disipación que fluye por la terminal 3 a un valor no superior a 15 mA. cuando se utiliza el valor característico del voltaje de alimentación (10 volts).

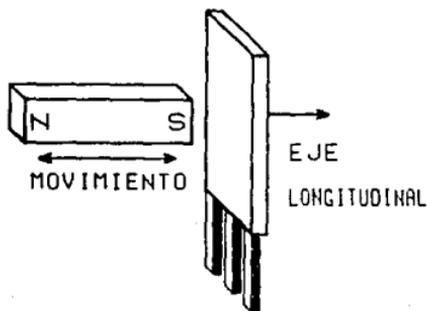


Fig 5-10 Utilización de un imán para conmutar el UGN-3019T [2, Fig.8]

La intensidad de campo mínima requerida para conmutar es de 0.075 T, por lo que el dispositivo permanece inalterable ante pequeños campos de fuga procedentes de transformadores, relés, etc. que se encuentren en sus proximidades. El circuito de salida en colector abierto puede utilizarse para controlar dispositivos lógicos TTL, CMOS, transistores, tiristores, triacs o relés reed tal como lo muestra la figura (5-11). Este circuito es inalterable

por los campos de sentido opuesto a los que se utilizan para conmutación en los estados de baja tensión. El campo puede concentrarse gracias al empleo de un material ferromagnético o por cualquier otro imán situado en el otro extremo del dispositivo, mientras que la intensidad de campo requerida puede duplicarse como mínimo y esto se consigue desplazando el imán a través de la cara del dispositivo una distancia superior a 2 ó 3 mm.

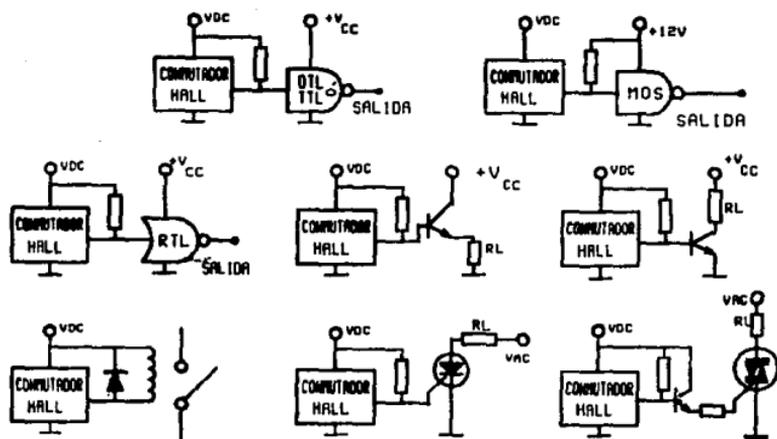


Fig 5-11 Circuitos de interface para sensores Hall  
(2, Fig.7)

Asimismo, la marca Sprague comercializa los conmutadores tipo UGN-3201M (ULN-3006M) similar al UGN-3019T, pero que se presenta en cápsulas DIL de 8 patillas; el UGN-2030T (ULN-3020T) y el UGS-3020T son mucho más sensibles y se diseñan específicamente para conmutar en campos de 0.035 T y para alimentarse a una tensión máxima absoluta de 24 V.; finalmente el UGN-3203M (ULN-3007M) es un dispositivo que se presenta en empaquetado DIL de 8 patillas.

Otros circuitos de Sprague, el UGN-3501M (ULN-3008M) y el UGN-3501T, contienen un dispositivo de efecto Hall integrado en el mismo circuito además de los amplificadores lineales diferenciales. Mediante un potenciómetro pueden efectuarse los ajustes necesarios para producir un voltaje de salida cero cuando el campo magnético es cero; la tensión de salida es proporcional al campo magnético en la gama operativa y el voltaje de polarización que recomienda el fabricante es de 8 a 12 V. Estos dispositivos lineales detectan cambios de flujo extremadamente pequeños, tales como los que se originan por los cambios en la dirección de flujo de un pequeño imán al girarlo  $10^\circ$ . La figura (5-12a) muestra una aplicación típica, en la cual el ángulo de rotación se mide por la intensidad de campo magnético presente en el dispositivo, mientras que la figura (5-12b), que muestra la hendidura, corresponde a otro arreglo que puede realizar la misma función. Por su parte, el UGN-3600 (ULN-3100), también de Sprague, es un elemento Hall calibrado para efectuar la medida de campos magnéticos utilizando sensores lineales o digitales.

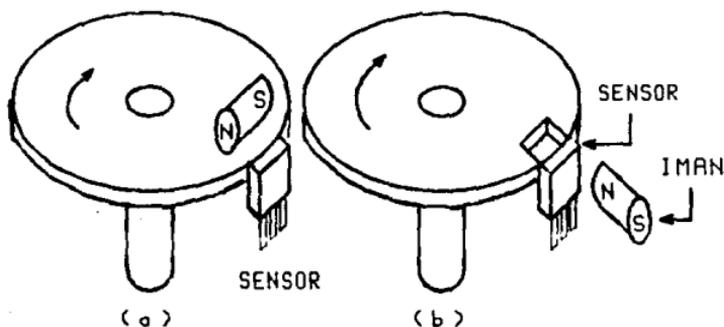


Fig 5-12 Aplicaciones del UGN-3501  
[2, Fig.10 y Fig.11]

### 5.6.2 Dispositivos de Texas Instruments (T.I.)

En el otoño de 1977 Texas Instruments introdujo el conmutador Hall de silicio y bajo costo TL170C, que se presentaba en la cápsula <<Silect>> estándar TO-92 y era casi equivalente a sus similares de Sprague; presentaba una etapa de salida en colector abierto, mientras que la salida de colector estaba conectada a un voltaje de alimentación positivo a través de una resistencia de carga. Se diseñó para trabajar a una tensión de alimentación de 5 V típica y máxima de 7V, la resistencia de carga podía conectarse a un voltaje de alimentación diferente de hasta aproximadamente 30V. La resistencia de carga debía elegirse de tal forma que la máxima corriente de salida se limitase a 20 mA, mientras que los circuitos de interface de salida podían ser del tipo de los que se muestran en la figura (5-11).

El TL170C requería un campo magnético de 0.035 T para garantizar la conmutación, mientras que un campo similar en dirección contraria producía conmutación al otro estado en todos los dispositivos; la histéresis era típicamente 0.02 T con lo que, a diferencia de los conmutadores de Sprague, el TL170C necesitaba campos magnéticos bipolares para realizar la conmutación. El tiempo de conmutación máximo era de 1.2  $\mu$ s.

El TL172 es similar al TL170C, pero el primero se garantiza para trabajar en un campo magnético unipolar. Una vez que el TL172 ha sido conmutado en conducción mediante un campo magnético adecuado, el fabricante garantiza que el dispositivo se volverá a conmutar al estado de apagado (off) cuando el campo magnético se reduce a un valor cero.

El TL171 es un dispositivo tamaño miniatura que se presenta en cápsula epoxy y ha sido concebido especialmente para conmutadores que se emplean en teclados. Se suministra en una bobina dentada a fin de que pueda montarse en los equipos automáticos para dicho fin.

El TL171 compete con los circuitos de la división Micro-Switch de la firma Honeywell, la cual en 1968 fue la primera en introducir dispositivos de efecto Hall en conmutadores de teclado. De características mucho más sensibles que el TL170C, el TL171 se garantiza por el fabricante para conmutar en campos magnéticos de 0.025 T, mientras que un campo de 0.01 T pone al dispositivo en su estado original. El TL171 contiene un montaje de cuatro dispositivos de efecto Hall interconectados de tal forma que la tensión térmica y mecánica del circuito integrado queda anulada; los circuitos de compensación de temperatura están igualmente integrados en el circuito que presenta cuatro terminales, de las cuales una de ellas permite la inhibición del pulso de salida mediante una señal de habilitación ("strobe") aplicada a ella. Esta técnica se utiliza para bloquear la salida cuando se oprimen dos teclas simultáneamente.

Actualmente la marca Texas Instruments tiene en el mercado varios productos que manejan la convención de dispositivos positivos de polo norte y de polo sur. A continuación se enlistan algunos de ellos.

#### Dispositivos convención positiva polo norte

El TL3101 es un conmutador de propósito general que se alimenta con 5 volts y puede proporcionar, mediante un arreglo a la salida, voltajes de 30 volts y corrientes de 20 mA, con una histéresis típica de 20 mT. y con una sensibilidad de  $\pm 25/-25$  mT.

El TL3103 es un dispositivo lineal que se alimenta con 12 V. proporcionando un voltaje de salida de 5.8 a 6.2 V; en ausencia de campo magnético en la salida puede drenar .5 mA. y proporcionar 2 mA. con una sensibilidad típica de 16 V/T

#### Conmutadores con convención positiva polo sur

El TL3013, TL3019, TL3020 y el TL3040 son dispositivos del

tipo normalmente abierto que pueden alimentarse con 4.5 a 40 V, cuyo voltaje de salida (dependiendo del voltaje de alimentación) puede alcanzar los 40 V. y proporcionan una corriente de salida de 30 mA. La diferencia entre estos conmutadores se encuentra en su histéresis y su sensibilidad. La histéresis típica para el TL3013 es de 7.5 mT., para el TL3019 es de 12 mT, para el TL3020 es de 5.5 mT. y para el TL3040 es de 5 mT. Por otro lado, la sensibilidad es de 45/25, 50/12.5, 35/5 y 20/5 respectivamente.

El TL3030 es un conmutador de propósito general que puede alimentarse con 4.5 a 40 V. con un voltaje de salida de hasta 40V. (dependiendo de la alimentación) y una corriente de salida de 30mA. con una histéresis típica de 5 mT. y una sensibilidad de +25/-25 mT.

### 5.6.3 Dispositivos Siemens

Por su parte, la firma alemana Siemens fabrica cierto número de dispositivos de efecto Hall en sustrato de silicio de cuatro terminales, que se presentan en cápsulas plásticas del tipo <<single in line>>. El SAS 201 S2 ofrece una anchura de pulso de 20  $\mu$ s (mínimo de 15  $\mu$ s), que es independiente de la duración del campo magnético aplicado. Presenta salidas de hasta 30 mA a partir de dos terminales que están internamente conectas a los colectores abiertos de los transistores de salida. El dispositivo puede alimentarse con un rango de 4.75 a 27 V, mientras que el SAS 201 S4, de características similares, lo hace a 18 V conmutando en campos de aproximadamente 0.065 T.

El SAS 211 S2 y el SAS 211 S4 presentan características similares a las del SAS 201 S2, pero en los SAS 211 la duración del pulso de salida es igual a el tiempo del campo aplicado; otros dispositivos de efecto Hall son el SAS 221 S2 y el SAS 221 S4 los cuales tienen salidas con polaridades opuestas a las del tipo SAS 211. EL SAS 241 y SAS 251/250 están especialmente concebidos para

páneles que se forman por teclas pulsantes. El SAS 241 presenta pulsos de salida cuya duración está comprendida entre 10 y 40  $\mu$ s, mientras que los SAS251 tienen una duración igual a la del campo aplicado.

Ambos incluyen dos salidas de colector abierto que están mutuamente en fase. Conmutan a una intensidad de campo de 0.065 T y presentan una histéresis máxima de 0.015 T.

En la figura (5-13) se aprecia un esquema de la composición interna del SAS 250/251.

Este contiene un regulador de voltaje (I), sensor Hall (II), amplificador diferencial (III) y un Schmidt trigger en el mismo integrado. Dos etapas de salida (V) en configuración de colector abierto.

Al aplicar una inducción magnética que exceda el valor de encendido, se activan las etapas de salida (las cuales están en fase).

Las salidas en configuración de colector abierto proveen una capacidad de 40 mA. la cual la hace compatible con la mayoría de los circuitos electrónicos.

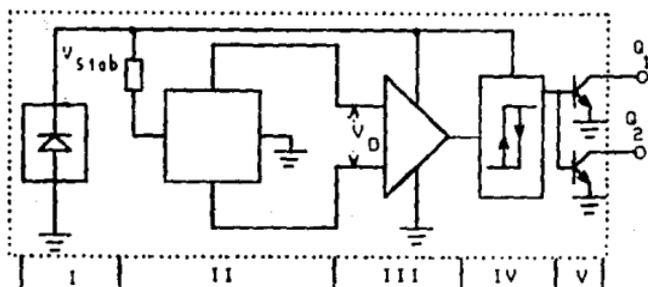


Fig. 5-13 Diagrama de bloques del circuito SAS 250/251  
(8, Fig.181)

El voltaje diferencial a la entrada del amplificador es función directa de la intensidad del campo aplicado. El circuito

Schmitt Trigger a la salida del amplificador proporciona al integrado la función de histéresis.

#### 5.6.4 Dispositivos Honeywell

En México, la marca Honeywell distribuye algunos sensores de efecto Hall del tipo conmutador. A continuación se enuncian algunos de ellos, los cuales presentan dos valores de alimentación debido a que son dos dispositivos diferentes que tienen el mismo número código.

El 5SS es un conmutador que se alimenta con 4.5 a 5.5 V. y 6 a 16 V; se presenta en un empaquetado de plástico moldeado con una velocidad de operación de 0-100 KHz, puede trabajar en un rango de temperatura de -40 a 100°C (4.5 a 5.5 V.) y -40 a 150°C. (6 a 16 V.) y proporciona una salida en forma de corriente pico y generada.

El 6SS es muy similar al 5SS, con la diferencia que el rango de temperatura de trabajo es menos amplio, 40 a 100°C (4.5 a 5.5 V.) y de 40 a 150°C (6 a 16 V.). El 8SS es la presentación en cerámica del 6SS.

El 103SR es un conmutador que está construido con cubierta de aluminio roscado para uso pesado, que requiere una alimentación de 4.5 a 5.5 V. y de 6 a 16 V. cuya velocidad de operación es de 0 a 25 KHz. y la temperatura de trabajo es de -40 a 100°C.

El 200SR es un conmutador similar al 103SR construido con cubierta de plástico roscado y que tiene una velocidad de operación de 0 a 100 KHz.

El 1AV y 4AV son dos conmutadores construidos en plástico que pueden alimentarse con 4.5 a 5.5 V. y con 6 a 16 V. Tienen una velocidad de operación de 0 a 100 KHz. y un rango de temperatura de trabajo de -40 a 125°C. Todos los dispositivos que se han descrito generan la salida como una corriente pico.

## 5.7 Circuitos con dispositivos Hall

A continuación se muestra un circuito de alarma basado en sensores Hall. Este circuito muestra la forma en que pueden utilizarse para la detección y generación de alguna señal específica para detectar situaciones extrañas en un ambiente determinado.

Alarma de seguridad de puerta entreabierta.

En los sistemas de seguridad en edificios, un conmutador de algún tipo se instala en cada puerta para monitorearse. Estos pueden ser conmutadores mecánicos o conmutadores del tipo "reed relays" los cuales se operan por un imán permanente colocado en la puerta. El TL3019 de Texas Instruments puede usarse en este tipo de aplicaciones. La figura (5-14) muestra el circuito básico.

El TL3019 se activará y dará una señal de 0 volts, cuando el polo sur de un imán se encuentre cerca de la cara del dispositivo Hall. El ejemplo muestra cinco puertas. Cada puerta tiene un imán empotrado en el borde con la cara del polo sur hacia afuera. Con la puerta cerrada el dispositivo Hall estará en el estado lógico bajo. Cada TL3019 tiene una resistencia de  $4\text{ K}\Omega$  en serie y los cinco circuitos se conectan en paralelo a la entrada inversora de un comparador LM393; con todas las puertas cerradas la resistencia efectiva será de aproximadamente  $800\Omega$  y producirá un voltaje de 2.2 V. en la entrada inversora. La entrada no inversora tiene un voltaje de referencia a través del divisor que se ajusta con el potenciómetro para obtener 2.35 V. Cuando una puerta se abre, el voltaje en la entrada inversora es 2.5 V, el cual es mayor al de referencia, por lo que el LED encenderá.

Un gran número de puertas y ventanas pueden monitorearse usando este circuito; además, este diseño puede hacerse más complejo para detectar cuál o cuáles puertas fueron abiertas y posiblemente tomar una acción preventiva.

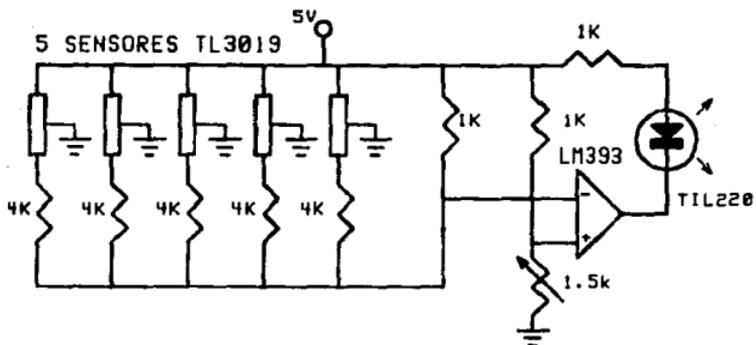
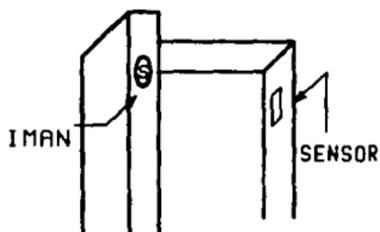


Fig 5-16 Alarma de puerta entreabierta [3, Fig. 12-17]

### Referencias

- [1] C. Canali, R. Caprio, M. Prudenziati, A. Taroni, "Sensori di prossimità elettronici", Fisica e Tecnologia, Vol. 4, No. 2, Pags 95-123.
- [2] B. Dance, "Dispositivos de efecto Hall y sus aplicaciones", Mundo Electrónico, Num. 87, 1979.
- [3] Texas Instruments Engineering Staff, Linear and interface circuits applications, 2a. Edición 1988.
- [4] D. Werdiak. "Hall-effect magnetic field detection", Wireless World, Noviembre 1979. International Monographs on E. E.E. Londres 1966.
- [5] Bube H. Richard, Electronics in solids, Academic Press 1988
- [6] A. Boros, Electric Measurements in Engineering, Elsevier, 1985.
- [7] L.G. Rubin and D. R. Nalson, "Characterization of two commercially available Hall effect Sensor for high magnetic fields and low temperatures, Review of Scientifics Instruments, Vol. 47, No. 12, Diciembre 1975.
- [8] Advances in solid state physics, Plenary lectures of the 46th Annual Meeting of the German Physics Society (DPG) Münster, March 29-April 2 1982, Pag 189-192.
- [9] Anthony J. Caristi, "Build an electronic compass", Radio Electronics, Junio 1991.

## CAPITULO 6. DETECTORES DE PROXIMIDAD CON MICROONDAS

### 6.1 Introducción

Se denomina microondas a las señales electromagnéticas comprendidas en el intervalo de frecuencias de  $10^9$  a  $10^{12}$  Hz [1], correspondientes a longitudes de onda de 30 cm a 0.3 mm. Una de las ventajas que tienen las microondas sobre otras regiones del espectro electromagnético, es que su propagación es en línea recta, como los rayos luminosos, lo cual permite concentrar su energía en haces bastante estrechos. Otra de las ventajas, es que disponen de un ancho de banda muy amplio para las comunicaciones (mil veces el comprendido entre 1 Hz y 1 GHz); también en frecuencias de microondas, las antenas y potencias de transmisión son más pequeñas que las utilizadas en longitudes de onda más grandes.

Durante la segunda guerra mundial la ingeniería de microondas era casi sinónimo de radar ("RADio Detection And Ranging"), debido al gran estímulo dado al desarrollo de sistemas de radar de alta resolución capaces de detectar aviones y barcos enemigos. El radar en sus variadas formas, tales como radares guiadores de misiles, radares de detección de clima, control de tráfico aéreo, etc., representa un uso más extenso de las frecuencias de microondas.

Con el avance de la tecnología, se han solucionado algunos de los problemas que presentaban los diodos generadores de microondas, como el diodo Gunn, principalmente en lo que se refiere a la vida útil de estos dispositivos. Actualmente es posible la obtención de éstos con mayor facilidad y costo relativamente bajo; asimismo, la facilidad de obtener en el mercado resonadores, cavidades y antenas adecuadas para las distintas bandas de microondas, hace que este campo se presente atractivo para el diseñador de equipos detectores.

## 6.2 El Radar [2]

El Radar es un dispositivo electrónico que puede detectar y localizar objetos a distancia; opera transmitiendo un tipo particular de onda (generalmente un tren de pulsos que modula a una portadora senoidal), y detecta la naturaleza de la señal de eco.

Una forma elemental de Radar consiste de una antena transmisora, que emite una radiación electromagnética generada por un oscilador de algún tipo, una antena receptora y un dispositivo detector de energía o receptor. Una parte de la señal transmitida, es interceptada por un objeto reflejante y es reirradiada ("scattered") en todas direcciones. La energía reirradiada en dirección contraria a la de transmisión es la que le interesa al radar. La antena receptora recoge la energía reflejada y la entrega al receptor, donde se procesa para detectar la presencia de un objetivo, y extraer su localización y velocidad relativa.

La distancia al objetivo, se determina midiendo el tiempo  $T_r$  que toma el pulso para viajar al objetivo y regresar; ya que la energía electromagnética se propaga a la velocidad de la luz,  $c=3 \times 10^8$  m/s, la distancia al objetivo es

$$R = \frac{cT_r}{2}, \quad (6-1)$$

donde el factor 1/2 se debe al recorrido de ida y vuelta de la onda electromagnética. Cada microsegundo de viaje redondo de la onda equivale a 150 metros. Una vez que el pulso de transmisión es emitido por el radar, se debe dejar transcurrir suficiente tiempo, para permitir que cualquier señal de eco regrese antes de enviar el siguiente pulso. La dirección o posición angular puede ser determinada, por medio de la dirección de arribo de la onda reflejada.

Se pueden usar formas de onda continua para aprovechar el

efecto Doppler, el cual permite distinguir objetos estacionarios de objetos en movimiento, y aunque no es posible medir con este tipo de ondas la distancia al objetivo, permite medir la velocidad radial (este efecto se discutirá más adelante).

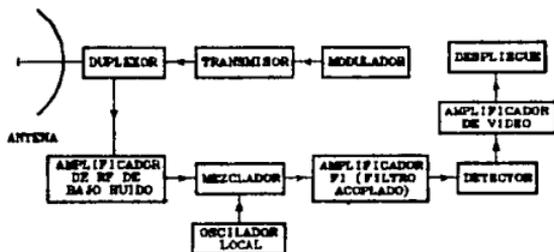
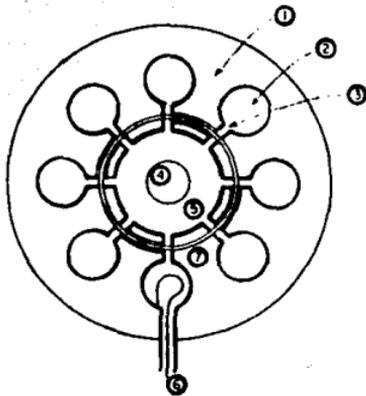


Fig. 6-1 Diagrama de bloques de un radar de pulsos modulados.

La operación de un radar típico de pulsos modulados, se puede describir con la ayuda de un diagrama de bloques, como se muestra en la figura 6-1. El transmisor puede ser un oscilador, tal como un magnetrón (fig. 6-2), el cual es un generador de microondas de alta potencia (de unos cuantos cientos de watts hasta megawatts), y alta eficiencia (del 40% al 70%). Está formado por un arreglo de cavidades resonantes idénticas (ánodo), ubicadas según un patrón cilíndrico, alrededor de un cátodo cilíndrico. Su funcionamiento se basa en la aplicación de un campo eléctrico estático entre el ánodo y el cátodo, y un campo magnético estático perpendicular al primero. Los electrones que viajan del ánodo al cátodo se desvían por acción del campo magnético, formando trayectorias curvas y creando un campo electromagnético alrededor del cátodo. Debido a la estructura del magnetrón (cerrada sobre sí misma), se pueden formar oscilaciones, siempre y cuando el corrimiento de fase del campo electromagnético alrededor de la estructura del magnetrón sea múltiplo de  $2\pi$  radianes; ésto se logra ajustando el voltaje entre el ánodo y el cátodo a un valor adecuado.



- 1) ánodo
- 2) cavidad resonante
- 3) ranura
- 4) cátodo
- 5) espacio de interacción
- 6) aro de acoplamiento
- 7) correa

Fig. 8-2 Corte transversal de un magnetrón [3, fig. 6.1].

Un modulador enciende y apaga al magnetrón, para generar un tren de pulsos; el modulador puede ser del tipo línea, el cual consiste en un elemento almacenador de energía (arreglo de bobinas y capacitores) y un interruptor, que es el que permite descargar al elemento almacenador hacia el magnetrón. La duración y forma del pulso las determina el elemento almacenador.

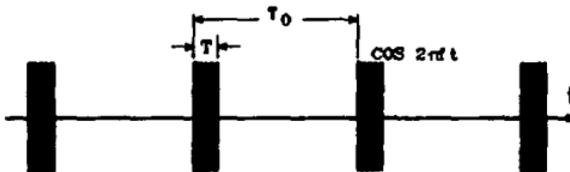


Fig. 8-3 Señal generada por el transmisor en un radar de pulsos modulados.

La forma de onda generada por el transmisor (fig. 6-3), viaja a través de una línea de transmisión hacia la antena, donde es irradiada hacia el espacio. Generalmente se usa una sola antena para transmitir y recibir; es por esta razón que se debe proteger al receptor de posibles daños causados por la alta potencia de

transmisión, y ésto se hace normalmente con el duplexor. El duplexor actúa como un conmutador conectando la antena al transmisor durante la transmisión, y la antena al receptor durante la recepción.

El receptor es generalmente del tipo superheterodino, la primera etapa del cual puede ser un amplificador de RF de bajo ruido, aunque éste no siempre es deseable. En lugar del amplificador, la entrada del receptor puede ser directamente la etapa mezcladora, ya que es menos susceptible a las sobrecargas y menos vulnerable a la interferencia electrónica. El mezclador y oscilador local convierten la señal de RF a una frecuencia intermedia FI. Después, la señal se amplifica por medio de un amplificador de FI, el cual se debe diseñar como un filtro acoplado ("matched filter", véase el apéndice A de este capítulo), ya que así maximiza la relación señal a ruido en el instante  $T$  [3], donde  $T$  es el ancho del pulso transmitido. Un amplificador de FI típico para un radar tiene una frecuencia central de 30 a 60 MHz y un ancho de banda de 1 MHz aproximadamente (el ancho de banda del receptor debe ser aproximadamente igual al recíproco del ancho del pulso transmitido). Una vez amplificada la señal, pasa a un detector de envolvente. La función del detector de envolvente es la de extraer la señal moduladora y rechazar la portadora. Este detector está formado por un elemento rectificador y un filtro paso bajas. Por último, la señal resultante se envía a un amplificador de video, donde se amplifica a un nivel tal que puede ser desplegada adecuadamente. El propósito del despliegue, es mostrar al operador del radar, en forma adecuada y fácil de interpretar, la información contenida en la señal de eco. El exhibidor es un tubo de rayos catódicos (CRT), que en general puede ser de dos tipos, de deflexión modulada o de intensidad modulada.

El CRT de deflexión modulada, tiene la ventaja de utilizar

circuitos más simples que los utilizados en los CRT de intensidad modulada. Un ejemplo de despliegue que utiliza este tipo de CRT, es la pantalla de rayos catódicos tipo A ("A-scope"), en la cual la deflexión vertical es proporcional a la intensidad de la señal de eco, mientras que la coordenada horizontal es proporcional a la distancia al objetivo (fig. 6-4b).

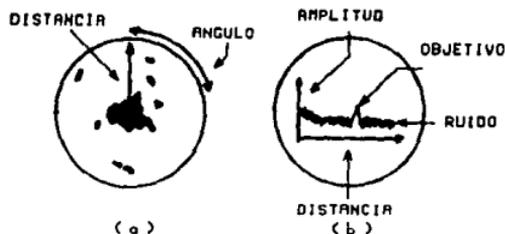


Fig. 6-4 Tipos de despliegues a) PPI, realiza el despliegue en coordenadas polares. b) Pantalla de rayos catódicos tipo A ("A-scope"), realiza el despliegue en coordenadas rectangulares [3, fig. 1.3].

En el CRT de intensidad modulada, el objetivo se indica por una intensificación del haz de electrones, presentando manchas luminosas en la pantalla del CRT. Un ejemplo de despliegue que utiliza este tipo de CRT es la pantalla de rayos catódicos tipo P "P-scope", también llamada PPI ("Plan Position Indicator"), que significa indicador de posición en el plano. Este tipo de despliegue es de forma circular, mostrando la distancia al objetivo reflejante y su posición azimutal en coordenadas polares ( $\theta$ , para la posición azimutal, y  $\rho$ , para la distancia al objetivo), como se muestra en la fig. 6-4a.

### 6.3 Efecto Doppler [4]

Como se mencionó anteriormente, con radares de onda continua y con base en el efecto Doppler, se puede conocer la velocidad de objetos en movimiento. Este efecto se describirá a continuación.

Considérese un radar estacionario de onda continua con una frecuencia  $f=1/T_0$ , donde  $T_0$  es el periodo de la onda transmitida, y un objetivo moviéndose a una velocidad constante  $v$ , hacia el radar, como se muestra en la figura 6-5 (La velocidad  $v$  se considerará positiva si el objetivo se aproxima al radar, y negativa en caso contrario). En el instante  $t=t_0$ , el objetivo se

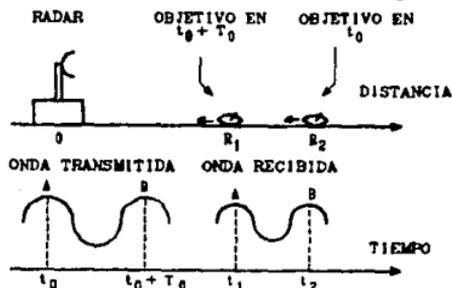


Fig. 6-5 Diagrama del radar y el objetivo, y las formas de las ondas transmitida y recibida para la deducción del efecto Doppler [2, fig. 13.1].

encuentra en el punto  $R=R_0$ , y se supone que en ese momento, emerge de la antena del radar un pico o cresta de una onda (punto A en la figura 6-5). En el instante  $t=t_0+T_0$ , emerge la siguiente cresta (punto B); en este momento el objetivo se encuentra en la posición  $R=R_1$ . El intervalo de tiempo  $\Delta t$  necesario para que el punto A de la onda viaje del radar hasta el objetivo, es la distancia recorrida dividida por la velocidad de la onda

$$\Delta t = \frac{R_0 - v\Delta t}{c}, \quad (6-2a)$$

o bien

$$\Delta t = \frac{R_0}{c + v}, \quad (6-2b)$$

donde  $c$  es la velocidad de la onda, que también es la velocidad de la luz.

El intervalo de tiempo necesario para que el punto A regrese al radar es otra vez  $\Delta t$ . Por lo tanto, el tiempo de recorrido total de la onda ida y vuelta es de  $2\Delta t$ , y el punto A de la onda regresa al radar en el instante

$$t_1 = t_0 + \frac{2R_0}{c + v}; \quad (6-3)$$

similarmente, el punto B regresa al radar en el instante

$$t_2 = t_0 + T_0 + \frac{2R_1}{c + v}. \quad (6-4)$$

Ya que  $t_1$  y  $t_2$  son los tiempos de llegada de dos picos adyacentes de una onda (puntos A y B), el periodo de la onda recibida,  $T_0'$ , es  $t_2 - t_1$ , o

$$T_0' = T_0 - \frac{2(R_0 - R_1)}{c + v}. \quad (6-5)$$

Como se ve en la ecuación (6-5), el periodo de la onda recibida es menor que el de la onda transmitida, debido al movimiento del objetivo reflejante. Ésto es el efecto Doppler.

Ya que  $vT_0 = R_0 - R_1$ ,

$$T_0' = T_0 \left[ \frac{c - v}{c + v} \right] = T_0 \left[ \frac{1 - v/c}{1 + v/c} \right], \quad (6-6)$$

o en términos de la frecuencia recibida,  $f' = 1/T_0'$ ,

$$f' = f \left[ \frac{1 + v/c}{1 - v/c} \right] \quad (6-7)$$

Para la mayoría de los casos de interés,  $v/c \ll 1$ ; por lo tanto,

$$f' = f \left[ 1 + \frac{v}{c} \right] \left[ 1 + \frac{v}{c} + \frac{v^2}{c^2} + \dots \right]$$

$$f' = f \left[ 1 + \frac{2v}{c} + \frac{2v^2}{c^2} + \dots \right] \quad (6-8)$$

que se puede aproximar a

$$f' \approx f \left[ 1 + \frac{2v}{c} \right] = f + \frac{2v}{\lambda} \quad (6-9)$$

donde se usó la relación  $c=f\lambda$ . La onda recibida, ha sufrido un corrimiento en frecuencia con respecto a la onda transmitida, por una cantidad

$$\Delta f = f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (6-10)$$

a la cual se le denomina corrimiento de frecuencia Doppler.

Obsérvese que este corrimiento de frecuencia es mayor para una  $v$  mayor, e inversamente proporcional a  $\lambda$ , esto es, habrá mayor sensibilidad conforme crezca la frecuencia de operación del radar.

## 6.4 Radar de efecto Doppler

El radar de efecto Doppler es un dispositivo que cada vez se utiliza más en sistemas de seguridad como detector de intrusos, debido principalmente a su alta confiabilidad y a su precio cada vez más económico. Un ejemplo de este tipo de radar es el radar Mullard CL8960, cuya construcción se describirá a continuación.

El radar efecto Doppler Mullard CL8960 [5], [6], incorpora un generador de microondas a base de un diodo Gunn, y un diodo mezclador que produce la señal de batido Doppler en respuesta a un movimiento radial. (En algunos diseños el mismo diodo Gunn actúa como generador de microondas y como mezclador [7]; ésto es posible debido a que un cambio de frecuencia en la señal reflejada, es para el oscilador como una carga variable, y al estar variando la carga, se producen variaciones en el voltaje y en la corriente de polarización del diodo [8]). Estas variaciones se detectan por medio de una resistencia conectada en serie con el diodo Gunn y al ser procesadas adecuadamente generan la señal de alarma [7]. Los diseños construidos de esta manera, son menos sensibles que los que utilizan por separado un diodo mezclador, ya que el diodo Gunn fué principalmente diseñado para generar microondas y no como diodo mezclador; pero por otro lado, son más económicos debido al ahorro en el diodo mezclador y a su cavidad asociada.)

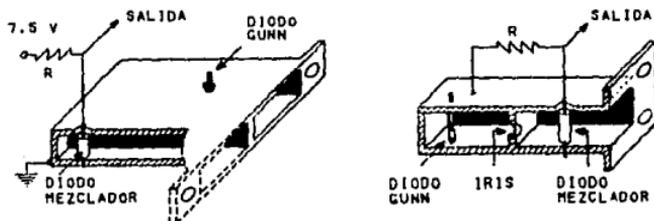


Fig. 6-8 Tipos de cavidades utilizadas en el radar Mullard [4, fig. 1].

Un punto fundamental para el diseño de un radar de este tipo es la fuente de alimentación, su ruido, y sus propiedades de rechazo al rizo. El aspecto más crítico es la alimentación del diodo Gunn, ya que cualquier rizo que contenga se modulará con la señal de microondas transmitida (señal local). La señal a la salida del mezclador se produce por la modulación en amplitud de la señal reflejada y la señal local, pero como la señal reflejada es en magnitud muchas veces más pequeña que la señal local, entonces es necesario que la modulación de la señal local debido a la fuente de alimentación sea extremadamente pequeña. La sensibilidad de este radar está limitada por el ruido en el mezclador, así que no se debe incrementar éste por un mal diseño.

Una solución para este problema, es utilizar un diodo zener de 7.5 volts para fijar el voltaje, y después un amplificador con ganancia unitaria (seguidor de voltaje) para proporcionar la potencia (fig. 6-7). Las mallas de filtrado (resistencias de 2.2 K $\Omega$  y 1 K $\Omega$ , y capacitores de 1000  $\mu$ F y 47  $\mu$ F) proporcionan un rechazo al rizo de 60 Hz de 95 dB aproximadamente (la resistencia del diodo zener es  $\approx$  20  $\Omega$ ). Una ventaja de usar el amplificador operacional LM748 sobre el LM741, es que el capacitor de compensación de 30 pF se puede incrementar si existen problemas de estabilidad. Esta fuente proporciona una relación de rechazo al rizo superior a los 83 dB requeridos, y puede suministrar la máxima corriente requerida por este modelo de radar, que es de 166 mA.

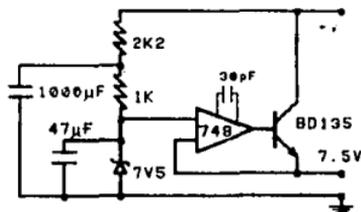


Fig. 6-7 Fuente de alimentación del diodo Gunn (4, fig. 3).

Un requisito importante para el amplificador (fig. 6-8), es el de no inyectar señales de la fuente de alimentación por medio de las redes que proporcionan la polarización del amplificador (para evitar esto, se puede utilizar la fuente de alimentación del diodo Gunn).

A través de la cadena de resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , se suministra la corriente de polarización del diodo mezclador (como el voltaje de polarización de éste diodo es de aproximadamente 300 mV, y utilizando la fuente de alimentación del diodo Gunn, la corriente en el diodo mezclador es de  $(7.5-0.3)/168000 \approx 43 \mu\text{A}$ ). El capacitor  $C_1$  actúa como filtro para reducir el rizo de la fuente, y el diodo BAW62 conectado de  $R_2$  a tierra es únicamente para protección del diodo mezclador; ya que si no estuviera el diodo BAW62 y se desconectara momentáneamente el diodo mezclador, el voltaje a la entrada (punto A) se elevaría hasta +Vcc; este voltaje es lo suficientemente grande para dañar al diodo mezclador. El voltaje de arranque del diodo BAW62 es mayor que el

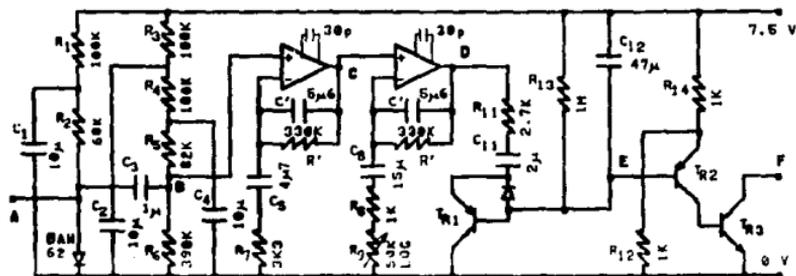


Fig. 6-B Amplificador y detector del radar Mullard [4, fig. 7].

voltaje de respuesta del diodo mezclador; por esta razón, en condiciones normales de operación el diodo BAW62 se encuentra apagado. El capacitor  $C_3$  acopla la señal de salida del mezclador

con la etapa amplificadora (este amplificador puede pensarse como el filtro del superheterodino); la cadena de resistencias  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  y  $R_6$  suma un voltaje de D.C. a la señal proveniente del mezclador, para así poder obtener una señal senoidal simétricamente recortada a la salida de la etapa amplificadora. Los capacitores  $C_2$  y  $C_4$  sirven para desacoplar el rizo al voltaje de D. C. que se le suma a la señal proveniente del mezclador (si la polarización del amplificador es distinta de la usada para el diodo Gunn). Si se utiliza la fuente de alimentación del diodo Gunn se pueden suprimir los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ .

Para analizar la etapa amplificadora, primero se obtendrá la función de transferencia de un amplificador no inversor (fig. 6-9).

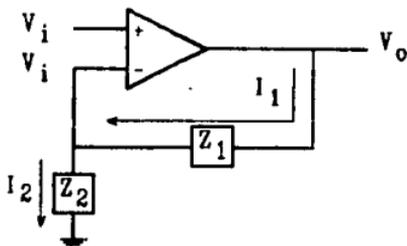


Fig. 6-9 Amplificador no inversor.

El voltaje  $V_i$  es el voltaje de entrada del amplificador; como el operacional tiene malla de realimentación e idealmente una ganancia infinita, idealmente no existe caída de voltaje entre las terminales (+) y (-), por lo tanto el voltaje en la terminal (-) es también  $V_i$ . El valor de las corrientes  $I_1$  e  $I_2$  de la fig. (6-9) es

$$I_1 = \frac{V_o - V_i}{Z_1}, \quad (6-11)$$

$$I_2 = \frac{V_i}{Z_2}; \quad (6-12)$$

como hacia el amplificador operacional no fluye corriente debido a su alta impedancia de entrada, entonces

$$I_1 = I_2, \quad (6-13)$$

sustituyendo (6-11) y (6-12) en (6-13) se obtiene la función de transferencia para este amplificador, que es

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{Z_1}{Z_2} + 1. \quad (6-14)$$

Las funciones de transferencia de los amplificadores de la figura (6-8) se obtiene sustituyendo en la ecuación (6-14) a

$Z_1$  por  $\frac{R'/sC'}{R'+1/sC'}$ , y  $Z_2$  por  $R_7+(1/sC_5)$  para el primer amplificador, y a  $Z_1$  por  $\frac{R'/sC'}{R'+1/sC'}$ , y  $Z_2$  por  $R_8+(1/sC_8)$  para el segundo.

Por lo tanto, las funciones de transferencia son

$$H_1(s) = \frac{sR'C_5}{(sR'C'+1)(sR_7C_5+1)} + 1 \text{ y} \quad (6-15a)$$

$$H_2(s) = \frac{sR'C_8}{(sR'C'+1)(sR_8C_8+1)} + 1, \quad (6-15b)$$

donde  $H_1(s)$  es la función de transferencia del primer amplificador, que va del punto B al punto C; y  $H_2(s)$  es la del segundo que va del punto C al D.

La función de transferencia total de la etapa amplificadora  $H_t(s)$  es

$$H_t(s) = H_1(s)H_2(s).$$

(Es conveniente señalar que la etapa de entrada [del punto A al B] actúa como un filtro pasobajas; aunque su efecto no es muy significativo [atenua 20% de la señal de entrada a 11 Hz], su efecto se puede compensar con la resistencia variable  $R_g$  [como se verá más adelante]. La función de transferencia de la etapa amplificadora no se afecta por la carga de salida [circuito detector], ya que la impedancia de salida del operacional es muy pequeña [100 $\Omega$ ] comparada con la impedancia de carga [del orden de  $k\Omega$ ]).

El primer amplificador operacional tiene una ganancia máxima de 90 ( $20 \log 90 \approx 39$  dB, a una frecuencia de 30 Hz), mientras que el segundo de 290 (49 dB, a una frecuencia de 30 Hz) y la ganancia de este último se puede disminuir con  $R_g$ ; en total, las dos etapas dan una ganancia de 88 dB. Una gráfica de respuesta en frecuencia de la etapa amplificadora  $H_c(s)$  se muestran en la figura 6-10.

La frecuencia baja de corte se controla con los polos localizados en  $1/(2\pi R_7 C_5)$  y  $1/(2\pi R_8 C_6)$ , que combinados, la sitúan en 12 Hz (75.4 rad/s) aproximadamente.

Combinando la ecuación (6-10) con la relación  $c=f\lambda$  se obtiene

$$v = \frac{cf_d}{2f}, \quad (6-16)$$

ecuación con la cual calcula el movimiento radial necesario para generar un corrimiento de frecuencia Doppler de 12 Hz. (utilizando una frecuencia de transmisión de 10.867 GHz), el cual es de 165.6 mm/s. Así, la frecuencia baja de corte (12 Hz) corresponde a una velocidad radial de 165.6m/s.

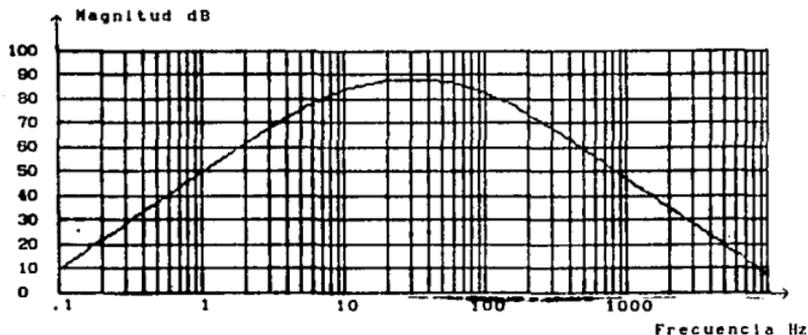


Fig. 6-10 Gráfica de la ganancia del amplificador Mullard.

Una forma de disminuir la frecuencia baja de corte es aumentando la resistencia variable  $R_g$ , con lo cual, el polo localizado en  $1/(2\pi R_g C_g)$  se desplaza a  $1/(2\pi(R_g + R_g')C_g)$ .

Los capacitores de 5.6 nF ( $C'$ ) en paralelo con las resistencias de 330 K $\Omega$  ( $R'$ ), en las mallas de realimentación de los amplificadores, definen la frecuencia alta de corte, la cual es de 86 Hz en cada etapa amplificadora (polos en  $(1/2\pi R' C')$ ). Combinando las dos etapas, la frecuencia de corte queda situada en 74.16 Hz (416 rad/s); ésta frecuencia corresponde a una velocidad radial de 1.02 m/s (utilizando la ecuación 6-16).

Después del amplificador sigue un circuito detector; este circuito transforma la señal Doppler (señal de batido) a voltaje y su funcionamiento es como sigue:

Cuando no está presente ningún objeto en movimiento, la amplitud de señal Doppler es cero, y el voltaje a la salida de la etapa amplificadora es igual al voltaje de D.C. en el punto B ( $V_{DC}$ ); esto se debe a que para señales de D.C., los capacitores en las mallas de los amplificadores se encuentran abiertos y se forman configuraciones seguidoras de voltaje. En este instante el capacitor  $C_{12}$  se encuentra descargado,  $T_{r1}$  y  $T_{r2}$  se encuentran cortados, y se hace la suposición que  $C_{11}$  se encuentra descargado;

entonces, despreciando la resistencia  $R_{13}$ , los capacitores se cargan a través de la trayectoria de la fig. (6-11a) con una constante de tiempo prácticamente de  $R_{11}C_{11}$ .

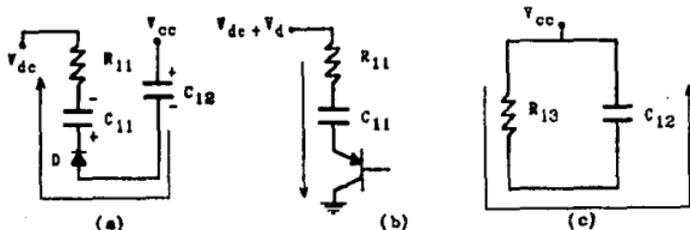


Fig. 6-11 Trayectoria de carga y descarga para los capacitores  $C_{11}$  y  $C_{12}$  en el circuito detector de la señal de batido del radar Mullard. a) trayectoria de carga para  $C_{11}$  y  $C_{12}$ . b) trayectoria de descarga para el capacitor  $C_{11}$ . c) trayectoria de descarga para el capacitor  $C_{12}$ .

El capacitor  $C_{11}$  se carga hasta alcanzar el voltaje de la fuente menos el voltaje del diodo y menos el voltaje del capacitor  $C_{12}$  ( $V_{cc} - V_{C_{12}} - 0.75$ ); el diodo deja de conducir y la corriente a través de la malla de carga vale cero (los capacitores  $C_{11}$  y  $C_{12}$  se cargaron con la misma cantidad de carga ya que a través de ellos pasó la misma corriente, pero el capacitor  $C_{11}$  alcanza un voltaje mayor por ser más pequeño).

Ahora si se recibe una cresta de señal Doppler (producida por algún objeto en movimiento), el voltaje en el emisor del transistor  $T_{r1}$  se incrementa y alcanza un voltaje de  $V_{cc} - 0.75 - V_{C_{12}} + V_d$  ( $V_d$  es la amplitud de la señal Doppler) ocasionando que  $T_{r1}$  conduzca y el capacitor  $C_{11}$  se empiece a descargar (fig. 6-11b) con una constante de tiempo  $R_{11}C_{11}$  (si no se toma en cuenta la resistencia colector-emisor de  $T_{r1}$ ). La descarga de  $C_{11}$  disminuye el voltaje en el emisor de  $T_{r1}$ , alcanzando éste  $V_{cc} - V_{C_{12}} + 0.75$ ; entonces, el transistor  $T_{r1}$  se

corta. Después la cresta de la señal Doppler termina, disminuyendo el voltaje en el emisor de  $T_{r1}$  hasta un valor por debajo de  $V_{CC} - V_{C12} - 0.75$ , con lo que el diodo empieza otra vez a conducir y los capacitores se vuelven a cargar a través de la trayectoria de la figura (6-11a); para cuando el diodo deja de conducir, el capacitor  $C_{12}$  tiene dos veces la carga del capacitor  $C_{11}$  (debido a que el capacitor  $C_{12}$  no se descargó). Si sigue estando presente la señal Doppler, este proceso se repetirá causando un incremento de voltaje cada vez mayor en el capacitor  $C_{12}$ , y cuando éste alcance un voltaje de  $(V_{CC}/2) - 0.75$ ,  $T_{r2}$  empezará a conducir.

En este circuito la constante de carga y descarga  $R_{11}C_{11}$  (5.4 ms) es menor que la mitad del periodo para la frecuencia alta de corte (6.74 ms, para 74.16 Hz), ésto le da al capacitor  $C_{11}$  suficiente tiempo para cargarse y descargarse y así operar eficientemente. El número de crestas de la señal Doppler necesarias para que el voltaje en el capacitor  $C_{12}$  alcance a encender a  $T_{r2}$  aumenta al aumentar el cociente  $C_{12}/C_{11}$ ; ésto implica que el voltaje en el capacitor  $C_{12}$  aumenta al aumentar el número de crestas de la señal Doppler; y como cada una de éstas lo produce un desplazamiento de 13.8mm (considérese la ecuación 6-16 con  $f_d = 1$  Hz y un segundo de tiempo), entonces el voltaje en el capacitor  $C_{12}$  aumenta al aumentar la distancia recorrida por el objeto en movimiento. Entre más grande sea la amplitud de la señal Doppler, más rápido se cargará el capacitor  $C_{12}$ . Ésto implica también, que el voltaje en el capacitor  $C_{12}$  se incrementará más rápidamente entre mayor sean el tamaño del objeto en movimiento y su capacidad de reflejar la señal transmitida.

La resistencia  $R_{13}$  forma una trayectoria lenta de descarga para el capacitor  $C_{12}$  (fig. 6-11c), lo cual sirve para descargar el efecto producido por ruido, pequeños movimientos causados por insectos, y cortinas moviéndose por acción del viento. La constante de tiempo  $R_{13}C_{12}$  es de 47 segundos; es decir, 37% del

efecto producido por cualquier movimiento previo del objetivo queda registrado en forma de voltaje en el capacitor  $C_{12}$  después de 47 segundos; ésto es útil por si algún intruso intenta acercarse poco a poco con la intención de desconectar la alarma.

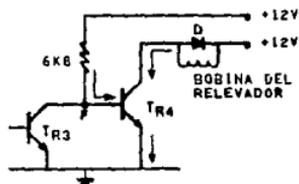


Fig. 6-12 Circuito de disparo de la alarma (las corrientes indicadas ocurren durante la operación normal) [4, fig. 8].

Al encender  $T_{r2}$ ,  $T_{r3}$  se satura y corta al transistor  $T_{r4}$ .  $T_{r4}$  al cortarse, activa a un relé normalmente abierto, y al cerrarse éste, se activa la señal de alarma (es normal en sistemas de alarmas tener energizados los relés en condiciones normales de operación, así la detección de cualquier intruso o falla en el suministro de energía activan la alarma). El diodo conectado en paralelo con la bobina del relé (fig. 6-12) sirve para proteger al transistor  $T_{r4}$  de los altos voltajes que se inducen en la bobina al conmutar  $T_{r4}$ , formándose así una trayectoria de descarga para la bobina a través del diodo.

## 6.5 Conceptos básicos de guías de onda [9]

A continuación se describirán brevemente algunos conceptos sobre guías de onda, que servirán para comprender mejor el análisis de la siguiente sección.

Una guía de onda es un dispositivo que se utiliza para transportar energía electromagnética de un punto a otro. Físicamente es un tubo metálico cuya sección transversal puede ser de muy variadas formas (usualmente rectangular o circular). Las guías de onda no permiten la propagación de ondas TEM (ondas electromagnéticas cuyos campos eléctrico y magnético son paralelos al plano de propagación de la onda), pero en cambio permiten la propagación de ondas TE y TM (ondas electromagnéticas en donde  $E_z=0$  y  $H_z=0$  respectivamente).

Las guías de onda de sección transversal rectangular tienen un ancho  $a$  y una altura  $b$ , donde generalmente  $a=2b$  (en guías de onda siempre se busca que la guía conduzca un solo modo de energía, y para guías de onda rectangular este modo es el  $TE_{10}$ , el cual se describirá más adelante).

Los campos  $E$  y  $H$  para modos TE en una guía de onda rectangular son los siguientes:

$$\begin{aligned}H_z &= H_0 e^{-j\beta z} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{\pi y}{b}\right) \\E_x &= jH_0 \left(\frac{\omega \mu \pi}{k_c^2 b}\right) e^{-j\beta z} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{\pi y}{b}\right) \\E_y &= -jH_0 \left(\frac{\omega \mu \pi}{k_c^2 a}\right) e^{-j\beta z} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{\pi y}{b}\right) \\H_x &= -\frac{E_y}{Z_{TE}} \quad \text{y} \quad H_y = \frac{E_x}{Z_{TE}}\end{aligned}$$

(6-17)

en donde la constante  $H_0$  es el valor RMS de la onda electromagnética;  $k_c = \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2$ ;  $Z_{TE}$  es la impedancia de onda para las ondas TE; representa el cociente del campo eléctrico transversal y el campo magnético transversal en cualquier punto de la guía de onda y se define como

$$Z_{TE} = \frac{\omega \mu}{\beta} ;$$

$\beta$  es la constante de fase o de propagación de la onda

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}, \quad (6-18)$$

en donde  $\lambda_c$  es la frecuencia de corte, y se calcula

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \quad (6-19)$$

A continuación se explicará brevemente el significado de la longitud de onda de corte ( $\lambda_c$ ) y de la frecuencia de corte ( $f_c$ ). Los parámetros  $m$  y  $n$  en las ecuaciones (6-17) pueden tomar valores enteros entre cero e infinito. Cada valor de  $m$  y  $n$  describe un modo de propagación de energía electromagnética en la guía de onda (un modo TE particular se designa por el símbolo  $TE_{mn}$ ). Para que estos modos puedan propagarse se requiere que  $\beta$  sea real, lo cual requiere que  $\omega^2 \mu \epsilon > (2\pi/\lambda_c)^2$ ; esta condición se puede reescribir como

$$\lambda < \lambda_c \quad \text{o} \quad f > f_c \quad (6-20)$$

en donde  $f_c$  es la frecuencia de corte, y está dada por

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c \sqrt{\mu_R \epsilon_R}} \quad (6-21)$$

y  $\mu_R$  y  $\epsilon_R$  son la permeabilidad relativa y permitividad relativa del dieléctrico dentro de la guía de onda respectivamente.

La desigualdad (6-15) indica que para un modo determinado, la propagación de la onda sólo ocurre cuando la frecuencia de la señal  $f$  es mayor que la frecuencia de corte. Los valores  $\lambda_c$  y  $f_c$  son dependientes de las dimensiones de la guía de onda así como del modo de propagación.

Para un modo de propagación en particular, la velocidad de fase ( $v_p$ ) y la longitud de onda en la guía ( $\lambda_g$ ) están relacionadas con la constante de propagación por medio de

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (6-22)$$

Usando (6-13) en (6-17) se obtiene

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R - (\lambda_0/\lambda_c)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \quad (6-23)$$

en donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda de la señal en el espacio libre,  $\lambda = \lambda_0 \sqrt{\mu_R \epsilon_R}$ .

El modo que se utiliza más comunmente en guías de onda rectangulares es el modo  $TE_{10}$  ( $m=1$  y  $n=0$ ), el cual también se llama modo dominante debido a que tiene la frecuencia de corte menor.

Sustituyendo  $m=1$  y  $n=0$  en las ecuaciones (6-17), se obtienen los campos eléctrico y magnético para el modo  $TE_{10}$

$$H_z = H_0 e^{-j\beta z} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)$$

$$E_y = -jH_0 \left[ \frac{\omega\mu\pi}{k_c a} \right] e^{-j\beta z} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (6-24)$$

$$H_x = -\frac{E_y}{Z_{10}}$$

donde  $Z_{10}$  es la impedancia de onda para el modo dominante  $TE_{10}$ .

El valor instantaneo de los campos para este modo se obtiene multiplicando las ecuaciones (6-24) por  $\sqrt{2}e^{-j\omega t}$ , tomando la parte real y luego, mediante una manipulación algebraica se obtiene

$$H_z = \sqrt{2}H_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cos(\omega t - \beta z)$$

$$E_y = \sqrt{2}E_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - \beta z) \quad (6-25)$$

$$H_x = -\sqrt{2}H_0 \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega t - \beta z)$$

en donde  $\lambda_c = 2a$ ,  $E_0 = H_0 Z_{01}$ , y  $\lambda_g$  se definió en la ecuación (6-23).

Se puede aplicar la teoría de líneas de transmisión para analizar guías de onda. Para ésto se necesita encontrar la constante de propagación ( $\beta$ ) o la longitud de onda en la guía ( $\lambda_g$ ), así como la impedancia característica ( $Z_0$ ) de la guía. Las ecuaciones (6-22) y (6-23) proporcionan las relaciones requeridas para  $\beta$  y  $\lambda_g$ .

En las líneas de transmisión la impedancia característica se define como  $V^*/I^*$ , donde  $V^*$  es el voltaje entre los conductores e  $I^*$  es la corriente de conducción, ambos en la dirección de propagación para la onda progresiva. En las líneas de transmisión,

para ondas TEM (si se toma en cuenta la conductividad finita de los conductores en una línea de transmisión, entonces existe una componente del campo eléctrico en la dirección  $z$ ; y por lo tanto, la onda transmitida ya no es una onda TEM, sino una TM; sin embargo, las pérdidas en las líneas de transmisión son muy pequeñas y en la práctica es una muy buena aproximación trabajar la onda TM como onda TEM),  $Z_0$  queda definida en forma única debido a que el valor  $V^* = -\int E \cdot dl$ , es independiente de la trayectoria de integración. Para el caso de guías de onda,  $V^*$  es una función de la trayectoria de integración y por lo tanto existen muchas definiciones para  $Z_0$ ; en el análisis del oscilador con diodo Gunn de la siguiente sección se usará la definición potencia-voltaje

$$Z_0 = \frac{V_0^2}{P}, \quad (6-26)$$

en donde  $V_0$  se definirá a continuación.

Para las guías de onda rectangulares en el modo  $TE_{10}$ , el campo eléctrico es máximo en  $x=a/2$  (lo que puede verse sustituyendo  $x=a/2$  en la ecuación (6-25)), y su valor eficaz es  $E_y = E_0 \lambda_c' / \lambda_g$ . Ahora, integrando directamente de  $y=0$  a  $y=b$  se obtiene el voltaje

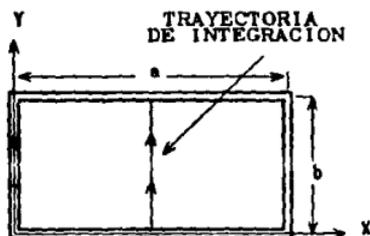


Fig. 6-13 trayectoria de integración para determinar  $V_0$  en guías de onda rectangulares [13, fig. 5-29].

a través de la línea central en la guía de onda (voltaje  $V_0$ ). La trayectoria de integración se ilustra en la figura (6-13):

$$V_0 = E_0 b \frac{\lambda_c}{\lambda_g} = H_0 Z_{10} b \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \quad (6-27)$$

Ahora bien, con la ayuda del teorema de Poynting se puede encontrar una expresión para el flujo de potencia en la dirección  $z$ . Con  $E_y$  y  $H_x$  en fase,

$$P = \int_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{S} = \int_0^a \int_0^b E_y H_x dy dx$$

$$P = H_0^2 Z_{10} \left[ \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right]^2 b \int_0^a \sin^2 \left[ \frac{\pi x}{a} \right] dx = \frac{1}{2} H_0^2 Z_{10} ab \left[ \frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right]^2 \quad (6-28)$$

y aplicando la ecuación (6-26) se obtiene que  $Z_0$  es

$$Z_0 = \frac{y_0^2}{P} = \frac{2b}{a} Z_{10} ; \quad (6-29)$$

ahora sustituyendo la ecuación (6-18) y  $\lambda = 2\pi c/\omega$  en (6-29) se llega a

$$Z_0 = \frac{2b}{a} \eta \frac{f}{\sqrt{f^2 - f_c^2}} \text{ ohms.} \quad (6-30)$$

en donde  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  es la impedancia característica para el espacio libre.

## 6.6 Análisis de un oscilador Gunn, en una cavidad en una guía de onda

Tsal y Rosenbaun [10] desarrollaron un circuito de parámetros concentrados equivalente, para el análisis de un diodo Gunn montado en el poste metálico cilíndrico de una cavidad, en una guía de onda rectangular (fig. 6-14).

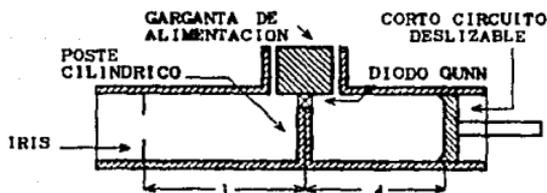


Fig. 6-14 Oscilador Gunn en una guía de onda rectangular [6, fig. 1].

Los diodos Gunn empleados tienen una concentración de impurezas de  $n_0 \approx 8 \times 10^{14}$  átomos/cm<sup>3</sup>, una capa activa con longitud  $L \approx 10 \mu\text{m}$ , y un empaquetado pildora con espigas de contacto ("pill-prong") estándar (fig. 6-15). Su frecuencia de operación se encuentra en la banda X (de 8 a 12.4 GHz), la cual se puede variar

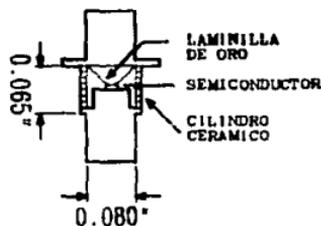


Fig. 6-15 Encapsulado pildora con espigas de contacto ("pill-prong") [21, fig. 1a].

moviendo la posición del corto circuito deslizable. Se pueden incorporar al circuito elementos de acoplamiento de impedancias como un iris, tornillos de sintonía, tornillos deslizables de sintonía y sintonizadores E-H; a continuación se dará una breve descripción de estos dispositivos:

**Corto circuito deslizable.**- Es un dispositivo que refleja toda la potencia incidente. La fase de la onda reflejada puede cambiarse moviendo la posición del corto circuito, lo cual se hace por medio de un tornillo micrométrico. El corto circuito actúa entonces como una carga reactiva variable.

**Iris.**- Es un obstáculo metálico, delgado y simétrico, colocado paralelamente a la sección transversal de una guía de onda. La figura 6-16 presenta varios tipos de iris y sus circuitos equivalentes. Las relaciones cuantitativas de estos iris pueden consultarse en [12].

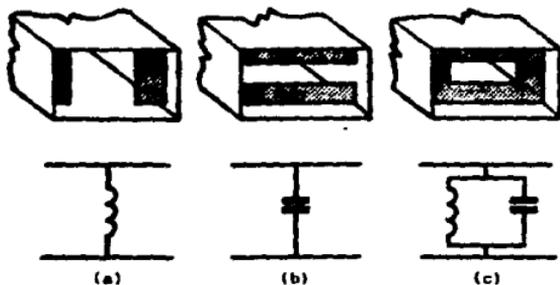


Fig. 6-16 Tipos de iris y sus circuitos equivalentes  
a) inductivo. b) capacitivo. c) resonante [13, fig. 88].

**Tornillo de sintonía [14].**- Es un tornillo que se inserta en una de las paredes anchas de la guía de onda; este tornillo equivale a una impedancia serie L-C conectada en paralelo con la línea. Para una inserción pequeña del tornillo, la capacitancia predomina. Cuando el tornillo se inserta aproximadamente a  $\lambda/4$ ,

donde  $\lambda$  es la longitud de onda, la susceptancia se vuelve infinita y entonces el tornillo actúa como un corto circuito. Para una inserción más grande del tornillo la inductancia predomina. La figura 6-17 ilustra un triple tornillo de sintonía; esta configuración de tornillos es muy común, debido a que con ella, es posible acoplar un rango mayor de impedancias del que permite un solo tornillo.

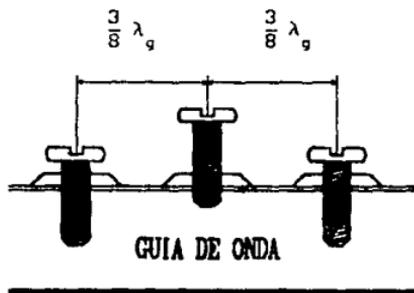


Fig. 6-17 Triple tornillo de sintonía [1, fig. 5.16b].

Tornillo deslizable de sintonía [1].- Este dispositivo está hecho a base de un tornillo, para el cual, se pueden ajustar tanto su penetración, como su posición a lo largo de la guía de onda por medio de una ranura; la longitud de la ranura debe ser al menos de  $1/2$  de la longitud de onda.

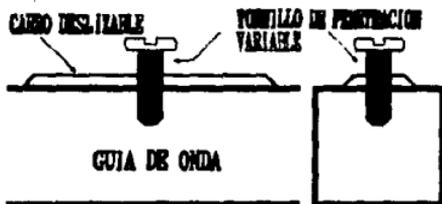


Fig. 6-18 Tornillo deslizable de sintonía; a) vista lateral; b) vista frontal; [1, fig. 5.16a].

Sintonizador E-H [9].- Es un dispositivo que combina una T híbrida con dos cortos circuitos deslizables; la figura 6-19 muestra un sintonizador E-H y su circuito equivalente aproximado. La longitud  $l_s$  controla el valor de las reactancias en los brazos de la T en el circuito equivalente; mientras que  $l_p$  controla la reactancia en el tronco de la T. Con el sintonizador E-H se puede acoplar prácticamente cualquier impedancia de carga, debido a que  $X_p$  y  $X_s$  se pueden ajustar independientemente uno del otro, y tomar cualquier valor positivo o negativo.

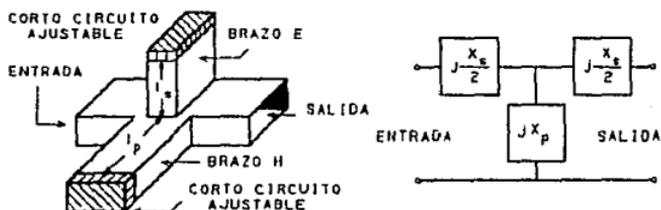


Fig. 6-19 Sintonizador E-H y su circuito equivalente [13, fig. 4-22].

Circuito equivalente de la cavidad y del encapsulado del diodo Gunn.- El diodo Gunn está físicamente localizado en la abertura comprendida entre el poste (éste abarca sólo parte de la altura de la cavidad) y el techo de la cavidad; este poste metálico se puede representar por una malla en T, cuyos elementos en el tronco de la T, son un capacitor  $C_p$  y un inductor  $L_p$  en serie. El capacitor se asocia con la energía eléctrica almacenada en la separación comprendida entre el poste y la pared de la guía de onda; el inductor se asocia con la energía almacenada en los campos magnéticos de los modos no propagables que rodean al poste.

Los capacitores  $C_p$  en los brazos de la malla T, se relacionan con los corrimientos de fase causados por el diámetro finito del poste.

El encapsulado del semiconductor, se modela con la inductancia

$L_1$  de las terminales, en paralelo con la capacitancia  $C_1$  del encapsulado. El circuito equivalente se muestra en la figura 6-20.

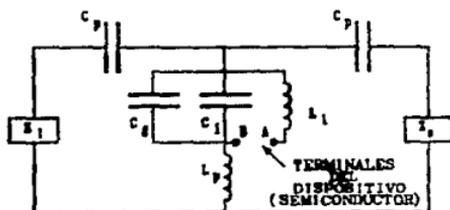


Fig. 6-20 Circuito equivalente de la cavidad y del encapsulado vacío del diodo Gunn (entre las terminales a y b se coloca el diodo) [8, fig. 2].

La reactancia proporcionada por el corto circuito deslizante es

$$Z_s = j Z_0 \tan(\beta d) \quad (6-31)$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica de la guía de onda (definida en la sección anterior),  $d$  es la distancia entre el plano del poste y el plano efectivo del corto circuito.

La impedancia  $Z_1$  es la impedancia de carga transformada al plano del poste utilizando la fórmula de transformación de impedancia

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ \tan(\beta l)} \quad (6-32)$$

donde  $Z$  es la impedancia de carga sin transformar (impedancia referida al plano localizado a una distancia  $l$  del plano del poste, como se ve en la figura (6-14)).

La garganta de alimentación de D.C. proporciona un corto circuito perfecto de RF sobre la banda de frecuencia de interés.

## 6.7 Medición de los elementos del circuito [10]

Se hacen dos mediciones de la frecuencia de resonancia de la cavidad utilizando encapsulados vacíos, una de ellas es con las terminales del encapsulado cortocircuitadas a través de el mismo (circuito SP), y otra es sin la presencia de las terminales (circuito OP). El corto circuito deslizante se cambia por una carga acoplada ("matched load"). Una carga acoplada es un dispositivo que absorbe toda la potencia incidente, y equivale a terminar la guía de onda con su impedancia característica. Se considera insignificante la reactancia que produce la capacitancia  $C_p$  ( $1/\omega C_p$ ); ésto es una buena aproximación cuando el diámetro del poste es pequeño.



Fig. 6-21 Ejemplos de cargas acopladas [1, fig. 6.1].

Para el circuito OP (terminales a y b abiertas) la frecuencia de resonancia ocurre en:

$$1/j\omega(C_g + C_1) + j\omega L_p = 0$$

$$\omega^2 L_p = 1/(C_g + C_1)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_p(C_g + C_1)}}$$

$$f_{OP} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C}} \quad (6-33)$$

en donde  $C = C_1 + C_g$

La frecuencia de resonancia  $f_{OP}$  (así como  $f_{SP1}$  y  $f_{SP2}$ , las cuales se obtendrán más adelante) no depende de las impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$ . Como  $Z_2$  se cambió por una carga acoplada y  $Z_1$  también es una carga acoplada; entonces, ambas son iguales a la impedancia característica  $Z_0$  de la cavidad, y ésta, es prácticamente real cuando las pérdidas son muy pequeñas; por lo tanto  $Z_2$  y  $Z_1$  son cargas resistivas y no afectan a la frecuencia de resonancia.

$f_{OP}$  está cerca de los 12 GHz y el diámetro del poste casi no la afecta, ya que un incremento en  $C_g$  producido por un aumento en el diámetro del poste se compensa con un decremento en  $L_p$ .

Para el circuito SP (terminales a y b en corto) se obtienen dos frecuencias de resonancia, la primera es

$$j\omega(C_g + C_1) + 1/j\omega L_1 = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_g + C_1)}}$$

$$f_{SP1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (6-34)$$

en donde  $C = C_1 + C_g$ .

A la frecuencia de resonancia  $f_{SP1}$ , el circuito paralelo formado por  $C_g$ ,  $C_1$  y  $L_1$  es un circuito abierto; por lo tanto, la frecuencia de resonancia  $f_{SP1}$  no depende del valor de  $L_p$ . La frecuencia  $f_{SP1}$  está en la banda X (de 8 a 12.4 GHz) y tiene un efecto grande en la sintonización del oscilador.

La segunda frecuencia de resonancia es

$$\frac{L_1 / (C_g + C_1)}{1/j\omega(C_g + C_1) + j\omega L_1} + j\omega L_p = 0$$

$$\frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2(C_9 + C_1)L_1} + j\omega L_p = 0$$

$$L_1 + L_p - \omega^2(C_9 + C_1)L_1L_p = 0$$

$$\omega = \frac{\sqrt{L_1 + L_p}}{\sqrt{(C_9 + C_1)L_1L_p}}$$

$$f_{SP2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C \left[ \frac{L_1}{L_p + L_1} \right]}} = f_{OP} \left[ 1 + \frac{L_p}{L_1} \right]^{1/2} \quad (6-35)$$

en donde  $C = C_1 + C_9$ .

La frecuencia de resonancia  $f_{SP2}$  está en la banda Ku (de 12.4a 18 GHz). Para calcular  $L_1$ ,  $L_p$  y  $C$  se requieren 3 ecuaciones independientes, pero como (6-34) y (6-35) se relacionan por medio de

$$f_{SP2} = \left[ f_{OP}^2 + f_{SP1}^2 \right]^{1/2}; \quad (6-36)$$

entonces, uno de los parámetros se debe de obtener por otros medios.

La inductancia de las terminales del encapsulado ( $L_1$ ) se puede estimar suponiendo que ésta es equivalente a la inductancia de dos alambres paralelos redondos (Tsai y Rosenbaum [10] utilizaron fórmulas de [15]); una vez obtenido  $L_1$  se obtienen  $C$  y  $L_p$  utilizando las ecuaciones (6-34) y (6-35). El valor del capacitor  $C_p$  fué encontrado por Tsai y Rosenbaum utilizando información de Marcuwitz [12].

Una vez que se ha conseguido determinar el valor de todos los elementos del circuito equivalente, éste se usará para

caracterizar al dispositivo oscilante (diodo Gunn sin encapsulado). El dispositivo oscilante se modela como una susceptancia capacitiva  $B_d$  en paralelo con una conductancia negativa  $-G_d$  (fig. 6-22).

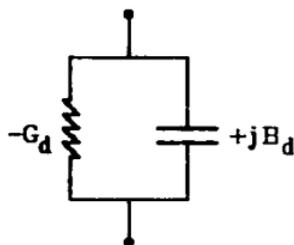


Fig. 6-22 Circuito equivalente del diodo Gunn (sin encapsulado).

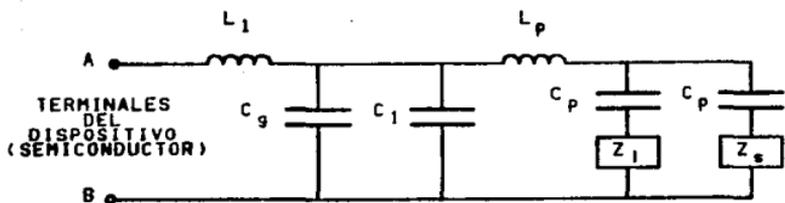


Fig. 6-23 Circuito equivalente visto por el dispositivo oscilante (redibujando la figura 6-20) [6, fig. 10].

La condición para una oscilación estable requiere que la admitancia de carga que "vé" el dispositivo (fig. 6-23), sea la negativa de la admitancia del dispositivo, ésto es

$$Y_d(\omega) = G_d(\omega) + jB_d(\omega)$$

$$Y_l(\omega) = G_l(\omega) + jB_l(\omega)$$

y

$$Y_d(\omega) = -Y_l(\omega), \quad (6-37)$$

en donde

$Y_d$  admitancia del dispositivo (semiconductor sin encapsulado)

$Y_l$  admitancia de la carga

$G_d$  conductancia del dispositivo

$G_l$  conductancia de la carga

$B_d$  susceptancia del dispositivo

$B_l$  susceptancia de la carga.

Ya que se conocen todos los elementos del circuito equivalente, midiendo experimentalmente la frecuencia de oscilación ( $\omega$ ) y la posición del corto circuito deslizable ( $d$ ), se puede calcular la admitancia de carga y a partir de ésta la del dispositivo oscilante (siempre que se haya logrado una oscilación estable).

El circuito resultante se muestra en la figura 6-24; la admitancia de carga (admitancia de la cavidad y del empaquetado vacío del diodo Gunn) se puede modelar como una susceptancia negativa  $-B_l$  (ésto se debe a que la susceptancia de la carga es predominantemente inductiva) en paralelo con una conductancia  $G_l$ . Este circuito al conectarse al diodo (susceptancia positiva  $B_d$  en paralelo con una conductancia negativa  $-G_d$ ), forman un oscilador con una frecuencia  $\omega$ , donde  $\omega$  cumple con la ecuación (6-37).

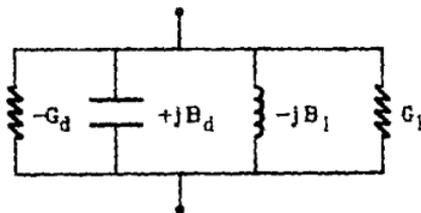


Fig. 6-24 Circuito final del oscilador con diodo Gunn.

La conductancia negativa actúa como un amplificador, el cual proporciona una cantidad de energía igual a la que se disipa. Si la conductancia total en el circuito es positiva, las oscilaciones desaparecen; y si la conductancia total es negativa, la amplitud de las oscilaciones se incrementa.

## 6.8 Circuitos mezcladores para microondas basados en diodo

### Schootky

Los diodos de barrera Schootky ("Schootky barrier") son dispositivos que tienen una gran aplicación en el área de las microondas, debido a su alta velocidad de conmutación. Los diodos Schootky están formados a base de una unión metal-semiconductor; la cual, tiene muchas ventajas sobre la unión PN. La ventaja más importante es que cuando el diodo se polariza en directa, el flujo de corriente está formado principalmente por portadores mayoritarios de carga (electrones), mientras que el efecto de los portadores minoritarios (hoyos) prácticamente se elimina; esto produce una disminución considerable en la capacitancia de la unión, lo que permite el uso de frecuencias de operación mucho mayores (pueden llegar a 1 THz) que las que son posibles utilizar con mezcladores de unión PN. A continuación se mostrará algunos circuitos mezcladores que incorporan diodos Schootky.

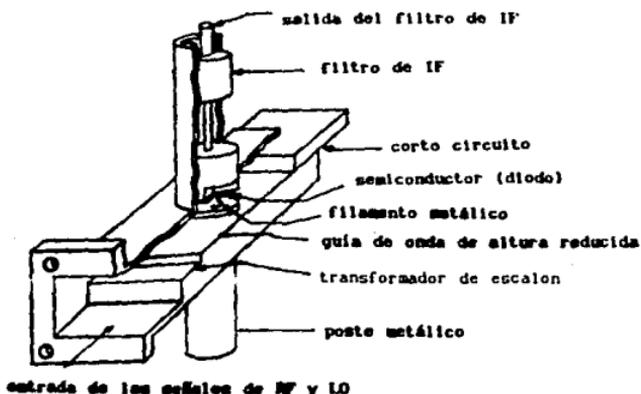


Fig. 8-25 Corte de un mezclador en una guía de onda (se removió parte del filtro IF y del diodo para mostrar el filamento metálico) [18, fig. 8.3].

La figura 6-25 muestra un mezclador en una guía de onda [16]; este circuito está formado principalmente por una guía de onda reducida (la altura de la guía es aproximadamente la cuarta parte de la altura de una guía estandar, mientras que el ancho de la guía es prácticamente igual al de una guía estandar), un filtro de IF montado en una línea de transmisión coaxial (éste es un puerto de salida que bloquea las frecuencias de RF y también actúa como un acoplador para la línea coaxial), un corto circuito ajustable (éste se coloca en la parte de atrás de la guía y sirve para acoplar la guía de onda de entrada con el resto del circuito), un diodo mezclador sin encapsulado (diodo Schottky) y un poste metálico.

En la fig. 6-26 se ve con detalle el montaje del diodo mezclador; el diodo se fija al final del filtro de IF, el cual se asoma ligeramente dentro de la guía de onda. El diodo hace contacto con un filamento metálico muy delgado que se encuentra montado sobre el poste metálico (que también está introducido ligeramente dentro de la guía). Al filamento se le da una forma curva para que absorba los esfuerzos mecánicos de compresión que se generan en el contacto con el diodo.

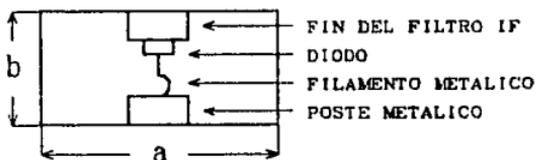


Fig. 6-26 Geometría del montaje del diodo mezclador en la guía de onda [18, fig. 6.4].

Un punto muy importante en el diseño de un circuito mezclador de este tipo, es el de acoplar las señales de entrada (de radiofrecuencia RF y la del oscilador local LO), así como la de salida (señal de IF); para ésto se requiere calcular los valores

de los elementos del circuito equivalente de la fig. 6-27.

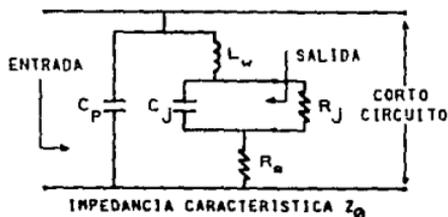


Fig. 6.27 Circuito equivalente del diodo y de la estructura de montaje en la guía de onda (18, fig. 6.5).

En este circuito equivalente,  $Z_0$  es la impedancia característica de la guía de onda de acuerdo a la definición potencia-voltaje (ecuación 6-26).  $C_p$  es la capacitancia entre el poste metálico y el filtro IF); la cual, para pequeñas inserciones dentro de la guía se puede aproximar a 1.5 veces la capacitancia de dos placas circulares paralelas [16] (los placas son las caras transversales al final de los postes), y es

$$C_p = \frac{1.5 \epsilon_0 A}{h}; \quad (6-38)$$

donde  $A$  es el área de las caras transversales de los postes,  $\epsilon_0$  la permitividad del vacío, y  $h$  la separación entre los postes.

La inductancia del filamento metálico ( $L_w$ ) [16] es

$$L_w = 2 \times 10^{-9} l \ln \left( \frac{2a}{\pi r} \right); \quad (6-39)$$

donde  $l$  es la longitud del filamento metálico expresada en centímetros,  $a$  es el ancho de la guía de onda, y  $r$  es el radio del filamento (la fórmula 6-39 proporciona el valor de la inductancia para un alambre metálico recto a través de una guía de onda, pero como el filamento no siempre es recto, entonces el resultado de

(6-39) se debe incrementar desde un 20% hasta un 40% dependiendo de la longitud y forma de la curva).

La capacitancia de la unión metal-semiconductor ( $C_j$ ) [17] depende del voltaje de polarización y se puede obtener por medio de

$$C_j = \frac{C_{j0}}{1 + \left(\frac{V}{\phi}\right)^\gamma}; \quad (6-40)$$

donde  $C_{j0}$  es la capacitancia de la unión a un voltaje cero de polarización;  $V$  es el voltaje de polarización en directa;  $\phi$  es el voltaje de la barrera; y  $\gamma$  es el exponente de la relación C-V.

La resistencia serie  $R_s$  [17] es la suma de la resistencia de la capa exterior del semiconductor  $R_{sc}$  ("epilayer") y de la resistencia del sustrato  $R_{ss}$ . La resistencia  $R_s$ , cuando el diodo Schottky está polarizado en directa se calcula con

$$R_s = R_{s0} + \frac{c\rho}{C_{j0}} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{V}{\phi} \right)^\gamma \right]. \quad (6-41)$$

donde  $R_{s0}$  es la resistencia serie con voltaje cero de polarización;  $c$  es la permitividad del semiconductor;  $\rho$  es la resistividad promedio de la capa exterior del semiconductor. El valor de la resistencia  $R_s$  varía con el voltaje de polarización.

La resistencia de la unión ( $R_j$ ) [17] también varía de acuerdo a las condiciones de operación, y su valor se obtiene en las tablas proporcionadas por los fabricantes, en las que se especifica el valor de  $R_j$  para cada voltaje de polarización específico.

A continuación se describirán brevemente algunos otros tipos de circuitos mezcladores. La figura 6-28 muestra uno de los primeros circuitos mezcladores que se utilizaron en microondas [18], en el

cual, el diodo ("cristal diode") está instalado dentro de una cavidad de un cuarto de onda con conectores para cable coaxial (este diodo es una versión rudimentaria de los diodos mezcladores que se utilizan en la actualidad). La sintonización del circuito se logra por medio de la capacitancia que se produce con la placa metálica ajustable y el poste conductor central de la cavidad. La señal de radio frecuencia y la señal del oscilador local se acoplan a la cavidad por medio de una sonda de acoplamiento ("probe"). La salida se filtra por medio de un capacitor de derivación, este capacitor manda a tierra la señal de RF y del oscilador local, y deja pasar únicamente la señal de IF.

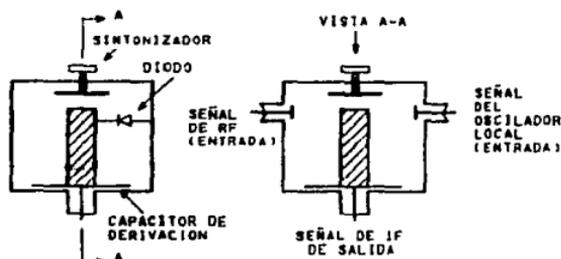


Fig. 6-28 uno de los primeros mezcladores para microondas [20, fig. 253].

La figura 6-29 muestra un mezclador para uso en frecuencias de alrededor de 10 GHz [18]. En este circuito, el diodo se monta perpendicular al eje longitudinal de la guía de onda; el cátodo del diodo se aterriza, mientras que el ánodo se conecta al conductor central de un cable coaxial, el cual incorpora un filtro de RF. Un corto circuito deslizable colocado atrás del diodo y un par de tornillos de sintonía se utilizan para hacer resonar la cavidad. La señal del oscilador local se acopla por medio de una sonda de acoplamiento a la guía de onda.

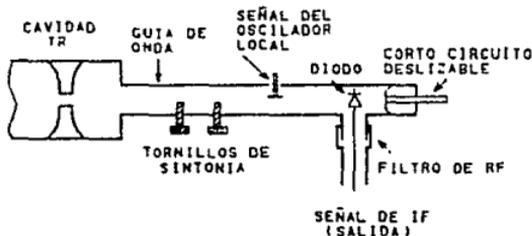


Fig. 6-29 Mezclador en una guía de onda rectangular para una frecuencia de 10 GHz [20, fig. 255].

La figura 6-30 muestra un mezclador balanceado que está construido a partir de dos diodos mezcladores y de una T híbrida [18]. Como no hay acoplamiento mutuo entre el brazo H y el brazo E, toda la potencia de las señales de RF y del oscilador local que se alimentan por el brazo E y el H respectivamente, se acopla a los brazos laterales donde se localizan los diodos mezcladores y los cables coaxiales por donde se extrae la señal de IF (la señal de IF va en la corriente del diodo al balún de banda angosta).

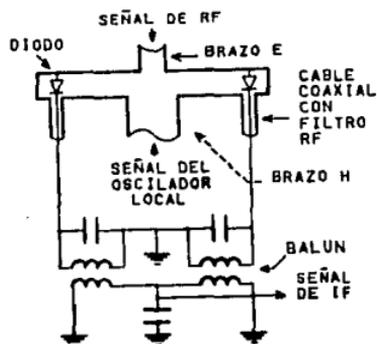


Fig. 6-30 Mezclador balanceado usando una T híbrida y dos diodos mezcladores (por conveniencia los cuatro brazos de la T híbrida se dibujan en el mismo plano) [20, fig. 256].

## 6.9 Ejemplos de sistemas de detección de microondas comerciales

### - Modelo MSM10200 de Alpha Industries, Inc. [19]

Este sistema incorpora un diodo Gunn montado en una cavidad-guía de onda como transmisor y un diodo mezclador como receptor (similar a la del radar Mullard CL8960). Tiene una buena inmunidad al ruido eléctrico (incorpora dos filtros supresores de banda, para eliminar las componentes de frecuencia de 60 y 120 Hz), y también es inmune a los contaminantes ambientales como polvo, grasa, etc.

### Especificaciones eléctricas

Voltaje de entrada:	de +10 a +26 volts.
Corriente de operación:	15 mA máximo; 10 mA típico.
Frecuencia de operación:	10.525 GHz +/- 25 MHz.
Ancho de banda:	de 1 a 160 Hz.
Sensibilidad:	Depende de la densidad, tamaño y distancia del objeto a detectar.
Tiempo de calentamiento:	Aproximadamente 15 segundos después de la aplicación de energía.

### Especificaciones mecánicas

Intervalo de temperatura de operación:	De -45°C a +85°C.
Peso:	1 lb.
Dimensiones:	17.25 x 7.6 x 6.1 cm.
Humedad:	de 0 a 95% relativa.

### - Sistema Microondas-Ultrasonoro modelo RA-3 de Bourns [20]

Este sistema combina características de los sistemas de UHF (Ultra Alta Frecuencia) y ultrasonoros. Tiene un alcance máximo de 1.83 a 12 metros para el ultrasonoro, dependiendo de la acústica y de la humedad del ambiente; y de 1.83 a 12 metros para el de microondas, dependiendo del mobiliario y del tipo de construcción del área. Maneja cuatro frecuencias de trabajo en canales diferentes, para protección de áreas adyacentes mediante unidades múltiples. Además, incluye las terminales necesarias, para el

acoplamiento de un sensor ultrasónico remoto.

- Detector de movimiento por microondas modelo G-7B de Johnson Service Co. [20]

Es un dispositivo de alarma que emplea un sistema de microondas en estado sólido, y que ha sido diseñado para su utilización en coberturas exteriores. Tiene un alcance (regulable) con antena de corto alcance de 24 x 28 metros, con antena de alcance intermedio de 30 x 12 metros, y con antena de largo alcance de 45 x 9 metros. Es capaz de detectar objetos con velocidades de 30 cm/seg a 6.7 m/seg. Opera a una frecuencia de 2.45 GHz (banda S).

- Modelo Micro-X especial de Alarmtronic Engineering [20]

Este sistema ha sido diseñado para la protección de espacios, que necesiten un alto nivel de seguridad. Presenta una estabilidad muy elevada, y no se afecta por interferencia de RF, fluctuaciones de la línea, pájaros o insectos, etc. Tiene un alcance máximo de 30 por 25 metros. Opera a una frecuencia de 10 GHz (banda X).

- Detectron Security Systems, modelo 307 [20]

Este sistema de detección tiene un patrón de radiación omnidireccional (en el plano horizontal), con un alcance de hasta 12 metros de diámetro, dependiendo del entorno. Opera a una frecuencia de 915 Mhz.

- Sistema de microondas Systrom-Donner, modelo MSA-1MA [20]

Tiene un alcance regulable con radios de cero a 11 metros. Opera a una frecuencia de 915 Mhz.

Otros sistemas semejantes son el modelo 7130-205 de American District Telegraph Co. y el modelo G-1 de Johnson Service Co.

## 6.10 Otras aplicaciones

**Control de señales de tránsito.**- En la Gran Bretaña es común el uso de señales de tránsito temporales (generalmente usadas en la reparación de alguna carretera o camino), que utilizan el sensor de efecto Doppler. Estos dispositivos detectan movimientos de objetos, y con una circuitería de procesamiento adecuada, puede discriminar entre peatones, árboles moviéndose por acción del viento, o vehículos motorizados que se aproximan o retiran.

Estos dispositivos se colocan en lo alto de postes indicadores o semáforos, y se orientan hacia el punto de aproximación del tránsito de vehículos. Los sensores de efecto Doppler tienen la ventaja de ser portátiles y de no ser propensos a daños debido al tránsito pesado o trabajos de reparación en carreteras, algo común en los detectores inductivos de aro ("loop"), los cuales se fijan en la superficie del camino para detectar la presencia de vehículos motorizados.

**Velocímetro Doppler.**- Los laboratorios de Investigación de la Phillips han diseñado y construido un velocímetro (proporciona la velocidad y distancia recorrida), que puede ser instalado en cualquier tipo de vehículo sin modificación alguna.

El sensor de velocidad Doppler viene equipado con un gabinete a prueba de agua, y se coloca en la parte inferior del vehículo, orientado de tal manera, que radie en un ángulo y con respecto al camino (figura 6-31a).

La unidad transmite una señal de frecuencia constante en la banda de microondas, la cual se refleja por el camino (figura 6-31b), y recibe en la unidad; una vez recibida, se mezcla con una muestra de la señal transmitida. Cualquier movimiento relativo entre el vehículo y el camino, produce un corrimiento de frecuencia Doppler en la señal recibida, y por lo tanto una frecuencia de batido a la salida del mezclador.

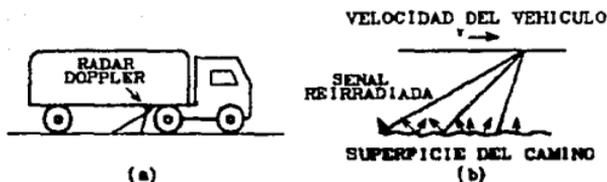


Fig. 6-31 Velocímetro Doppler: (a) sensor de velocidad montado en el vehículo; (b) reirradiación del camino [12, fig. 8].

La frecuencia Doppler  $f_d$  y la velocidad  $v$  del vehículo, tienen una relación lineal que es

$$f_d = \frac{2f_t v \cos\gamma}{c} \quad (6-42)$$

donde  $f_t$  es la frecuencia transmitida y  $c$  la velocidad de la luz.

Se puede utilizar un circuito PLL (malla enclavada por fase) para transformar la frecuencia Doppler, a una señal lineal analógica de corriente continua; la cual, adecuándola, puede usarse para proporcionar un despliegue digital, o manejar un indicador analógico.

### Referencias

- [1] R.E. Collin, Foundations for Microwave Engineering, McGraw-Hill, 1966.
- [2] M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill, 1980.
- [3] S. Haykin, Sistemas de Comunicación, Editorial Interamericana, segunda edición, 1965, pag. 533-536.
- [4] J. L. Eaves y E. K. Reedy, Principles of Modern Radar, Van Nostrand Reinhold, 1987.
- [5] K. Holford, "Microwave intruder detector-1", Wireless World, febrero 1980, pag. 34-38.
- [6] K. Holford, "Microwave intruder detector-2", Wireless World, marzo 1980, pag. 79-84.
- [7] M. W. Hoshing, "Microwave Intruder Alarm-2", Wireless World, agosto 1977, pag. 37-40.
- [8] T. Nygren, A. Sjölund, "Sensitivity of Doppler Radar with Self-Detecting Diode Oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., mayo 1974, pag. 494-498.
- [9] P. A. Rizzi, Microwave Engineering, Prentice Hall, 1988.
- [10] W. C. Tsai, F. J. Rosenbaum y L. A. MacKenzie, "Circuit analysis of waveguide-cavity Gunn-effect oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., noviembre 1970, pag 808-817.
- [11] J. M. Roe y F. J. Rosenbaum, "Characterization of packaged microwave diodes in reduced-height waveguide", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., septiembre 1970, pag 638-642.
- [12] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, M.I.T. Rad. Lab. Ser., vol 10. Lexington, Mass.: Boston Technical Publishers, 1964, pag. 255-273.
- [13] A. W. Cross, Experimental Microwaves, Marconi Instruments, 1977.
- [14] F. E. Gardiol, Introduction to Microwave, Artech House, 1984.

- [15] C. D. Hodgman, R. C. Weast y S. M. Selby, Handbook of Chemistry and Physics, 42a edición. Cleveland, Ohio: The Chemical Rubber Publishing, 1960, pag 3257-3267.
- [16] S. A. Mass, Microwave Mixers, Artech House, 1986.
- [17] T. S. Laverghetta, Solid-State Microwave Devices, Artech House, 1987.
- [18] The Radiophysics Laboratory Council for Scientific and Industrial Research, Australia, A Textbook of Radar, Chapman & Hall. 1948.
- [19] Alphasensor, Microwave Motion Sensor Type MSM10200, Especificaciones Técnicas, 1989.
- [20] H. Swearer, Alarma y Protección, Paraninfo, 1979.
- [21] K. Holford, "If it moves, microwave will detect it", Electronics & Power, mayo 1981, pag 393-396.

## ANEXO AL CAPITULO 6.

### Filtro Acoplado ("Matched Filter")

Uno de los principales problemas en sistemas de radar es el ruido que se suma a la señal de eco, la cual al procesarse puede producir falsas alarmas e incluso no indicar la presencia de objetos reales. Ante este problema surge la siguiente pregunta, ¿cómo debe ser la respuesta en frecuencia del filtro en el receptor, tal que en cierto instante de tiempo  $T_x$  la relación señal a ruido es máxima?. La solución a este problema lo constituye el filtro acoplado. Su diseño puede entenderse como sigue:

Sea  $s(t)$  el pulso transmitido por un radar, su función de densidad espectral está dada por

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt, \quad (C-1)$$

y usando la transformada inversa de Fourier se tiene también

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{+j2\pi ft} df. \quad (C-2)$$

Ahora, la función de transferencia  $H(f)$  del filtro acoplado al pulso  $s(t)$ , es igual al conjugado de la función de densidad espectral del pulso  $s(t)$ ,

$$H(f) = S^*(f). \quad (C-3)$$

La respuesta del filtro a este pulso es máxima en  $t=0$ , y tiene

la mejor relación señal a ruido en presencia de ruido blanco aditivo.

La respuesta impulso del filtro es

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{+j2\pi f t} df; \quad (C-4)$$

como  $s(t)$  es real,  $S^*(f) = S(-f)$ , entonces

$$h(t) = s(-t). \quad (C-5)$$

Se puede ver en este resultado, que la función de transferencia de la ecuación (C-3), no es físicamente realizable si  $s(t) \neq 0$  para  $t > 0$ .

Se puede obtener una aproximación práctica de este filtro, introduciendo un retardo  $T_d$  (donde  $T_d$  es mayor o igual que la duración del pulso  $T$ ), de tal manera que la respuesta impulso del filtro sea

$$h(t) = s(T_d - t). \quad (C-6)$$

Si la señal de entrada es  $A \cos(\omega_0 t)$ , la cual está modulada por un pulso rectangular de duración  $T$  segundos

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t) \quad 0 < t < T, \quad (C-7)$$

la respuesta impulso del filtro acoplado a la señal  $s(t)$  es

$$h(t) = A \cos(\omega_0 (T_d - t)) \quad -T + T_d < t < T_d, \quad (C-8)$$

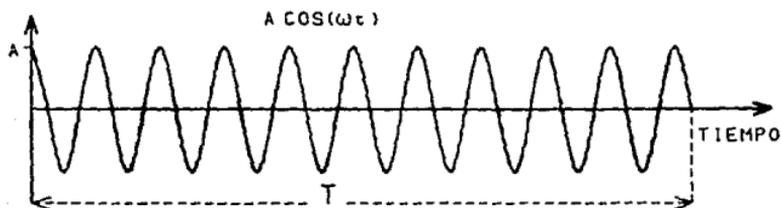


Fig. C-1 Pulso de entrada al filtro  
 $A \cos(\omega_0 t)$ ,  $0 < t < T$ .

ahora, si hacemos  $T_d = T$ , ésto es, el atraso igual a la duración del pulso, la respuesta impulso es

$$h(t) = A \cos(\omega_0(T-t)) \quad 0 < t < T, \quad (C-9)$$

y su función de densidad espectral  $H(f)$ , se obtiene por medio de la transformada de Fourier.

$$H(f) = A \int_0^T \cos(\omega_0(T-t)) e^{-j2\pi ft} dt, \quad (C-10)$$

resolviendo (C-10) queda

$$H(f) = \frac{AT}{2} \left[ \frac{\text{sen}((\omega + \omega_0)T/2)}{(\omega + \omega_0)T/2} e^{-j(\omega - \omega_0)T/2} + \frac{\text{sen}((\omega - \omega_0)T/2)}{(\omega - \omega_0)T/2} e^{-j(\omega - \omega_0)T/2} \right] \quad (C-11)$$

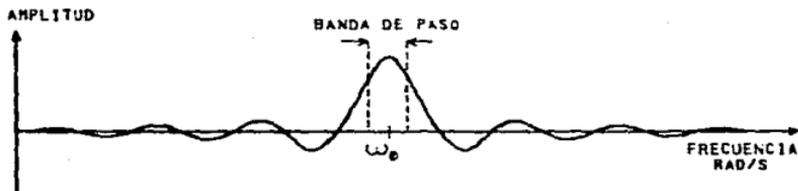


Fig. C-2 Respuesta en frecuencia del filtro acoplado al pulso  $A \cos(\omega_0(T-t))$ .

Como se ve en la ecuación (C-11) y en la figura C-2, se puede ver que el filtro acoplado al pulso  $s(t)$  es paso banda.

La respuesta del filtro a la señal pulso  $s(t)$  es

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (C-12)$$

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) s(T-t+\tau) d\tau ; \quad (C-13)$$

la respuesta máxima del filtro ocurre entonces en  $t = T$ .

La respuesta del filtro al pulso  $A \cos(\omega_0 t)$   $0 > t > T$ , a partir de la integral de convolución (C-13), es

$$v(t) = A^2 \int_{t_2}^{t_1} \cos(\omega_0 \tau) \cos(\omega_0(T-t+\tau)) d\tau \quad (C-14)$$

$$v(t) = \frac{A^2}{2} \int_{t_2}^{t_1} \left[ \cos(\omega_0(2\tau+T-t)) + \cos(\omega_0(-T+t)) \right] d\tau, \quad (C-15)$$

donde los límites de integración  $t_1$  y  $t_2$  se determinan por el traslape de los intervalos de duración de las funciones  $s(\tau)$  y  $s(T-t+\tau)$ ; los intervalos en los que estas funciones no son cero, son

$$\begin{aligned} s(\tau) & \quad 0 < \tau < T \\ s(T-t+\tau) & \quad 0 < T-t+\tau < T \quad \text{ó} \quad -T+t < \tau < t \end{aligned}$$

entonces los límites de la integral son

$$\begin{aligned} 0 < t < T & \quad t_1 = 0 & \quad t_2 = t \\ T < t < 2T & \quad t_1 = t-T & \quad t_2 = T; \end{aligned}$$

al integrar (C-15), queda

$$v(t) = \frac{A^2}{2} \left[ \cos(\omega_0(-T+t)) \tau + \frac{1}{2\omega_0} \operatorname{sen}(\omega_0(2\tau+T-t)) \right] \Bigg|_{t_1}^{t_2} \quad (C-16)$$

evaluando (C-16) en  $t_1$  y en  $t_2$ , se obtiene:

para  $0 < t < T$ ,

$$v(t) = \frac{A^2}{2} \left[ \cos(\omega_0(-T+t)) t + \frac{1}{2\omega_0} \operatorname{sen}(\omega_0(t+T)) \right] \quad (C-17)$$

y para  $T < t < 2T$ ,

$$v(t) = \frac{A^2}{2} \left[ \cos(\omega_0(-T+t)) (-t+2T) + \frac{1}{2\omega_0} \operatorname{sen}(\omega_0(-t+3T)) - \frac{1}{2\omega_0} \operatorname{sen}(\omega_0(t-T)) \right]. \quad (C-18)$$

Los términos con senos en las ecuaciones (C-17) y (C-18), son extremadamente pequeños a las frecuencias normales de operación, por lo que se pueden ignorar.

La respuesta del filtro es pues:

$$v(t) = \frac{A^2 t}{2} \left[ \cos(\omega_0(-T+t)) \right] \quad \text{para } 0 < t < T, \text{ y}$$

$$v(t) = \frac{A^2(-t+2T)}{2} \left[ \cos(\omega_0(-T+t)) \right] \quad \text{para } T < t < 2T.$$

En el tiempo de muestreo  $v(T_d) = v(T) = A^2 T/2$ .

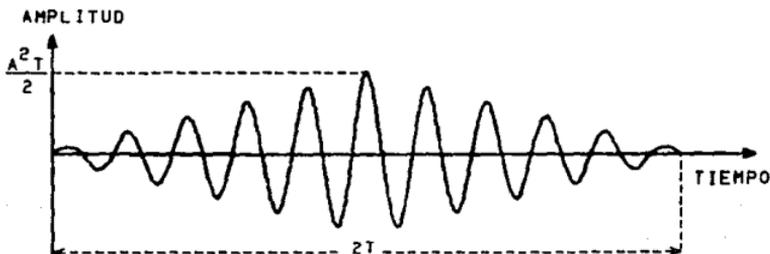


Fig. C-3 Señal de salida del filtro acoplado al pulso  $A \cos(\omega_0(T-t))$ .

### Bibliografía

- [1] K. F. Sanders, *Microwave Components and Systems*, Electronic Systems Engineering Series, Addison-Wesley Publishing, 1987.

## CAPITULO 7. SENSORES ULTRASONICOS

### Nomenclatura.

- A = Amplitud de movimiento vibratorio, área de sección transversal.
- f = Frecuencia.
- v = Velocidad instantánea de átomos en un medio.
- P = Esfuerzo (tensión o compresión).
- u = Desplazamiento de onda acústica.
- S = Deformación de un medio al incidir en él una onda acústica.
- $E_v$  = Módulo de elasticidad volumétrica.
- $\rho_{mo}$  = Densidad de masa en estado estacionario.
- $\omega$  = Velocidad angular ( $2\pi f$ ).
- t = Tiempo.
- $\beta_a$  = Constante de propagación acústica.
- c = Velocidad del sonido en el medio.
- $E_Y$  = Módulo de Young.
- $\mu_P$  = Coeficiente de Poisson.
- $W_c$  = Energía elástica por unidad de área.
- $W_v$  = Energía cinética por unidad de volumen.
- $W_a$  = Energía total por unidad de volumen para una onda acústica.
- $P_a$  = Flujo de potencia compleja por área.
- Z = Impedancia acústica específica.
- $Z_o$  = Impedancia acústica característica.
- I = Intensidad de radiación.
- $I_o$  = Intensidad de onda incidente.
- $I_{r,t}$  = Intensidad de onda reflejada y transmitida.
- $a_i$  = Coeficiente de atenuación de intensidad de onda acústica.
- $C_r$  = Coeficiente de reflexión de onda acústica.
- $C_t$  = Coeficiente de transmisión de onda acústica.
- $\beta$  = Constante de deformación magnetostrictiva.

- A = Constante de esfuerzo magnetostrictivo.
- Q = Factor de calidad.
- $\lambda$  = Longitud de onda.
- $\mu$  = Permeabilidad relativa del medio.
- $\mu_0$  = Permeabilidad del espacio libre.
- $e_p$  = Constante de esfuerzo piezoeléctrico.
- $\Phi$  = Flujo magnético.
- $c^E$  = Constante elástica de materiales piezoeléctricos.
- $r_{ij}$  = Relación de impedancias acústicas  $Z_i/Z_j$ .
- $V$  = Voltaje
- $\epsilon^S$  = Constante de permitividad a presión constante o sin presión

## 7.1 Introducción

Sonido es la vibración mecánica de la materia. Las ondas acústicas que producen la sensación de sonido son parte de una variedad de perturbaciones de presión que pueden propagarse a través de un medio compresible.

Además del rango audible que el oído humano es capaz de captar (usualmente definido como el rango de frecuencias entre 20 y 20000 Hz.), el sonido se divide en otras dos categorías; infrasonido, es el sonido con frecuencias menores al rango del oído humano y el ultrasonido, que es el sonido con frecuencias superiores al rango audible. Desde un punto de vista físico estas categorías son arbitrarias ya que el sonido tiene básicamente la misma naturaleza y obedece las mismas leyes físicas sin importar la frecuencia a la que se propaga; el ultrasonido, sin embargo, tiene las siguientes ventajas:

a) Las ondas de alta frecuencia tienen longitudes de onda pequeñas (ya que la longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia); esto significa que la difracción o evasión de una onda de sonido alrededor de un obstáculo de dimensiones dadas es correspondientemente menor mientras al utilizar ondas de frecuencia mayor. Debido a esto, es más fácil dirigir y enfocar un haz de ultrasonido.

b) Las ondas ultrasónicas pasan fácilmente a través de paredes de metal de conductos y recipientes. Esto significa que un sistema de medición o detección puede montarse en forma completamente externa al fluido, es decir, es no-invasivo. Esto es de suma importancia cuando se trabaja con fluidos hostiles, que son aquellos que tienen propiedades corrosivas, radioactivas, explosivas o inflamables.

c) El ultrasonido puede lanzarse hacia y propagarse a través de tejido biológico con menor riesgo que otros sistemas de detección médica, como los rayos X, usados a menudo, por ejemplo,

lo que lo hace útil para aplicaciones médicas.

d) Debido a que el ultrasonido está fuera del rango audible del ser humano, tiene aplicaciones importantes en detección de intrusos y usos militares.

Para entender el potencial de esta herramienta, es necesario comprender el carácter de las vibraciones ultrasónicas. A diferencia de las ondas electromagnéticas, las vibraciones mecánicas requieren de un medio físico para permitir la propagación de la onda. A excepción de lo anterior, estos dos tipos de ondas tienen mucho en común: pueden reflejarse y refractarse por interfaces entre diferentes sustancias. Además pueden enfocarse. Sus energías se atenúa por las sustancias por las que viajan, etc.

El desarrollo de transductores electroacústicos, es decir, de dispositivos capaces de transformar una señal de tipo eléctrico en una vibración mecánica correspondiente de frecuencias adecuada, ha permitido la difusión de técnicas de medida basadas en la propagación de ondas acústicas en los fluidos.

## 7.2 Ultrasonido

Casi cualquier material elástico puede propagar ondas ultrasónicas. La propagación toma la forma de un desplazamiento sucesivo de elementos en el medio. Si la sustancia es elástica, existe una fuerza restauradora que tiende a regresar a cada elemento del material a su posición original. Debido a que todos los medios poseen inercia, la partícula continúa en movimiento después de pasar por su posición inicial. De esta segunda ubicación retorna hacia la posición original, cerca de la cual continúa oscilando con una amplitud que decrece en forma constante. De esta manera los elementos del material realizarán tantos movimientos como ciclos de ondas pasen por él.

### 7.2.1 Tipos de ondas: [1,6]

Existen dos tipos básicos de ondas ultrasónicas. Cada tipo causa un movimiento específico en los elementos del medio por el cual se propaga, y las rutas que estos elementos siguen en respuesta a la onda son llamados órbitas. El primero es el tipo longitudinal, en el cual el movimiento u órbita de una partícula en el medio acústico se desarrolla solamente en la dirección de propagación. De tal manera que cuando se aplica una fuerza al medio, se expande o se comprime en la dirección  $z$ , como lo ilustra la figura (7-1a). Estas ondas dan lugar a compresiones y enrarecimientos alternos y, por esta razón, son denominadas frecuentemente ondas de compresión. El segundo tipo de onda es el transversal, en el cual el movimiento de la partícula en el medio es transversal a la dirección de propagación, como se ilustra en la figura (7-1b). Estas ondas provocan en el medio que se propagan esfuerzos de cizalladura alternos, por lo que también son conocidas como ondas de cizalladura o tijera ("shear waves").

Algunas veces las ondas se describen en base a la variación del volumen del material en el momento en el que se propagan. Si existe un cambio, se denominan ondas de dilatación; en caso contrario se clasifican como ondas de distorsión. Las ondas de dilatación se conocen también como irrotacionales. Este término define una condición en la cual no hay elementos de rotación.

En general, las ondas acústicas que se propagan a través de un medio sólido pueden combinar movimientos longitudinal y transversal. Sin embargo, en un medio cristalino con propiedades elásticas anisotrópicas, la dirección de propagación puede elegirse hacia uno de los ejes principales del cristal; en este caso los modos básicos pueden ser puramente longitudinales o transversales. En el sentido físico, un cristal es un arreglo de

átomos, moléculas o iones en un patrón geométrico definido en tres dimensiones. El cristal ideal se compone de celdas unitarias las cuales son pequeños paralelepípedos que se acomodan juntos para formar el cristal. Cada celda unitaria de un cristal dado es idéntica a cualquier otra celda del mismo cristal en la que cada una contiene un arreglo común con el mismo número de átomos, moléculas o iones.

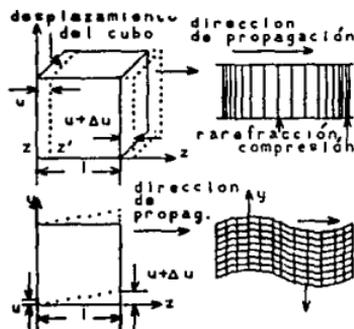


Fig 7-1 (a) Propagación de onda longitudinal;  
 (b) propagación de onda transversal (no se muestra el cubo completo) [1, Fig 1.1.1]

Al aplicar a un líquido o a un gas un esfuerzo de cizalladura de frecuencia alta, se producirá el correspondiente esfuerzo de cizalladura oscilante. Por lo tanto es posible la producción de ondas transversales de ultrasonido en líquidos o inclusive en gases [6], pero estas ondas se atenúan fuertemente en estos medios, debido a lo anterior, el tratamiento que se lleva a cabo en este capítulo es sólo para ondas longitudinales, las cuales pueden propagarse a través de sólidos, líquidos y gases, aunque existen algunas aplicaciones de ondas de cizalladura en fluidos que el lector interesado puede consultar en [4].

Las ondas longitudinales se refieren a menudo como ondas L.

Las ondas tipo L son las que más se usan en ultrasonido, debido a que como ya se comentó, pueden viajar a través de líquidos, sólidos o gases y pueden detectarse y generarse fácilmente. Las ondas L tienen una velocidad alta en la mayoría de los medios y por tanto las longitudes de onda son relativamente pequeñas en comparación al área de la sección transversal del transductor, que es el elemento que produce la onda. Estas propiedades permiten que pueda enfocarse la energía en un haz del cual sólo diverge ligeramente.

Las ondas L no deben confundirse con la vibración total de un medio por el cual viaja una onda ultrasónica. Tales vibraciones son características de la geometría del medio y resultan de la interacción de las ondas con él.

Como las ondas L existen en una sección comparativamente pequeña de un medio, pueden o no extenderse hacia las superficies paralelas a la dirección del viaje. Sin embargo, no es usual que alcancen tales fronteras. Esto se representa en forma esquemática en la figura (7-2).

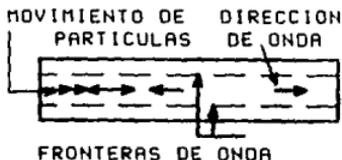


Fig. 7-2 Ondas longitudinales viajando a través de un medio (8, Fig 1.5)

Las ondas longitudinales pueden generarse en un medio a una frecuencia ultrasónica por la vibración de cualquiera de sus superficies en una dirección normal. Si la energía se retiene dentro de un haz, la longitud de onda es proporcional al área de la superficie del medio vibrante.

## 7.2.2 Fundamentos de ultrasonido [1]

Cuando en un punto de un medio elástico se produce una deformación, ésta no permanece estática en un punto, sino que se propaga sucesivamente a los puntos próximos. Si la deformación se debe a un movimiento vibratorio, éste se caracteriza por su frecuencia  $f$ , amplitud  $A$  y la velocidad instantánea de los átomos en el medio  $v$ . A continuación se definen algunos conceptos básicos.

1) Esfuerzo o presión: La fuerza aplicada por unidad de área se llama presión. En el caso unidimensional, se denotará a la presión como  $P$ . Una fuerza aplicada a un sólido lo comprime o lo alarga. Considerese una placa de material de longitud infinitesimal  $l$ , (fig 7-3), donde se ilustra la aplicación de una presión longitudinal. La presión  $P(z)$  se define como la fuerza por unidad de área sobre partículas a la izquierda del plano  $z=0$ .

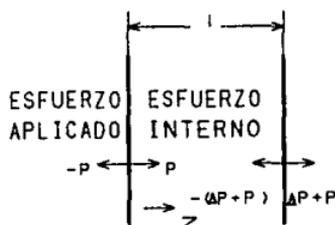


Fig 7-3 Aplicación de esfuerzos longitudinales  
[1, Fig 1.1.2]

Puede observarse que la presión se define como positiva si se aplica en la dirección  $+z$ , mientras que es negativa si se aplica en la dirección  $-z$ . La diferencial neta entre la presión externa que se aplica a cada lado de la placa es  $l(\partial P/\partial z)$ . De esta manera, la fuerza necesaria para mover una unidad de volumen del material

relativo a su centro es  $\partial P/\partial z$ .

2) Desplazamiento y deformación: Supóngase que en el caso unidimensional, el plano  $z = 0$  en el material se desplaza en la dirección  $+z$  por presión longitudinal hacia el plano  $z' = z + u$ , como muestra la figura (7-1a). El parámetro  $u$  se llama desplazamiento del material y es, en general, una función de  $z$ . Para el plano  $z = z + l$  del material, el desplazamiento cambia a  $u + \Delta u$ . Si el desplazamiento  $u$  es una constante a través de todo el material, éste sufre simplemente un desplazamiento volumétrico. Este tipo de desplazamiento no es útil para el ultrasonido, ya que se requiere que el desplazamiento sea función de  $z$  y esto ocurre en el movimiento que presentan algunos materiales anisotrópicos.

Para materiales anisotrópicos, la diferencial de  $u$  en una longitud  $l$  es  $\Delta u$ , donde

$$\Delta u = \frac{\partial u}{\partial z} l = S l \quad (7-1)$$

donde la extensión fraccional del material, definida como deformación  $S$  (adimensional) es:

$$S = \frac{\partial u}{\partial z} \quad (7-2)$$

3) Ley de Hooke y elasticidad: La ley de Hooke establece que al aplicar pequeños esfuerzos a un sistema en una dimensión, el esfuerzo es proporcional a la deformación,

$$P = E_v S = E_v \frac{\partial u}{\partial z} \quad (7-3)$$

donde  $E_v$  es la constante elástica (módulo de elasticidad). Esta constante corresponde en los sólidos al módulo de Young  $E_v$ . Las unidades de  $E_v$  y  $E_v$  son  $[\text{kg}/\text{m}^2]$ .

4) Ecuación de movimiento: La fuerza neta de translación por

unidad de volumen aplicada al material en dirección z es  $(\partial P / \partial z)$ . Aplicando la segunda ley de Newton, se obtiene la ecuación de movimiento de un punto en el material cuando se aplica una presión pequeña variable en el tiempo

$$\frac{\partial P}{\partial z} = \rho_{\infty} \ddot{u} = \rho_{\infty} \dot{v} \quad [\text{Nw/m}^3] \quad (7-4)$$

donde  $\rho_{\infty}$   $[\text{kg/m}^3]$  es la densidad de masa en estado estacionario.

5) Conservación de la masa: La velocidad instantánea de los elementos diferenciales de volumen es  $v = \dot{u}$ . La diferencial de la velocidad sobre una longitud diferencial l en el caso unidimensional es

$$\Delta v = \frac{\partial v}{\partial z} l \quad (7-5)$$

de las ecuaciones (7-1) y (7-2)

$$\Delta v = \frac{\partial}{\partial t} \Delta u = l \frac{\partial S}{\partial t} \quad (7-6)$$

combinando las ecuaciones (7-5) y (7-6) se concluye que

$$\frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial v}{\partial z} \quad (7-7)$$

6) Ecuación de onda y definición de constante de propagación: derivando (U.7) con respecto a t

$$\frac{\partial^2 S}{\partial t^2} = \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{\partial v}{\partial z} \right) = \frac{\partial}{\partial z} (\dot{v}) ;$$

derivando (U.4) con respecto a z y utilizando el resultado en la expresión anterior, se llega a

$$\frac{\partial^2 P}{\partial z^2} = \rho_{\infty} \frac{\partial^2 S}{\partial t^2} ;$$

recurriendo a (U.3) se obtiene la ecuación de onda de señal pequeña de sonido en el material

$$\frac{\partial^2 P}{\partial z^2} = (\rho_{\infty}/E_v) \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \quad (7-8)$$

la solución de esta ecuación de onda para la presión es una función de la forma  $f(t \pm z/c)$ . Donde  $c$  es la velocidad plana de fase constante del sonido en el medio. Para una onda de frecuencia  $2\pi f = \omega$ , con todas las cantidades del campo variando en el tiempo de la forma  $\exp(j\omega t)$ , las soluciones son de la forma  $\exp [j(\omega t \pm \beta_a z)]$ , donde el signo negativo en la exponencial corresponde a una onda propagándose en dirección  $+z$ , mientras que el signo positivo corresponde a la dirección  $-z$ , y  $\beta_a$  es la constante de propagación acústica que se define como [1, Pag. 6]

$$\beta_a = \omega (\rho_{\infty}/E_v)^{1/2} \quad (7-9)$$

7) Velocidad del sonido. El desplazamiento de una onda progresiva puede entonces representarse exponencialmente por [10, Pag. 109]

$$u = A \exp(j\{\omega t - \beta_a z\}) \quad (7-10)$$

si  $\omega t - \beta_a z = \text{cte}$ , al diferenciar esta expresión, se obtiene

$$\omega dt = \beta_a dz$$

definiendo  $c$  como

$$\frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta_a} = c \quad (7-11a)$$

sustituyendo la ecuación (7-11a) en (7-9)

$$c^2 = E_v / \rho_m \quad (7-11b)$$

Donde  $c$  es la velocidad con que se propaga la perturbación de unos puntos a otros en el caso de líquidos y gases, (velocidad de un plano de fase constante) la cual depende del medio pero no de la frecuencia. Dado que ambos parámetros dependen de la temperatura,  $c$  también variará con ésta.

Para un sólido, en el caso de ondas longitudinales, la velocidad viene dada por

$$c^2 = E_v(1-\mu_p) / [\rho(1+\mu_p)(1-2\mu_p)] \quad (7-12)$$

donde  $E_v$  es el módulo de Young y  $\mu_p$  el coeficiente de Poisson. Aunque la mayoría de las veces la velocidad de onda en los sólidos se aproxima a través de la ecuación (7-11b) substituyendo  $E_v$  por  $E_v$ . La tabla (7-1) da la velocidad del sonido  $c$  en algunos materiales.

Diferenciando la ecuación (7-10) y substituyendo en (7-2) se obtiene

$$\frac{\partial u}{\partial z} = u(-j\beta_a) = S$$

utilizando (7-11a)

$$\frac{\partial u}{\partial z} = -j\frac{\omega}{c} u = S$$

Diferenciando la ecuación (7-10) con respecto a  $t$  y recordando que  $\partial u / \partial t = v$  y substituyendo en la ecuación anterior, se obtiene que para propagación en dirección positiva:

$$v = -cS = - \frac{c}{E_v} P. \quad (7-13)$$

(a) Gases y líquidos a 0°C.	Velocidad (m/s)
Aire	331.46
Dióxido de carbono	259
Helio	971.9
Hidrógeno	1286
Neón	434
Nitrógeno	337
Agua destilada	1482.3
Acido Acético	1173
Acetona	1190
Tetracloruro de Carbono	940
Etanol	1162
Glicerina	1860
Mercurio	1454
(b) Sólidos a 20°C	Velocidad de ondas de compresión (m/s)
Aluminio	6374
Berilio	12890
Latón	4372
Cristal Corona	5660
Cuero	2160
Perspex	2700
Arenisca	2920
Acero blando	5957
Zinc	4187

Tabla 7-1 Velocidades acústicas para algunos materiales  
[6, Tabla 2.1]

8) Energía y Potencia: La energía total almacenada por unidad de volumen en el medio es la suma de dos componentes: (1) la energía elástica por unidad de área debida a la fuerza para desplazar el material,  $W_c = (1/2) PS$ , y (2) La energía cinética por unidad de volumen debida al movimiento del medio  $W_v = (1/2) \rho_{\text{med}} v^2$ . Para una onda plana propagándose, cuyas señales varían con el tiempo según el factor  $\exp(j\omega t)$ , puede mostrarse por medio de una analogía con la energía almacenada en el campo eléctrico (o magnético según sea el caso) que en promedio durante

un ciclo:

$$W_c = \frac{1}{4} \operatorname{Re} (PS^*) = \frac{1}{4} \operatorname{Re} (E_v SS^*), \quad (7-14)$$

y la energía cinética en promedio durante un ciclo es

$$W_v = \frac{1}{4} \operatorname{Re} (\rho_{so} v v^*). \quad (7-15)$$

Sustituyendo (7-13) en (7-15)

$$W_v = \frac{1}{4} \operatorname{Re} (\rho_{so} (+c^2) SS^*),$$

Sustituyendo (7-11b) en la ecuación anterior e igualando a (7-14)

$$W_v = \frac{1}{4} \operatorname{Re} (E_v SS^*) = W_c$$

De lo anterior puede verse  $W_v = W_c$  y utilizando (7-3) se obtiene la energía total por unidad de volumen en una onda acústica ( $W_a = W_v + W_c$ ) es:

$$W_a = \frac{1}{4} \operatorname{Re} (PS^* + \rho_{so} v v^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (PS^*). \quad (7-16)$$

Similarmemente, el flujo de potencia por unidad de área en la onda acústica puede definirse como el valor promedio del producto de la fuerza por unidad de área  $-P$  aplicada al material a la izquierda del plano  $z=0$ , y la velocidad del material  $(-vP)$ . El flujo de potencia compleja a través de una área  $A$  está dada por:

$$P_a = -1/2(v^*P)A \quad (7-17)$$

Para una onda plana propagándose en un medio sin pérdidas,  $v$  y  $P$  están en fase, de tal manera que  $P_a$  es real y

$$P_a = c W_a A = 1/2 (v P) A \quad (7-18)$$

9) Impedancia acústica. Como resultado de la perturbación, la presión en un punto no es constante, sino que varía con respecto a un valor medio. Al cociente entre  $P$  y  $v$  -considerados como cantidades complejas (módulo y fase), ya que se supone que el problema se analiza en régimen permanente sinusoidal- se le denomina impedancia acústica específica  $Z$

$$Z = P/v. \quad (7-19)$$

El desplazamiento de una onda progresiva puede representarse como se muestra en la expresión (7-10)

$$u = A \exp(j(\omega t - \beta z))$$

donde  $A$  es la amplitud de la onda. En el plano  $z=0$ , a partir de la ecuación (7-10) la ecuación (7-3) toma el valor

$$P e^{j\omega t} = -E_v (S)_{z=0} = -E_v \left[ \frac{\partial u}{\partial z} \right]_{z=0}$$

$$P e^{j\omega t} = j\beta E_v A \exp(j(\omega t - \beta (0)))$$

eliminando las exponenciales y utilizando la ecuación (7-11a)

$$A = \frac{P}{j\beta E_v} = \frac{P}{j\omega} \left[ \frac{c}{E_v} \right] \quad (7-20)$$

sustituyendo (u-20) en (7-10)

$$u = \frac{P}{j\omega} \left[ \frac{c}{E_v} \right] \exp(j(\omega t - \beta_a z)) \quad (7-21)$$

al derivar el desplazamiento con respecto al tiempo, se obtiene la velocidad la cual está dada por

$$v = \dot{u} = P \left[ \frac{c}{E_v} \right] \exp(j(\omega t - \beta_a z)) \quad (7-22)$$

donde la amplitud de la velocidad  $v = P/Z_0$  da la impedancia característica, tomando en cuenta la ecuación(7-11b)

$$Z = \frac{E_v}{c} = \rho_{mo} c \quad (7-23)$$

Estas impedancias tienen unidades de

$$\frac{\text{Presión}}{\text{velocidad}} = \frac{N/m^2}{m/s} = \frac{Kg}{m^2 s} \quad (7-24)$$

Z es un parámetro característico de cada medio. La tabla (7-2) da la impedancia acústica de algunos materiales.

10) Intensidad de la radiación: La intensidad acústica I de una onda sonora se define como la rapidez promedio de flujo de energía a través de una área unitaria normal a la dirección de propagación. Sus unidades fundamentales son watts por metro cuadrado ( $W/m^2$ ) y se expresa como:

$$I = Pv = P^2/Z \quad (7-25)$$

Se puede dar una medida cuantitativa de intensidades relativas  $I_1$  e  $I_2$  de dos sonidos a través de las unidades de decibeles [dB] como se indica en la ecuación (7-26)

(a) Gases y líquidos a 0°C.	Impedancia acústica (kg/sm <sup>2</sup> )
Aire	431
Dióxido de carbono	512
Helio	173
Hidrógeno	116
Neón	391
Nitrógeno	421
Agua destilada	$1.48 \times 10^6$
Acido Acético	$1.23 \times 10^5$
Acetona	$9.37 \times 10^5$
Tetracloruro de Carbono	$1.94 \times 10^6$
Etanol	$9.17 \times 10^5$
Glicerina	$2.34 \times 10^6$
Mercurio	$1.97 \times 10^7$
(b) Sólidos a 20°C	Impedancia acústica para ondas de compresión (kg/sm <sup>2</sup> )
Aluminio	$1.7 \times 10^7$
Berilio	$2.3 \times 10^7$
Latón	$3.7 \times 10^7$
Cristal Corona	$1.4 \times 10^7$
Cuero	$2.4 \times 10^7$
Perspex	$3.2 \times 10^6$
Arenisca	$4.7 \times 10^7$
Acero blando	$4.7 \times 10^7$
Zinc	$3.0 \times 10^7$

Tabla 7-2 Impedancias acústicas para algunos materiales  
(8, Tabla 2.1)

$$\text{Diferencia de intensidad} = 10 \text{ Log}_{10} \left( \frac{I_1}{I_2} \right) \quad [\text{dB}] \quad (7-26)$$

Para emplear lo que es esencialmente una escala relativa para especificar los valores absolutos de las intensidades del sonido, se necesita disponer de alguna "intensidad de referencia". La referencia elegida corresponde a una intensidad de  $10^{-12} \text{ Wm}^{-2}$ , a una frecuencia de 1 Khz. Los niveles de intensidad de varios sonidos conocidos en base a dicha referencia se muestran en la

tabla (7-3). Para los sonidos audibles, un cambio de 1 dB. corresponde, aproximadamente, al menor cambio que puede detectar el oído humano, mientras que el rango completo de intensidad al que responde éste es de unos 120 ó 130 dB.

Nivel de Intensidad [dB]	Ruidos Típicos.
Silencio	0 Umbral de audición.
Débil	10 Sonidos mas débiles audibles.
	20 Susurro débil.
	30 Calle suburbana en una tarde tranquila.
	40 Interior de un vagón restaurante.
Moderado	50 Oficina media.
	60 Calle de mucho tráfico.
	70 Interior de un tren con las ventanas abiertas.
Fuerte	80 Música radiofónica alta.
	90 Martillo neumático.
	100 Proximidades de un tren expreso.
Muy Fuerte	110 Martilleo violento de una plancha de acero.
	120 Proximidades de un motor de propulsión.

Tabla 7-3 Niveles aproximados de intensidad de algunos ruidos típicos [8, Fig.3.2]

Se debe distinguir entre fuerza e intensidad. La "fuerza" de un sonido es una medida subjetiva que corresponde aproximadamente con la intensidad, que es una cantidad física. Aunque la fuerza y la intensidad están muy relacionadas son, sin embargo, distintas. La fuerza dependerá de la frecuencia y también de la "respuesta

media de la persona" (nivel auditivo), así como a la intensidad física del sonido.

Un medidor de nivel sonoro para la medición de la intensidad del sonido audible, consiste en un micrófono y una "caja" electrónica asociada, que convierte la salida del micrófono en la lectura de la intensidad sonora en dB. Tales instrumentos son generalmente portátiles y pueden emplearse fácilmente para medir la "contaminación del ruido" debida al tráfico de carretera, trenes o aeroplanos y para medir niveles de ruido en talleres, fábricas, etc.

1) Atenuación en el medio: Supóngase que un haz paralelo de ultrasonido se propaga en la dirección  $z$  de un medio y que la intensidad  $I$  se mide en los planos  $z = z_1$  y  $z = z_2$  (fig. 7-4). El término "atenuación" se emplea para describir la reducción total de la intensidad del haz entre los planos  $z_1$  y  $z_2$ . Esta atenuación es el resultado de:

- (1) La absorción de energía por el medio entre  $z_1$  y  $z_2$  y
- (2) La pérdida de energía, durante el trayecto del haz, por reflexión, refracción, difracción y dispersión.

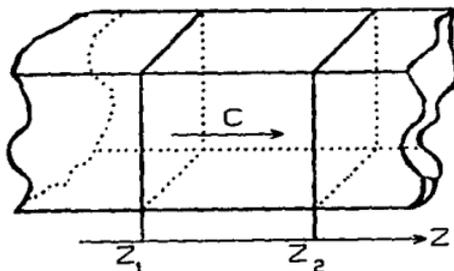


Fig 7-4 Atenuación en el medio [6, Fig 3.11]

La absorción implica la conversión de la energía ultrasónica

en alguna otra forma de energía, mientras que en el caso de la reflexión, refracción, difracción y dispersión, la energía sonora cambia simplemente de dirección. La absorción depende de la naturaleza del medio entre  $z_1$  y  $z_2$  y puede, por tanto, suministrar información acerca de las propiedades físicas de éste. La reflexión y refracción tendrán lugar en los límites entre dos medios con diferentes impedancias acústicas (ésto se describe en la siguiente sección). La difracción se producirá en las barreras interpuestas en el trayecto del haz. Las pérdidas de dispersión son características de la estructura del medio.

Para un haz de ultrasonido que propaga su radiación a un medio homogéneo, la disminución de la intensidad  $-\delta I$  al recorrer una distancia  $\delta z$  del medio es proporcional a  $I$  y a  $\delta z$ . De esta manera

$$-\delta I = a_1 I \delta z \quad (7-27)$$

y así

$$\frac{dI}{dz} = -a_1 I \quad (7-28)$$

donde  $a_1$  es un coeficiente de atenuación que depende del medio y de la frecuencia. Resolviendo la ecuación diferencial (7-28)

$$I = I_0 \exp(-a_1 z) \quad (7-29)$$

donde  $I_0$  es la intensidad de radiación de la onda incidente.

La atenuación se mide en nepers (Np) o en decibeles (dB).

Tomando logaritmos naturales en ambos lados de la ecuación (7-29):

$$a_1 x = \log_e (I_0/I) \quad [\text{Np}]; \quad (7-30)$$

de otra forma, tomando logaritmos base 10 y usando la relación  $\log_{10} y = 0.4343 \log_e y$ , se obtiene:

$$8.686 a_1 x = 20 \log_{10} (I_0/I) \quad [\text{dB}] \quad (7-31a)$$

donde el coeficiente  $a_1$  tiene dimensiones de [Np/(unidad de longitud)]. Es costumbre escribir la ecuación (7-31) en la forma

$$a_1' x = 20 \log_{10} (I_0/I) \quad [\text{dB}] \quad (7-31b)$$

donde  $a_1'$  está en [dB/unidad de longitud] y

$$a_1' = 8.686 a_1$$

o lo que es equivalente  $1 \text{ Np} = 8.686 \text{ dB}$ .

Con el fin de que  $a_1$  y  $a_1'$  tengan el mismo orden de magnitud, también se acostumbra que la unidad de longitud en la ecuación (7-30) sea [cm] y en (7-31b) sea [mm]; con esta convención, ya que

$$1 \frac{\text{Np}}{\text{cm}} = 8.686 \frac{\text{dB}}{\text{cm}} = 0.8686 \frac{\text{dB}}{\text{mm}},$$

se tiene

$$a_1' = 8.686 a_1 \quad (7-32)$$

donde  $a_1$  está en [dB/mm] y  $a_1'$  en [Np/cm].

En la tabla (7-4) se dan algunos valores medidos de los coeficientes de atenuación de algunas sustancias, tomando en cuenta su dependencia de la frecuencia.

12) Reflexión y transmisión de amplitud entre dos materiales  
Una onda incidente viajando sobre el eje  $z$ , en una región de impedancia  $\rho_{\text{mo}1} c_1$  encuentra una discontinuidad de impedancias en el plano  $z=0$  como se observa en la figura (7-5). En esta posición, una parte de la onda incidente será reflejada y parte de esta será transmitida hacia la región de impedancia  $\rho_{\text{mo}2} c_2$ .

Denótese la impedancia  $\rho_{\text{mo}1} c_1$  por  $Z_1$  y  $\rho_{\text{mo}2} c_2$  por  $Z_2$ . Definase el desplazamiento de la onda incidente como  $u_1 = A_1 \exp(j(\omega t - \beta_1 z))$ , lo que representa una onda de amplitud real  $A_1$  viajando en dirección  $+z$  con velocidad  $c_1$ . El desplazamiento de la onda

reflejada es  $u_r = B_1 \exp(j(\omega t + \beta_{a1} z))$ , de amplitud  $B_1$  y viajando en la dirección  $-z$  con velocidad  $c_1$ .

Para la onda transmitida, el desplazamiento está dado por  $u_t = A_2 \exp(j(\omega t - \beta_{a2} z))$ , de amplitud  $A_2$  viajando en dirección  $+z$  con velocidad  $c_2$ .

(a) Gases a 0° C	$a_1/f^2$ [Np/ms <sup>2</sup> ]	
aire (seco)	0.925 x 10 <sup>-11</sup>	
(b) Líquidos a 20°C		
Agua destilada	12.5 x 10 <sup>-15</sup>	
Acetona	27 x 10 <sup>-15</sup>	
Tetracloruro de Carbono	270 x 10 <sup>-15</sup>	
Etanol	26 x 10 <sup>-15</sup>	
Glicerol	1000 x 10 <sup>-15</sup>	
Mercurio	2.7 x 10 <sup>-15</sup>	
Sólidos a 20°C (ondas longitud.)	Frecuencia [Mhz]	a [Np/m]
Aluminio	10	0.2
Cristal corona	10	1
Acero	10	2
Perspex	2.5	23.5

Tabla 7.4. Coeficientes de atenuación para algunos materiales. [6, Tabla 3.1]

Para encontrar los coeficientes de reflexión y transmisión de amplitud, se deben tomar en cuenta 2 condiciones de frontera, las cuales deben satisfacer la discontinuidad de impedancias en el plano  $z=0$ . Estas condiciones de frontera son:

(1) Una condición geométrica es que el desplazamiento es el mismo en los dos lados inmediatos en ambas direcciones de la discontinuidad de impedancias para cualquier tiempo.

(2) Una condición dinámica es la continuidad del esfuerzo para el plano  $z=0$ . Esto debe mantenerse, de otra manera una diferencia

finita en la fuerza actúa sobre una masa infinitesimal de la frontera dando una aceleración infinita; esto no tiene posibilidad física.

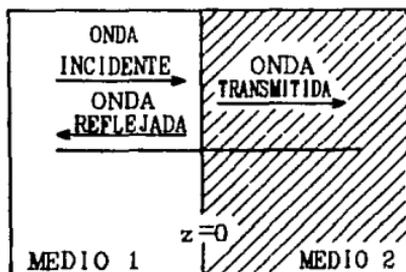


Fig 7-5 Onda ultrasónica incidiendo en un medio con diferente impedancia [10, Fig 4.7]

La condición (1) da

$$u_i + u_r = u_t \quad (7-33)$$

o

$$A_1 \exp(j(\omega t - \beta_{a1} z)) + B_1 \exp(j(\omega t + \beta_{a1} z)) = A_2 \exp(j(\omega t - \beta_{a2} z)) \quad (7-34)$$

para  $z=0$  se cancelan los términos exponenciales, dando

$$A_1 + B_1 = A_2 \quad (7-35)$$

Aplicando la condición 2 en  $z=0$  y como  $P = E_v (\partial v / \partial z)$

$$E_v \frac{\partial}{\partial z} (u_i + u_r) = E_v \frac{\partial}{\partial z} (u_t) \quad (7-36)$$

en  $z=0$ , cancelando las exponenciales para toda  $t$ , se tiene

$$-\beta_{a1} E_v A_1 + \beta_{a1} E_v B_1 = -\beta_{a2} E_v A_2 \quad (7-37a)$$

como  $\beta_a = \omega/c$ ,

$$-\omega A_1 (E_v/c_1) + \omega B_1 (E_v/c_1) = -\omega A_2 (E_v/c_1). \quad (7-37b)$$

Después de cancelar las  $\omega$  y tomando en cuenta que  $Z_1 = E_v/c_1 = \rho_{m01} c_1$  y  $Z_2 = E_v/c_2 = \rho_{m02} c_2$ , entonces

$$Z_1(A_1 - B_1) = Z_2 A_2. \quad (7-38)$$

A partir de las ecuaciones (7-35) y (7-38) se obtienen los coeficientes de reflexión ( $C_{Ar}$ ) y transmisión ( $C_{At}$ ) de la amplitud.

$$C_{Ar} = \frac{B_1}{A_1} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (U-39)$$

$$C_{At} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (U-40)$$

13) Reflexión y transmisión de intensidad entre dos materiales. La intensidad de una onda ultrasónica es proporcional al cuadrado del desplazamiento. Por lo tanto, para una onda plana que viaja en dirección perpendicular a una superficie también plana que separa los dos medios con impedancias acústicas relativas  $Z_1$  y  $Z_2$ , los coeficientes de reflexión  $C_{Ir}$  y de transmisión  $C_{It}$  de la intensidad son

$$C_{Ir} = I_r / I_o = C_{Ar}^2 = [(Z_1 - Z_2)/(Z_1 + Z_2)]^2 \quad (7-41)$$

$$C_{It} = I_t / I_o = C_{At}^2 = 4Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2)^2 \quad (7-42)$$

donde  $I_o$ ,  $I_r$  e  $I_t$  son, respectivamente, las intensidades incidente, reflejada y transmitida. Obsérvese que  $C_{Ir} + C_{It} = 1$ ; ésto es consecuencia de la conservación de la energía, porque se cumple que  $I_t + I_r = I_o$ . De la ecuación (7-41) se deduce que la reflexión es mayor cuanto más grande sea la diferencia de

impedancias entre ambos medios. Esto hace practicamente imposible medir en gases de forma no invasiva, debido a la gran diferencia entre su impedancia acústica y la de las paredes del recipiente.

La tabla (7-5) muestra algunos valores de coeficientes de reflexión y transmisión entre diferentes medios.

	Acero	Cuarzo	Poliestireno	Agua	Aire
Acero	0.0,1.0	0.27,0.63	0.81,0.19	0.88,0.12	$\approx 1.0$ $3 \times 10^{-5}$
Cuarzo		0.0,1.0	0.51,0.49	0.67,0.33	$\approx 1.0$ $1 \times 10^{-4}$
Poliestireno			0.0,1.0	0.06,0.94	$\approx 1.0$ $7 \times 10^{-4}$
Agua				0.0,1.0	$\approx 1.0$ $1 \times 10^{-3}$

Tabla 7-5. Valores de los coeficientes de reflexión, transmisión de intensidad de 5 materiales [3, Tabla 18.3]

De la tabla (7-5) se puede observar que los coeficientes de transmisión entre el cuarzo-acero y acero-agua son razonablemente grandes. Esto es de gran valor práctico, y significa que las ondas ultrasónicas que generan los cristales de cuarzo pueden transmitirse hacia barras de metal sólido, además pueden lanzarse a líquidos encerrados en recipientes y ductos de metal.

Otra información interesante es el coeficiente de reflexión entre las fronteras acero-aire y agua-aire, el cual es muy cercano a la unidad ( $C_{it}$  es muy pequeño); lo cual indica que existe una reflexión de ondas ultrasónicas casi perfecta entre estas fronteras. Esto es útil en la detección de fallas en muestras de metal y para las mediciones de nivel de líquidos en recipientes, en los cuales existe una interfase liquido-gas.

La figura (7-6) muestra una línea de transmisión ultrasónica básica. Aquí se considera al cuarzo como transalisor y receptor de

ondas ultrasónicas, las cuales viajan a través de un medio de transmisión, en este caso, una placa de acero. La relación de la potencia recibida por la potencia transmitida depende de las pérdidas por atenuación en el acero, además de las reflexiones en la frontera entre el cristal y el acero.

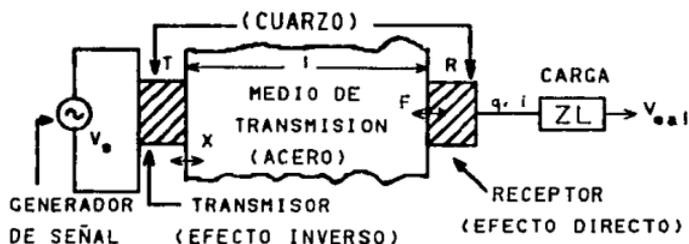


Fig 7-6 Línea de transmisión ultrasónica básica  
(3, Fig 16.1)

La línea de transmisión que muestra la figura (7-6), en la cual el coeficiente de transmisión entre acero y cuarzo es adecuado (0.63) [tabla (7-5)], tiene aplicaciones dentro de la industria, como por ejemplo, en la detección de fallas en materiales; pero existen algunas aplicaciones en las cuales es necesario que el medio de transmisión sea un gas (como el aire, por ejemplo).

De la tabla (7-5), se observa que los valores del coeficiente de transmisión entre cuarzo/aire y acero/aire son muy pequeños. Esto indica que es muy difícil lanzar una onda ultrasónica desde un transmisor piezoeléctrico hacia un gas, ya sea directamente o a través de un conducto de acero. Una forma de solucionar este problema es colocar una capa de acoplamiento de impedancias entre el transmisor y el gas.

El acoplamiento de impedancias representa un problema muy importante en la transferencia de energía. Se transfiere potencia

máxima de cualquier generador cuando se acopla la impedancia de la carga a la impedancia del generador.

En la figura (7-7) se muestra una solución, la cual consiste en colocar una capa para acoplar las impedancias del transmisor  $Z_1 = \rho_{m01} c_1$  a la de la carga, en este caso un gas con impedancia  $Z_3 = \rho_{m03} c_3$ , esta capa de acoplamiento tiene una longitud  $l$  y una impedancia  $Z_2 = \rho_{m02} c_2$ . El problema se reduce a encontrar los valores de  $Z_2$  y  $l$ .

Los desplazamientos incidentes en los planos de unión  $z=0$  y  $z=l$  son representados en la figura (7-7). La meta del diseño es que toda la energía que incide en el medio 1 se transmita al medio 3. La energía en una onda se encuentra sustituyendo (7-20) en (7-25) de lo cual se obtiene que:

$$I = \frac{\omega^2 A^2 Z^2}{Z} = \omega^2 A^2 Z$$

por lo tanto para el diseño se busca que la relación

$$\frac{\text{Energía transmitida}}{\text{Energía incidente}} = \frac{Z_3 A_3^2}{Z_1 A_1^2} \quad (7-43)$$

sea igual a la unidad, lo anterior debe lograrse a través de la capa de acoplamiento

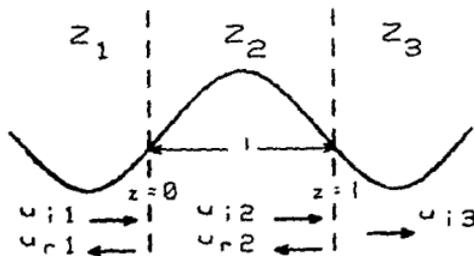


Fig.7-7 Acoplamiento de impedancias por medio de una capa de acoplamiento. [10, Fig 4.9]

En la figura (7-7), los desplazamientos en el medio 1 son

$u_{11} = A_1 \exp(j(\omega t - \beta_{a1} z))$  y  $u_{r1} = B_1 \exp(j(\omega t + \beta_{a1} z))$ ; en el medio 2 son  $u_{12} = A_2 \exp(j(\omega t - \beta_{a2} z))$  y  $u_{t2} = B_2 \exp(j(\omega t + \beta_{a2} z))$ ; y en el medio 3 es  $u_{13} = A_3 \exp(j(\omega t - \beta_{a3} (z-1)))$ . Las condiciones de frontera que deben cumplirse son la continuidad de  $u$  y de  $P$  a través de los planos  $z=0$  y  $z=1$ .

En el plano  $z=0$ , interfase entre  $Z_1$  y  $Z_2$ , la continuidad de  $u$

$$A_1 \exp(j(\omega t - \beta_{a1} z)) + B_1 \exp(j(\omega t + \beta_{a1} z)) = A_2 \exp(j(\omega t - \beta_{a2} z)) + B_2 \exp(j(\omega t + \beta_{a2} z))$$

para  $z=0$  y cancelando los factores  $\exp(j\omega t)$

$$A_1 + B_1 = A_2 + B_2 \quad (\text{para } z=0) \quad (7-44)$$

similarmente, de la continuidad de  $P$  en  $z=0$  y auxiliándose de la ecuación (7-3) se obtiene que:

$$E_v (-j\beta_{a1} A_1 + j\beta_{a1} B_1) = E_v (-j\beta_{a2} A_2 + j\beta_{a2} B_2); \quad (7-45)$$

dividiendo estas ecuaciones por  $-j\omega$  y recordando de las ecuaciones (7-23) y (7-11a) que  $E_v(\beta_{a2}/\omega) = Z$  se obtiene

$$Z_1(A_1 - B_1) = Z_2(A_2 - B_2). \quad (7-46)$$

Similarmente en el plano  $z=1$  la continuidad de  $u$  da

$$A_2 \exp(-j\beta_{a2} 1) + B_2 \exp(+j\beta_{a2} 1) = A_3 \quad (7-47)$$

y la continuidad de  $P$  da:

$$Z_2 A_2 \exp(-j\beta_{a2} 1) - Z_2 B_2 \exp(+j\beta_{a2} 1) = Z_3 A_3. \quad (7-48)$$

De las ecuaciones de frontera de los planos  $z=0$  y  $z=1$  se obtiene la relación  $A_3/A_1$ . Usando las ecuaciones (7-44) y (7-46) se

elimina  $B_1$  y se obtiene  $A_1$  en términos de  $A_2$  y  $B_2$ . Usando las ecuaciones (7-47) y (7-48) se obtiene  $A_2$  y  $B_2$  en términos de  $A_3$ . Las ecuaciones (7-44) y (7-46) dan

$$Z_1(A_1 - A_2 - B_2 + A_1) = Z_2(A_2 - B_2) \quad (7-49)$$

definiendo  $r_{12} = Z_1/Z_2$  de (7-49) se obtiene  $A_1$  en términos de  $A_2$  y  $B_2$

$$A_1 = \frac{A_2[r_{12} + 1] + B_2[r_{12} - 1]}{2r_{12}} \quad (7-50)$$

de las ecuaciones (7-47) y (7-48) se obtienen  $A_2$  y  $B_2$  en función de  $A_3$

$$A_2 = \frac{r_{23} + 1}{2r_{23}} A_3 \exp(j\beta_{a2} l) \quad (7-51)$$

$$B_2 = \frac{r_{23} - 1}{2r_{23}} A_3 \exp(-j\beta_{a2} l) \quad (7-52)$$

donde  $r_{23} = Z_2/Z_3$

Sustituyendo (7-51) y (7-52) en (7-50), se sigue que

$$A_1 = \frac{A_3}{4r_{12}r_{23}} [(r_{12} + 1)(r_{23} + 1)\exp(j\beta_{a2} l) + (r_{12} - 1)(r_{23} - 1)\exp(-j\beta_{a2} l)]$$

como

$$(r_{12} + 1)(r_{23} + 1) = r_{12}r_{23} + r_{12} + r_{23} + 1 = (r_{13} + 1)(r_{12} + r_{23})$$

y

$$(r_{12} - 1)(r_{23} - 1) = r_{12}r_{23} - r_{12} - r_{23} + 1 = (r_{13} + 1) - (r_{12} + r_{23}),$$

donde se define  $r_{12}r_{23} = r_{13}$  se encuentra que:

$$A_1 = \frac{A_3}{4r_{13}} [(r_{13} + 1)(\exp(j\beta_{a2}l) + \exp(-j\beta_{a2}l)) + (r_{12} + r_{23})(\exp(j\beta_{a2}l) - \exp(-j\beta_{a2}l))]$$

aplicando las identidades  $e^{j\omega} + e^{-j\omega} = 2\cos\omega$  y  $e^{j\omega} - e^{-j\omega} = -2j\sin\omega$  se obtiene la relación (7-53)

$$A_1 = \frac{A_3}{2r_{13}} [(r_{13} + 1)\cos(\beta_{a2}l) + j(r_{12} + r_{23})\sin(\beta_{a2}l)] \quad (7-53)$$

de la ecuación (7-53) se obtiene la relación entre  $A_3$  y  $A_1$

$$\left(\frac{A_3}{A_1}\right)^2 = \frac{4r_{13}^2}{(r_{13} + 1)^2 \cos^2\beta_{a2}l + (r_{12} + r_{23})^2 \sin^2\beta_{a2}l} \quad (7-54)$$

como  $\frac{\text{Energía transmitida}}{\text{Energía incidente}} = \frac{Z_3}{Z_1} \frac{A_3^2}{A_1^2} = \frac{1}{r_{13}} \frac{A_3^2}{A_1^2}$  entonces

$$\frac{\text{Energía transmitida}}{\text{Energía incidente}} = \frac{4r_{13}}{(r_{13} + 1)^2 \cos^2\beta_{a2}l + (r_{12} + r_{23})^2 \sin^2\beta_{a2}l} \quad (7-55)$$

si se elige  $l = \lambda/4$ ,  $\cos\beta_{a2}l = 0$  y  $\sin\beta_{a2}l = 1$ , a partir de la ecuación (7-55) y de la condición de la ecuación (7-43) debe obtenerse

$$\frac{Z_3}{Z_1} \frac{A_3^2}{A_1^2} = \frac{4r_{13}}{(r_{12} + r_{23})^2} = 1$$

lo anterior se cumple si:  $r_{12} = r_{23}$  y esto ocurre cuando:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_2}{Z_3} \quad (7-56)$$

finalmente se obtiene el valor de  $Z_2$

$$Z_2 = (Z_1 Z_3)^{1/2}. \quad (7-57)$$

De lo anterior se observa que si la impedancia de la capa de acoplamiento es  $Z_2 = (Z_1 Z_3)^{1/2}$  y que si su espesor es  $l = \lambda_2/4$  donde  $\lambda_2 = 2\pi/\beta_{a2}$ , entonces toda la energía incidente a frecuencia  $\omega$  será transmitida sin reflexión.

El límite superior de la frecuencia de propagación de las ondas ultrasonoras corresponde a las vibraciones térmicas de la red cristalina, por encima de las cuales el material no puede vibrar con la frecuencia a las cuales el sonido penetra. La más pequeña longitud de onda es entonces el doble de la distancia interatómica que en los metales es de aproximadamente igual a  $2 \times 10^{-10}$  m. Esto sucede a una frecuencia de  $1.25 \times 10^{13}$  hertz que corresponde al vigésimo primer armónico de un cristal de cuarzo de 10 Mhz. A frecuencias tan altas los períodos de las ondas ultrasónicas se hacen comparables a los tiempos de relajación, éstos son los tiempos en los cuales los átomos de un cristal pueden regresar a su posición original de acuerdo a la elasticidad que presentan.

### 7.3 Tipos de transductores ultrasónicos

En un sistema ultrasónico, debe existir un medio para producir, recibir y desplegar señales ultrasónicas. Existen dos tipos principales de transductores, magnetostrictivos y piezoeléctricos, para interconversión de energía mecánica y energía eléctrica. Los transductores pizoeléctricos se utilizan en aplicaciones de baja potencia y alta exactitud, mientras que los

transductores magnetostrictivos, debido a su constitución y principio de funcionamiento, se utilizan en aplicaciones robustas y donde la exactitud de la frecuencia generada no es el factor más importante

### 7.3.1 Transductores piezoeléctricos.

Los transductores piezoeléctricos utilizan el efecto piezoeléctrico que se presenta en los cristales de ciertos no metales. La palabra piezoelectricidad significa literalmente "electricidad por presión". W. G. Cady definió la palabra como "piezoelectricidad es la polarización eléctrica que se produce por la aplicación de esfuerzos mecánicos sobre ciertas clases de cristales, la polarización es proporcional al esfuerzo y cambia de dirección con éste" [14, Pag. 2]. La producción de una polarización eléctrica por medio de la aplicación de un esfuerzo a un cristal se llama efecto piezoeléctrico directo. También existe el efecto inverso, es decir, la producción de esfuerzos mecánicos por medio de la aplicación de un campo eléctrico de polarización. Este efecto se llama efecto piezoeléctrico inverso. El efecto piezoeléctrico inverso suele confundirse algunas veces con el efecto electrostrictivo, el cual aparece en sólidos dieléctricos como el vidrio. Estos dos efectos difieren en dos importantes aspectos. La deformación piezoeléctrica usualmente es mayor por algunos órdenes de magnitud que la deformación electrostrictiva, y la deformación piezoeléctrica es proporcional a la intensidad del campo eléctrico que se aplique y cambia de signo con éste, mientras que la deformación electrostrictiva es proporcional al cuadrado de la intensidad de campo y por lo tanto independiente de su sentido. El efecto electrostrictivo ocurre simultáneamente con el efecto piezoeléctrico pero (al menos en el cuarzo) puede ignorarse para propósitos prácticos.

La piezoelectricidad fué descubierta por Pierre y Jacques

Curie en 1880. El efecto piezoeléctrico es una relación reversible entre el esfuerzo mecánico y la carga que aparece a través de las caras de ciertos cristales. Los cristalógrafos reconocen 32 clases de cristales, de los cuales 20 exhiben el efecto piezoeléctrico [14, Pág.3]. Aunque muchos cristales presentan este efecto, muy pocos son útiles, entre los más notables está el cuarzo (el cual en forma cristalina y a temperaturas inferiores a 573°C es llamado cuarzo alfa o simplemente cuarzo), la sal de Rochelle y en los últimos tiempos se han desarrollado materiales cerámicos piezoeléctricos, el principal es el titanato de zirconio (PZT).

En cualquier sólido sin carga eléctrica, la carga total positiva en un cristal cancela la carga total negativa; sin embargo, cuando un cristal se somete a un esfuerzo, algunas de las cargas positivas se mueven ligeramente hacia una dirección y parte de las cargas negativas se mueven a la dirección opuesta. Debido a lo anterior, aparece una diferencia de carga neta entre las caras del cristal. (Para que el efecto ocurra debe existir una asimetría atómica en la dirección que se aplica el esfuerzo).

El cuarzo natural (dióxido de silicio,  $\text{SiO}_2$ ) es un material extremadamente estable, física y químicamente. Usualmente su estructura cristalina tiene la forma de un prisma de seis caras con una pirámide empotrada en cada extremo. Si las esquinas de estas pirámides se unen con una línea, esta línea define el eje óptico o el eje Z. Este eje en el cuarzo es un eje de triple simetría. Esto significa que las propiedades físicas del cristal se repiten cada 120° cuando el cristal se rota sobre el eje Z. Si un haz de luz polarizada plana pasa a través del cristal en dirección del eje Z, el plano de polarización se rota de 15° a 45° por cada milímetro de cuarzo que la luz atraviese. El ángulo exacto de rotación depende del color de la luz y la temperatura del cuarzo. Este fenómeno se llama rotación óptica.

En algunos especímenes de cuarzo el plano de polarización se

rota en una dirección y en otros especímenes la rotación se realiza en sentido contrario. Se llama cuarzo de mano derecha ("right-hand") o simplemente cuarzo derecho si el plano de polarización se rota en la dirección de las manecillas del reloj, ésto visto por un observador que ve a través del cuarzo hacia la fuente de luz. El cristal de cuarzo izquierdo produce una rotación opuesta.

La mayoría de los cristales naturales de cuarzo se componen parcialmente de cuarzo derecho y de cuarzo izquierdo. Este fenómeno se conoce como biformismo óptico ("optical twinned"). La presencia de lo anterior puede detectarse por inspección con luz polarizada o por ataque de las superficies por medio de ácido hidrofúorhídrico o bifluoruro de antimonio.

Los cristales piezoeléctricos pueden formarse por cuarzo derecho o cuarzo izquierdo, pero no es usual que ambos tipos de cuarzo estén presentes en un cristal. El cuarzo refinado está libre de distorsión óptica.

Los ejes X, también llamados ejes eléctricos, se definen por líneas que pasan a través de las aristas opuestas del cristal. El eje X es un eje de polarización, debido a que la polarización eléctrica ocurre en ésta dirección cuando se aplica un esfuerzo mecánico. El fenómeno de piezoelectricidad aparece sólo en aquellos cristales que tienen uno o más ejes de polarización. El cuarzo natural, también presenta el efecto conocido como distorsión eléctrica o biformismo eléctrico ("electrical twinned"), el cual será tratado más adelante. Los ejes Y, llamados también ejes neutros, son perpendiculares a los lados de la figura. Existen tres ejes X y tres ejes Y para cada pieza de cuarzo natural. Todos ellos son perpendiculares al eje óptico Z. La figura (7-8) muestra los ejes cristalográficos de algunos materiales piezoeléctricos.

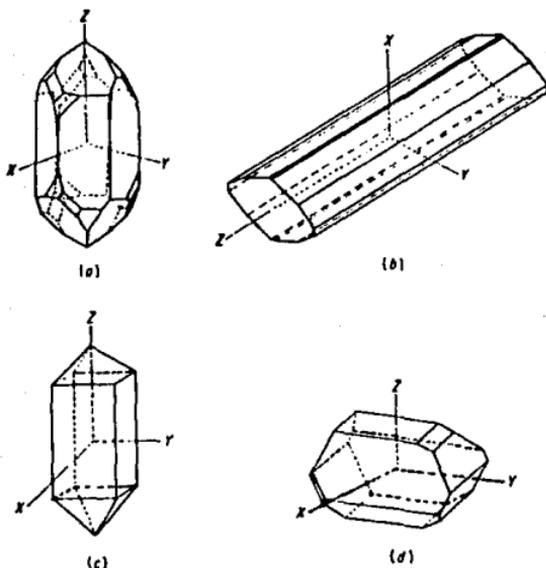


Fig 7-8 Ejes cristalográficos (a) Cuarzo; (b) Sal de Rochelle; (C) Dihidrógeno de amonio; (D) Sulfato de Litio [9, Fig 2.2].

Supóngase que se corta un trozo rectangular de un cristal de cuarzo de forma que las aristas del bloque sean perpendiculares a los ejes X, Y y Z (fig 7-9). Los subíndices "1", "2" y "3", corresponden a los pares de caras normales a los ejes X, Y y Z, es decir:

Parejas de caras	Subíndices
OPQR, STUV	1
ORVS, PQUT	2
OPTS, RQUV	3

En la fabricación de transductores se emplean láminas delgadas en vez de bloques rectangulares de cuarzo. Una lámina que se corta

de manera tal que sus caras de mayor superficie sean normales al eje X, recibe el nombre de cristal "corte X"; una lámina que tiene mayor superficie normal a la dirección Y se le denomina cristal "corte Y".

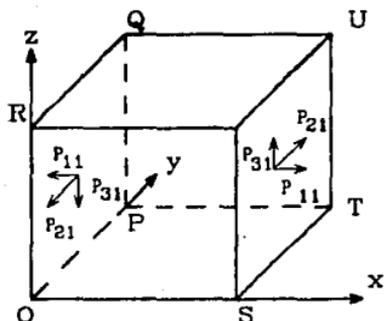


Fig. 7-8 Corte de un cristal de cuarzo [8. Fig 4.7]

Considérese los pares de caras "1" normales al eje X. Se pueden aplicar a estas caras esfuerzos perpendiculares ( $P_{11}$  en la figura (7-9)) debido a los cuales se tendrá un esfuerzo de tensión o compresión. El esfuerzo de tensión o compresión "1", es decir, el aplicado a las caras 1, provoca aparición de cargas eléctricas sólo sobre las caras "1". Al aplicar un esfuerzo de tensión sobre el eje Y, es decir, sobre las caras "2", provoca también solamente la aparición de cargas eléctricas sobre las caras "1". Una lámina de cuarzo que se corte con caras perpendiculares al eje Z, es decir, las caras "3", no desarrollará cargas eléctricas en estas superficies al aplicarles una tensión normal a sus caras. Las propiedades piezoeléctricas del bloque de cuarzo mostrado en la figura (7-9) para fuerzas de tensión o compresión puede resumirse como sigue:

Dirección de la fuerza	Cara sobre la que aparecen cargas eléctricas
Perpendicular a eje X	"1"
Perpendicular a eje Y	"1"
Perpendicular a eje Z	No aparecen cargas

La figura (7-10) muestra en forma simplificada un cristal de cuarzo y las direcciones de sus ejes, cuando no existe carga ni deformación. La estructura cristalina se deforma bajo presión y la figura (7-11) muestra en forma simplificada los resultados de esta deformación.

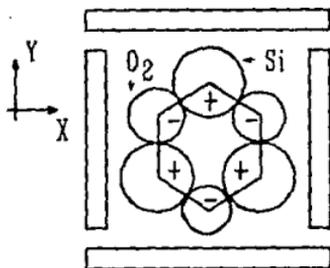


Fig 7-10 Red cristalina de Cuarzo simplificada  
[8, Fig 8.10]

En el efecto piezoeléctrico longitudinal (fig 7-11a) los átomos negativos de la estructura cristalina (oxígeno) se corren en relación a los átomos positivos (Si) de tal forma que causan una acumulación de cargas sobre los bordes del cristal. Una característica del efecto longitudinal es que las cargas se concentran en los puntos de aplicación de la fuerza sobre la superficie.

Otra característica de este efecto es que la carga es

Independiente de la geometría del cristal dependiendo solamente de la fuerza  $F_x$ .

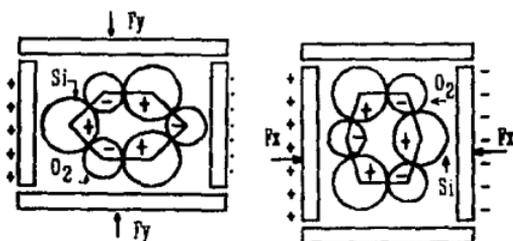


Fig 7-11 Deformación del cristal de cuarzo elemental y efecto piezoeléctrico (a) Dirección longitudinal (b) transversal [8, Fig 8.11].

Cuando la tensión se cambia a presión o viceversa, el signo del efecto cambia, sin existir otro cambio eléctrico. En el caso en que se aplique al cristal una carga alterna de alta frecuencia, y si el cristal se diseña para oscilar a esa frecuencia, éste vibrará a la frecuencia del campo aplicado. Las caras del cristal se moverán una con respecto a la otra; y si una cara se presiona contra la superficie de un medio, se producirán ondas ultrasónicas, las cuales entrarán al medio, y viajarán a través de éste (si el medio es capaz de soportar la propagación del ultrasonido).

Según los estándares del IEEE, la dirección positiva de  $X$  se elige para ser la dirección en la cual un esfuerzo positivo produce una carga positiva [14, Pag. 16]. Un esfuerzo positivo se define como una tensión necesaria para producir una extensión en el material. De acuerdo a ésta definición, para la dirección positiva del eje  $X$ , un esfuerzo de compresión producirá cargas negativas sobre las caras del cristal.

Los cristales de cuarzo naturales presentan a menudo bimorfismo eléctrico o distorsión eléctrica ("electric twinning").

La distorsión negativa consiste de una inversión en la respuesta eléctrica que presenta un cristal ante un esfuerzo sobre el eje X. En un cristal con distorsión eléctrica una compresión produce la aparición de cargas positivas sobre las caras del cristal y una tensión, cargas negativas. En la figura (U.11a) se observa un cristal con distorsión eléctrica tomando en cuenta que la dirección positiva del eje X es de izquierda a derecha. Cabe agregar en este punto que existe un estándar para definir la dirección positiva del eje X en el cristal, y la aparición del birrefringencia eléctrica se toma en cuenta de acuerdo a lo anterior, por lo que no está permitido rotar el cristal para las definiciones anteriores.

A temperaturas superiores a  $573^{\circ}\text{C}$ , llamada temperatura de Curie, el cuarzo existe en una forma hexagonal y recibe el nombre de cuarzo beta. El sentido de eje de polarización se pierde cuando el cuarzo cambia de fase alfa a fase beta. Cuando el cristal se enfría regresa a la fase alfa, pero el sentido del eje de polarización es opuesto en diferentes partes del cristal apareciendo el efecto de distorsión óptica.

La mayor parte del cuarzo que se usa en la industria a partir de 1980 es un cuarzo hecho por el hombre llamado cuarzo refinado. (Debe evitarse el término "cuarzo artificial", ya que el cuarzo es cristalino  $\text{SiO}_2$ , aunque se cristalice en la naturaleza o en un fábrica [14, Pag. 12]). Aunque el costo de cuarzo refinado por kilogramo es generalmente mayor que el precio del cuarzo natural, el costo por cristal es usualmente menor. El costo por unidad es menor debido a que la elaboración de cristales a partir del cuarzo refinado implica una labor menor en orientación y corte.

Además de los cortes mencionados, los fabricantes de cristales de cuarzo realizan cortes AT y BT. Estos se hacen de cuarzo cultivado, el cual se hace crecer en dirección Y. El cristal base consiste de una barra de cuarzo que mide aproximadamente 15 cm. en

la dirección Y, de 5 a 10 mm. en la dirección X y de 2 a 3 mm en la dirección Z. El cristal final tiene la forma de una barra con su máxima dimensión en el eje Y y su dimensión mínima en la dirección X.

El corte AT se realiza a un ángulo de aproximadamente  $35^{\circ}$ - $15'$  con el eje Z y el corte BT se realiza a un ángulo de aproximadamente  $-49^{\circ}$  con el eje Z.

Los primeros resonadores de cuarzo se realizaron con cristales de corte X, los cuales tienen coeficientes de temperatura/frecuencia cercanos a  $-20 \text{ Hz}/(\text{MHz } ^{\circ}\text{C})$ . Lo que significa que la frecuencia decrece 20 Hz por cada MHz de frecuencia que se maneja por cada incremento de  $1^{\circ}\text{C}$ . Por ejemplo si tenemos un cristal de cuarzo que oscila a 10 Mhz. y se incrementa la temperatura en el lugar de trabajo  $5^{\circ}\text{C}$ , la frecuencia del cristal de cuarzo experimentará una variación de  $-1000 \text{ Hz. } (5 \times 10 \times (-20))$ .

En los años 20, E. D. Tillyer introduce el corte Y, el cual tiene ciertas ventajas sobre el corte X. El cristal corte Y tiene un espesor menor para frecuencias iguales, tiene menos modos indeseables de vibración y es menos sensible a la humedad del aire que los cristales corte X. La fabricación es también más simple. El corte Y tiene dos desventajas. El coeficiente de temperatura/frecuencia es cercano a  $+100 \text{ Hz}/(\text{MHz } ^{\circ}\text{C})$  y el dispositivo falla a menudo o cambia abruptamente de frecuencia cuando se cambia la temperatura.

En 1929 se descubre que el coeficiente de temperatura de los cristales corte Y podía mejorarse y aproximarse a cero para ciertas temperaturas mediante un corte entre los ejes X y Y. El primero de éstos cortes fue el corte AT. EL corte AT conserva las ventajas del corte Y y además disminuye considerablemente los corrimientos en frecuencia debidos a variaciones de temperatura, y es el que más se emplea hoy en día. Otro corte que se encontró

apoyándose en el mismo principio es el corte BT,. El corte BT tiene ventajas similares al corte AT, pero tiene 50% mas espesor que el corte AT para las mismas frecuencias.

### 7.3.2 Efecto piezoeléctrico inverso.

Lippman estableció en 1881 que al colocar cargas eléctricas en un cristal se producen vibraciones mecánicas. Esta acción se conoce comunmente como efecto reciproco longitudinal o efecto reciproco transversal, dependiendo de la dirección en la cual actúe el cristal. Además de lo anterior, si se cambia el signo de la carga aplicada, las contracciones se cambian por expansiones y viceversa.

No es necesario que un cristal oscile o vibre a su frecuencia de resonancia. Los cristales pueden manejarse a cualquier frecuencia; sin embargo, la amplitud de la oscilación del cristal será mucho mayor en resonancia, aunque existen situaciones particulares en las cuales es necesario hacerlos trabajar a otra frecuencia. Un caso típico podría ser la necesidad de obtener altas frecuencias a partir de placas relativamente gruesas. Entonces las placas de baja frecuencia de resonancia se manejan por medio de sus armónicas a altas frecuencias. De una manera similar pueden obtenerse bajas frecuencias a través de un cristal de frecuencia de resonancia alta. Esto se usa comunmente en trabajos sobre resonancia donde un cristal se maneja sobre un rango de frecuencias por debajo de su frecuencia natural. De esta manera se encuentra la resonancia en el medio sin que exista influencia del cristal.

Un cristal vibrará en diferentes formas o direcciones dependiendo de su corte. La figura (7-12) dá una ligera muestra de lo anterior. La primera figura muestra la forma en la cual vibra un cristal corte Y, mientras que la segunda muestra como lo hace un cristal corte X. El cristal puede oscilar a cualquier armónica

impar de su frecuencia de resonancia.

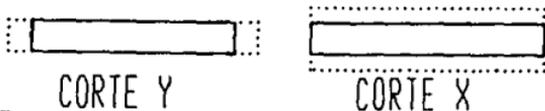


Fig 7-12 Movimiento del cristal (9, Fig 2.4)

Los cristales no vibran solamente en una dirección aún cuando se diseñen para ello. Existe siempre movimiento suficiente en las demás caras para tomarse en cuenta. Por consiguiente, un cristal que se hace vibrar en dirección X, no debe sujetarse en forma rígida de sus bordes, ya que ésto puede amortiguar fuertemente sus vibraciones. Debido a lo anterior la estructura de soporte de estos cristales se diseña para permitir libertad de movimiento en todas sus dimensiones, y no sólo en las que se produce la vibración principal. Un caso especial es la medición de resonancia en donde sólo debe permitirse la vibración en una sola dirección. El cristal se sujeta rigidamente en tal forma que se evitan las vibraciones en las demás direcciones.

#### Resonancia y antiresonancia.

El circuito equivalente de un cristal se compone de una resistencia R, una inductancia L y un capacitor C en serie, junto con un capacitor  $C_0$  en paralelo. Si los valores de éstos elementos se calculan en base a las características del cristal, pueden sustituir al cristal y actuarán como él. Debido a la naturaleza del cristal este modelo es útil sólo para rangos de frecuencia limitados, que usualmente se eligen cerca de resonancia. En general se necesita un circuito diferente para cada modo de vibración (o al menos diferentes valores en las constantes del circuito).

La figura (7-13) muestra el circuito equivalente del cristal.

Si se activa al cristal por medio de un generador de baja impedancia, éste vibrará a dos frecuencias, la resonancia en serie y la resonancia en paralelo (antiresonancia).

Estas frecuencias se determinan básicamente por los valores de  $C_0$  y  $C$ .

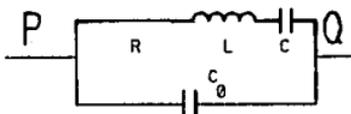


Fig 7-13 Circuito equivalente simplificado del cuarzo  
[9, Fig. 2.5]

La admitancia  $Y_{PQ}$  y la impedancia  $Z_{PQ}$  entre las terminales P y Q de la figura (7-13) están dadas por:

$$Y_{PQ} = \frac{1}{Z_{PQ}} = \frac{1}{R + j(\omega L - 1/\omega C)} + j\omega C_0$$

$$Y_{PQ} = \frac{1 + j\omega R C_0 - \omega^2 L C_0 + C_0/C}{R + j(\omega L - 1/\omega C)} \quad (7-58)$$

$$Z_{PQ} = \frac{R + j(\omega L - 1/\omega C)}{1 - \omega^2 L C_0 + C_0/C + j\omega R C_0} \quad (7-59)$$

Multiplicando el numerador y denominador por el complejo conjugado de la impedancia, se obtiene la parte real y la parte compleja de ésta. La condición de resonancia del circuito es que la parte imaginaria sea igual a cero. Si se elimina el denominador de la parte compleja se obtiene la siguiente expresión:

$$\omega^2 L C^2 - C - \omega^4 L^2 C^2 C_0 + 2\omega^2 L C C_0 - C_0 - \omega^2 R^2 C^2 C_0 = 0 \quad (7-60)$$

Para la mayoría de los resonadores prácticos el último término

de la ecuación (7-60) que contiene a la resistencia es despreciable en comparación a los demás. Omitiendo este término

$$\omega^4 L^2 C^2 C_0 - \omega^2 (LC^2 + 2LCC_0) + (C + C_0) = 0 \quad (7-61)$$

Resolviendo la ecuación (7-61) por medio de la forma cuadrática se obtiene que

$$\omega^2 = \frac{2LCC_0}{2L^2 C^2 C_0} \quad y \quad \omega^2 = \frac{2LC^2 + 2LCC_0}{2L^2 C^2 C_0}$$

La primera raíz de la frecuencia de resonancia es la resonancia en serie y la segunda es la frecuencia de resonancia en paralelo o antiresonancia. Denotando estas frecuencias por  $f_R$  y  $f_A$  respectivamente y simplificando las expresiones anteriores, tenemos:

$$\omega_R^2 = \frac{1}{LC} \quad o \quad f_R = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{LC} \right]^{1/2} \quad (7-62)$$

$$\omega_A^2 = \frac{1}{LC} + \frac{1}{LC_0} \quad o \quad f_A = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{LC} + \frac{1}{LC_0} \right]^{1/2} \quad (7-63)$$

Si se conecta una capacitancia  $C_x$  en paralelo con  $C_0$ , la frecuencia de antiresonancia es:

$$f_A = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{1}{LC} + \frac{1}{LC_t} \right]^{1/2} \quad (7-64)$$

donde  $C_t = C_0 + C_x$ .

De las ecuaciones (7-62) se sigue que la frecuencia de resonancia serie es independiente de la capacitancia  $C_0$ . De las ecuaciones (7-63) se observa que cuando la unidad opera a su frecuencia de resonancia en paralelo, la frecuencia de resonancia está determinada por la suma de  $C_0$  y todas las capacitancias en paralelo con el cristal. De esta manera, mientras  $f_R$  es única,  $f_A$

depende no solo de la unidad del cristal, sino además del circuito al cual se conecta. De las ecuaciones (7-62) y (7-63) se observa que  $f_A$  es mayor que  $f_R$ . En un sentido, una unidad de cristal tiene una frecuencia de antiresonancia base cuando no está conectado a circuitería externa o a un circuito externo que tenga cero reactancia.

Si la relación  $C_0/C$  se hace pequeña, las dos frecuencias de resonancia son más cercanas.

Para el cuarzo  $C_0/C$  está por encima de 100; para la sal de Rochelle y otros cristales artificiales esta relación es mucho menor.

Para resonancia en paralelo la reactancia debe ser infinita si la resistencia fuera cero.

Una forma más simple de llegar a las ecuaciones (7-62) y (7-63) es a través del análisis del circuito de la figura (7-13) haciendo la resistencia  $R=0$ . Si se encuentra la impedancia de la malla serie superior ( $Z_{SPQ}$ ) y se iguala a cero (condición de resonancia serie) se obtiene:

$$Z_{SPQ} = j\omega L + (1/j\omega C) = 0$$

multiplicando por  $j\omega C$

$$\omega^2 CL + 1 = 0$$

de la expresión anterior se obtiene la frecuencia de resonancia en serie:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

puede observarse que la expresión anterior es idéntica a la expresión (7-62). Ahora para obtener la resonancia en paralelo, se obtiene la admitancia de la malla paralelo ( $Y_{PPQ}$ ) y se iguala a cero (condición de resonancia en paralelo):

$$Y_{PPQ} = \frac{1}{j\omega L + (1/j\omega C)} + j\omega C_0 = 0$$

multiplicando por  $j\omega C$

$$\frac{j\omega C}{\omega^2 LC + 1} + j\omega C_0 = 0$$

dividiendo toda la expresión anterior entre  $j\omega$  y agrupando términos se obtiene que

$$\omega_A^2 = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_0} \right)$$

que coincide con la expresión (7-63). Las frecuencias que se encontraron son aproximaciones, ya que se considera al término que acompaña a la resistencia insignificante.

Dimensiones del cristal.

Un cristal cortado en X usualmente se monta con un electrodo en cada una de las caras por las que se le imprime el voltaje, o bien para hacer contacto con la carga producida por vibraciones del cristal al excitarse con ondas ultrasónicas. Este electrodo puede ser una placa de metal. Para la frecuencia fundamental una vibración longitudinal ocurre en las dimensiones del espesor del cristal. Si  $\lambda$  es la longitud de onda de la onda estacionaria con la que se excita el cuarzo por ser su frecuencia de resonancia, entonces el espesor del cuarzo deberá ser

$$t = \lambda/2 \quad (7-65)$$

La densidad del cuarzo es  $2.654 \text{ g/cm}^3$ ; el módulo de Young es  $770 \times 10^9 \text{ g/cm/s}^2$ . La velocidad de las ondas ultrasónicas en el cuarzo en esta dirección es

$$c = \left[ \frac{E}{d} \right]^{1/2} \quad (7-66)$$

además  $\lambda = c/f$  y  $t = \lambda/2$ . Por lo tanto

$$f = \frac{c}{t} = \frac{2700}{t} \text{ (Khz/seg)} \quad (7-67)$$

donde  $t$  es el espesor en milímetros.

El factor de calidad  $Q$  de los transductores.

La frecuencia característica de la potencia radiada se determina por la  $Q$  mecánica del transductor. Si se asume que  $C_0$  se sintoniza por la inductancia  $L$ , y que  $R$  es sólo elemento disipativo en el circuito. Entonces el factor de calidad de la  $n$ -ésima armónica es [2. Pag. 106]

$$Q_n = \frac{\text{Energía almacenada por ciclo en } L}{\text{Energía disipada por ciclo en } R} = n \omega_0 \frac{L}{R} \quad (7-68)$$

o convirtiendo a los elementos mecánicos del circuito se obtiene

$$Q_n = n \frac{\pi}{2} \frac{\rho_m c_m}{\rho_0 c} \quad \text{con aire por atrás} \quad (7-69a)$$

$$Q_n = n \frac{\pi}{2} \frac{\rho_m c_m}{\rho_0 c + \rho_1 c_1} \quad \text{con aire por atrás} \quad (7-69b)$$

En donde los subíndices  $m$ ,  $1$  y  $2$  corresponden al material que conforma el cristal, al material que tiene atrás el cristal ("backing medium") y al material hacia el cual radia el cristal (este material será llamado carga), respectivamente.

La  $Q$  mecánica es independiente de las dimensiones del cristal, y es proporcional a la armónica que se maneja. Por ejemplo para un transductor de cuarzo que tenga en la parte posterior aire

## Relaciones mecánico-eléctricas de los cristales

Considerando al sistema atómico ilustrado en la figura (7-14), en el cual los espacios de equilibrio entre líneas próximas de átomos en dirección Z son  $a_1$  y  $a_2$ , y el espacio entre líneas próximas ortogonales a las direcciones X y Y es  $l$ . El momento dipolar por unidad de volumen  $P_0$  en la dirección z de estos átomos es la magnitud (promedio) del momento dipolar eléctrico en una celda unitaria entre el volumen de la celda unitaria

$$P = \frac{q(a_2 - a_1)}{l^2(a_2 + a_1)} \quad (U.70)$$

donde las cargas de los átomos son  $q$  y  $-q$  respectivamente.

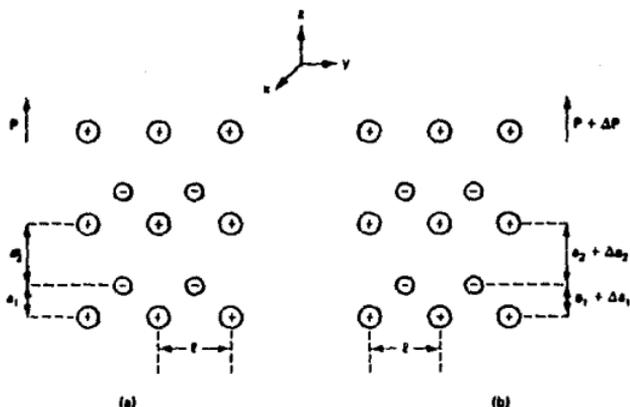


Fig 7-14 Cristales ferroeléctricos (a) Sin presión  
(b) con presión [1, Fig. 1.2.1]

Considerando los efectos de la presión sobre la polarización del material. Cuando  $a_1$  cambia a  $a_1 + \Delta a_1$  y  $a_2$  cambia a  $a_2 + \Delta a_2$  la magnitud del vector de polarización cambia por  $\Delta P_0$ . Escribiendo  $\Delta a_2 = a_2 S$  y  $\Delta a_1 = a_1 S$ , de la ecuación (7-70)

$$\Delta P_o = P_o S = e_p S \quad (7-71)$$

donde el parámetro  $e_p$  es la constante de esfuerzo piezoeléctrico y  $S$  es la deformación macroscópica del material.

El cambio total en el desplazamiento eléctrico en la presencia de un campo eléctrico es

$$D = \epsilon E + \Delta P_o \quad (7-72a)$$

la cual puede escribirse como

$$D = \epsilon^S E + e_p S \quad (7-72b)$$

donde la constante dieléctrica  $\epsilon^S$  es la permitividad a presión constante o sin presión. El desplazamiento eléctrico en un material piezoeléctrico depende tanto de la deformación como del campo eléctrico.

A continuación se determinará el esfuerzo en un medio piezoeléctrico debido a un campo eléctrico  $E$ . La fuerza por unidad de área sobre los átomos positivos y negativos son  $qE/l^2$  y  $-qE/l^2$  respectivamente. Las presiones en las regiones de longitud  $a_1$  y  $a_2$  son respectivamente

$$P_2 = \frac{q E}{l^2} \quad (7-73)$$

y

$$P_1 = - \frac{q E}{l^2} \quad (7-74)$$

respectivamente. Por consiguiente, el esfuerzo promedio en el medio debido al campo eléctrico es

$$P_E = (a_1 P_1 + a_2 P_2)/(a_1 + a_2) = e_p E \quad (7-75)$$

El esfuerzo total aplicado al medio es la suma del esfuerzo externo aplicado  $P$  y el esfuerzo interno  $P_E$  debido al campo

eléctrico. La aplicación de la ley de Hooke dá como resultado

$$P + P_E = c^E S \quad (7-76)$$

o

$$P = c^E S - e_p E \quad (7-77)$$

donde  $c^E$  se define como la constante elástica en la presencia de un campo eléctrico  $E$  constante o cero. Las ecuaciones (7-72b) y (7-77) se conocen como relaciones piezoeléctricas constitutivas.

Si  $D = 0$  en la ecuación (7-72), sustituyendo el resultado en la ecuación (7-77) se encuentra que

$$E = (e_p S) / \epsilon^S \quad (7-78)$$

y

$$P = c^E (1 + (e_p^2 / c^E \epsilon^S)) S = c^D S. \quad (7-79)$$

Se sigue que la constante elástica de rigidez ("stiffness")  $c^D$  se define como

$$c^D = c^E (1 + K^2) \quad (7-80)$$

donde el parámetro  $K$ , que es la constante de acoplamiento piezoeléctrico, es:

$$K^2 = e_p^2 / c^E \epsilon^S. \quad (7-81)$$

Ahora se define la constante de propagación en el medio para una onda de frecuencia  $\omega$ . Usando la notación  $\bar{\beta}_a$  para la constante de propagación rígida y  $\bar{c}$  para la velocidad acústica rígida, se observa que

$$\bar{\beta}_a = \omega \left( \frac{c^D}{\rho_{no}} \right) = \omega / \bar{c} \quad (7-82)$$

y

$$\bar{c} = c (1 + K^2)^{1/2}; \quad (7-83)$$

$\bar{c}$  es siempre mayor que la velocidad equivalente en un medio no piezoeléctrico o en un piezoeléctrico con  $E = 0$  (por ejemplo, un conductor perfecto).

Circuitos eléctricos equivalentes de transductores piezoeléctricos

El transductor como una **ma**lla de tres puertos [1]

El análisis parte de un transductor uniforme como el que muestra la figura (7-15) con electrodos sobre las superficies normales opuestas a la dirección  $z$ . Debido a que los electrodos cortan el campo externo, es razonable asumir  $E_x=0$  y  $E_y=0$ . La simetría significa que si el transductor se diseña para trabajar con ondas longitudinales, no existirá movimiento en la dirección  $x$  ni en la dirección  $y$ . En este caso, los parámetros  $s$ ,  $E$ ,  $D$ ,  $v$ ,  $u$  y  $P$  solo tienen componente en la dirección  $z$ . Cabe aclarar en este punto que los ejes que en este análisis se toman en cuenta son arbitrarios y no tienen nada que ver con los ejes cristalográficos del material piezoeléctrico.

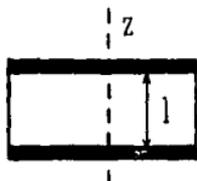


Fig 7-15 Resonador piezoeléctrico de longitud  $l$   
con electrodos sobre sus superficies opuestas  
[1, Fig 1.4.2]

Véase al transductor como una **caja** negra de tres puertos. Para

encontrar la partes que conforman esta caja negra se hace una analogía con entre variables mecánicas y variables eléctricas, así pues la fuerza  $F$  y la velocidad  $v$  corresponderán, respectivamente, al voltaje  $V$  y a la corriente eléctrica  $I$ . Usando la notación que muestra la figura (7-16a) para la malla de tres puertos y la figura (7-16b) para el transductor físico, es posible encontrar el circuito equivalente para la caja negra.

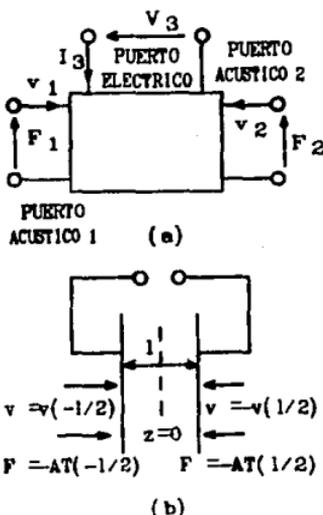


Fig. 7-18 (a) Transductor representado como una malla de tres puertos. (b) Relación de cada puerto con parámetros físicos (1, Fig. 1.4.3)

La fuerza externa que se aplica al transductor piezoeléctrico en la superficie del resonador es

$$F = -AP \quad (7-84)$$

donde  $A$  es el área que presenta el transductor y  $P$  es el esfuerzo.

Las definiciones de circuitos equivalentes que se usan en la

teoría de transductores ultrasónicos se basan en la idea de que la velocidad de la partícula es equivalente a la corriente. Siendo positiva hacia dentro del material transductor.

Se sigue que las condiciones de frontera de los puertos acústicos son:

$$\begin{aligned}
 F_1 &= -AP \left[ \frac{-1}{2} \right] \\
 F_2 &= -AP \left[ \frac{1}{2} \right] \\
 v_1 &= v \left[ \frac{-1}{2} \right] \\
 v_2 &= -v \left[ \frac{-1}{2} \right]
 \end{aligned}
 \tag{7-85}$$

donde  $v(-1/2)$  y  $v(1/2)$  son las componentes de la velocidad en las superficies del material.

Las relaciones entre  $P$  y  $v$  con el material del cual se compone el transductor son:

$$\frac{dP}{dz} = j\omega\rho_{mo} v \tag{7-86}$$

$$\frac{dv}{dz} = j\omega S \tag{7-87}$$

la corriente total a través del transductor es:

$$I_3 = j\omega AD \tag{7-88}$$

Con la convención que se observa en la figura (7-16), el voltaje a través del transductor es:

$$V_3 = \int_{-1/2}^{1/2} E dz \tag{7-89}$$

Como la corriente se conserva,  $D$  debe ser uniforme con respecto a  $z$ . Eliminando  $E$  de las ecuaciones (7-72b) y (7-77), la

generalización para D finita es

$$P = c^D S - hD \quad (7-90)$$

donde h se conoce como la constante de transmisión y se define como

$$h = \frac{e_p}{c^S} \quad (7-91)$$

con

$$c^D = c^E \left[ 1 + \frac{e_p}{c^E c^S} \right] = c^E \left[ 1 + K^2 \right] \quad (7-92)$$

Al eliminar P y S de las ecuaciones (7-86), (7-88) y (7-90), entonces v cumple con la ecuación de onda

$$\frac{d^2 v}{dz^2} + \frac{\omega^2 \rho_{mo}}{c^D} v = 0 \quad (7-93)$$

la cual tiene como solución

$$v = v_F \exp(-j\bar{\beta}_A z) + v_B \exp(j\bar{\beta}_A z) \quad (7-94)$$

de lo anterior se deriva que

y

$$P = P_F \exp(-j\bar{\beta}_A z) + P_B \exp(j\bar{\beta}_A z) - hD \quad (7-95)$$

donde los subíndices F y B denotan la propagación hacia adelante y hacia atrás respectivamente. Definiendo los siguientes parámetros [1]

$$\bar{\beta}_A = \omega \left[ \frac{\rho_{mo}}{c^D} \right]^{1/2} \quad (7-96)$$

y

$$\bar{Z}_o = \left[ \rho_{\infty} c^D \right]^{1/2} \quad (7-97)$$

con

$$P_F = -\bar{Z}_o v_F \quad (7-98)$$

y

$$P_B = -\bar{Z}_o v_B \quad (7-99)$$

Usando las condiciones de frontera de las ecuaciones (7-85) y (7-94) puede verse que

$$v = \frac{-v_2 \operatorname{sen} \left[ \bar{\beta}_a (z+1/2) \right] + v_1 \operatorname{sen} \left[ \bar{\beta}_a (1/2-z) \right]}{\operatorname{sen} \bar{\beta}_a l} \quad (7-100)$$

sustituyendo este resultado en las ecuaciones (7-85) y (7-87)-(7-90) vemos que

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = -j \begin{bmatrix} Z_c \cot \bar{\beta}_a l & Z_c \operatorname{cosec} \bar{\beta}_a l & h/\omega \\ Z_c \operatorname{cosec} \bar{\beta}_a l & Z_c \cot \bar{\beta}_a l & h/\omega \\ h/\omega & h/\omega & 1/\omega C_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (7-101)$$

donde la capacitancia de sujeción (esfuerzo cero) del transductor es

$$C_o = \frac{c^s A}{l} \quad (7-102)$$

Consistente con la definición de impedancia eléctrica, se define la impedancia acústica de un área  $A$  de un material piezoeléctrico como:

$$Z_c = \bar{Z}_0 A \quad (7-103)$$

donde el parámetro  $Z_c$  tiene dimensiones de fuerza/velocidad o [kg/s] y  $\bar{Z}_0$  tiene dimensiones de presión/velocidad o [kg/m<sup>2</sup>s]. Las impedancias con las dimensiones de fuerza/velocidad se conocen como impedancias de radiación.

Ejemplo. Puede determinarse la impedancia eléctrica de entrada de un transductor terminada por impedancias de carga acústicas  $Z_1$  y  $Z_2$  por medio de la matriz (7-101). Se definen las impedancias de radiación de las cargas (viendo hacia adentro del transductor) como

$$Z_1 = -\frac{F_1}{v_1} = \frac{AP(-1/2)}{v(-1/2)} \quad (7-104)$$

y

$$Z_2 = -\frac{F_2}{v_2} = \frac{-AP(-1/2)}{v(-1/2)} \quad (7-105)$$

Usando estas relaciones en la matriz (7-101) se obtiene la impedancia eléctrica de entrada del transductor en la forma

$$Z_3 = \frac{v_3}{I_3} = \frac{1}{j\omega C_0} \left[ 1 + k_T^2 \frac{J[Z_1 + Z_2] Z_c \operatorname{sen} \bar{\beta}_A 1 - 2Z_c^2 [1 - \cos \bar{\beta}_A 1]}{[(Z_c^2 + Z_1 Z_2) \operatorname{sen} \bar{\beta}_A 1 - J[Z_1 + Z_2] Z_c \cos \bar{\beta}_A 1] \bar{\beta}_A 1} \right] \quad (7-106)$$

donde

$$k_T = \frac{K^2}{1 + K^2} \quad (7-107)$$

y

$$\frac{c^D}{c^E} = 1 + K^2 = \frac{1}{1 - k_T^2} \quad (7-108)$$

Para ondas longitudinales, el parámetro  $k_T$  se define como la constante de acoplamiento piezoeléctrico para un material transversalmente sujeto [1]. Por lo anterior  $k_T$  es la constante piezoeléctrica efectiva que se usa cuando no existe movimiento transversal para el campo eléctrico.

#### Circuito equivalente de Mason

Las definiciones de los circuitos equivalentes que se usan en la teoría de transductores piezoeléctricos se basan en el principio de que la velocidad de la partícula es equivalente a la corriente y el esfuerzo es equivalente al voltaje, un cristal piezoeléctrico puede modelarse como una malla de tres puertos. La primera representación se encuentra en el modelo de Mason, el cual se muestra en la figura (7-17). Estos modelos se basan en la analogía en que la velocidad  $v$  de la partícula en el medio es equivalente a una corriente y la fuerza  $F$  es equivalente a un voltaje. Puede mostrarse como una malla de tres puertos donde los puertos  $F_1$  y  $F_2$  representan las caras del transductor (la parte mecánica) y el puerto  $V_3$  representa la parte eléctrica del sistema.

La ecuación (7-101) resulta en el equivalente de Mason, el cual se muestra en la figura (7-17). Primero considérese el valor de  $F_1$  y  $F_2$

$$F_1 = -jZ_c v_1 \cot \bar{\beta}_a l - jZ_c v_2 \operatorname{cosec} \bar{\beta}_a l + (hI_3/j\omega) \quad (7-109)$$

$$F_2 = -jZ_c v_2 \cot \bar{\beta}_a l - jZ_c v_1 \operatorname{cosec} \bar{\beta}_a l + (hI_3/j\omega) \quad (7-110)$$

Cuando  $I_3=0$ , los primeros dos términos de  $F_1$  pueden escribirse en la forma de una matriz de impedancias como lo muestra la figura (7-18b) donde

$$Z_{11} = -jZ_c \cot \bar{\beta}_a l \quad (7-111)$$

$$Z_{12} = -jZ_c \operatorname{cosec} \bar{\beta}_a l \quad (7-112)$$

finalmente

$$Z_{11} - Z_{12} = jZ_c (\operatorname{cosec} \bar{\beta}_a l - \cot \bar{\beta}_a l) = jZ_c \tan(\bar{\beta}_a l/2) \quad (7-113)$$

donde  $Z_c = \bar{Z}_0 A$ .

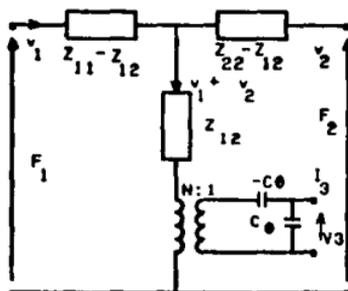


Fig 7-17 Circuito equivalente de Mason  
(1, Fig. 1.4.4)

En las ecuaciones anteriores  $h$  se conoce como la constante de transmisión, y se define como

$$h = e_p / c^S \quad (7-114)$$

La relación de transformación  $N$  es:

$$N = h C_o = e_p C_o / \epsilon^s = e_p A / l \text{ y } Z_c = \bar{Z}_o A \quad (7-115)$$

y la capacitancia de esfuerzo cero  $C_o$  se define como:

$$C_o = \frac{\epsilon A^s}{l} \quad (7-116)$$

El lado derecho de la malla tiene la misma forma que el lado izquierdo. En general, Existe un potencial extra de valor  $hI_3/j\omega$  en serie con los potenciales generados por  $v_1$  y  $v_2$ . Antes de tratar esta fuente, considérese el valor de  $V_3$

$$V_3 = \frac{h}{j\omega} (v_1 + v_2) + I_3 / (j\omega C_o) \quad (7-117)$$

El último término de esta ecuación es simplemente el voltaje a través del capacitor  $C_o$ . El primer término es un voltaje proporcional a la corriente equivalente total  $v_1 + v_2$  que fluye hacia el transformador. El transformador ideal en el circuito que tiene una relación de  $N:1$  donde  $N = hC_o = e_p C_o / \epsilon^s = e_p A / l$  introduce una corriente de valor  $(v_1 + v_2)N$  hacia el lado derecho del circuito, la cual desarrolla un potencial  $(h/j\omega)/(v_1 + v_2)$  a través del capacitor  $C_o$ .

El potencial transformado  $V_3$  no aparece a través de las terminales 1 y 2. Un potencial de valor  $-(h/j\omega)/(v_1 + v_2)$  se desarrolla a través del capacitor negativo  $-C_o$  en el circuito de la figura (7-17), el cual cancela el potencial a través de  $C_o$ . Este circuito equivalente también da el último término en la expresión para  $F_1$ . Finalmente el circuito equivalente de Mason se muestra en la figura (7-17).

Ejemplo. Si el transductor se sujeta rigidamente tal que  $v_1 = v_2 = 0$ , las impedancias de terminación mecánicas son infinitas y se sigue de las ecuaciones de la matriz (7-101) o del

circuito equivalente de Mason que:

$$\frac{F_1}{V_3} = \frac{F_2}{V_3} = N = \frac{e A}{l}$$

De lo anterior se deduce que no existe movimiento en un sistema sujeto rígidamente. Entonces cuando  $v(z) = 0$  y  $S = 0$ , se sigue de las ecuaciones (7-72) y (7-77) que  $P = -e_p E$  y  $D = \epsilon^s E$ . Entonces si  $F = -AP$  y  $V_3 = El$ , entonces  $F_1/V_3 = F_2/V_3 = e_p A/l$ , lo cual es el resultado obtenido.

#### Circuito de Redwood

Se tiene un modelo alternativo en el circuito equivalente de Redwood, el cual se deriva del modelo de Mason. La malla T que forman las impedancias  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$  y  $Z_{22}$  del circuito Mason se representa por una línea de transmisión de impedancia  $Z_c$  como se ilustra en la figura (7-18a) y (7-18b). El modelo de Mason se representa entonces como se muestra en la figura (7-18c), el cual es el circuito equivalente de Redwood. La línea de transmisión en este circuito puede modelarse como una línea coaxial cuyo blindaje exterior se conecta al transformador. El circuito de Redwood es particularmente útil para trabajar con excitaciones al transductor en forma de pulsos cortos, especialmente cuando la longitud del pulso es menor que el tiempo en que tarda una onda acústica en pasar por el transductor. En este caso, la impedancia de entrada de la línea coaxial es  $Z_c$  y puede determinarse la respuesta del sistema al pulso.

En el circuito de Redwood la relación de transformación es

$$N = h C_o = \frac{e C_p}{\epsilon^s} = \frac{e A}{l} \quad (7-118)$$

donde  $e_p$  es la constante de esfuerzo piezoeléctrico y  $\epsilon^s$  es la

permitividad a presión constante o sin presión. La impedancia de la línea coaxial, que es la impedancia acústica de un material piezoeléctrico que presenta un área de radiación A.

$$Z_c = \bar{Z}_0 A \quad (7-119)$$

**Ejemplo: Transductor receptor acoplado acústicamente excitado por pulso.**

Considérese un transductor que está en circuito abierto eléctricamente ( $I_3 = 0$ ). En este caso, el voltaje a través del transformador es cero debido a que  $C_0$  y  $-C_0$  forman un corto circuito. Si se excita al transductor por el lado izquierdo con un pulso de velocidad  $v_1(t)$  (la cual se representa en el modelo por una corriente). El pulso se propaga a través de la línea de transmisión

$$v_2(t) = -v_1(t-T)$$

donde  $T = l / \bar{c}$  es el tiempo de tránsito de la señal acústica a lo largo de la línea.

La corriente que fluye en el capacitor  $C_0$  es

$$I = N (v_1 - v_2)$$

$$I = N [v_1(t) - v_1(t-T)]$$

entonces el voltaje  $V_3$  se define como

$$V_3 = \frac{1}{C_0} \int_0^t I(t) dt = \frac{N}{C_0} \int_0^t [v_1(t) - v_1(t-T)] dt$$

o

$$V_3 = h \int_0^t [v_1(t) - v_1(t-T)] dt$$

si  $v_1(t)$  tiene forma de un pulso delta  $\delta$  (un pulso muy corto),  $V_3(t)$  será un pulso cuadrado de longitud T.

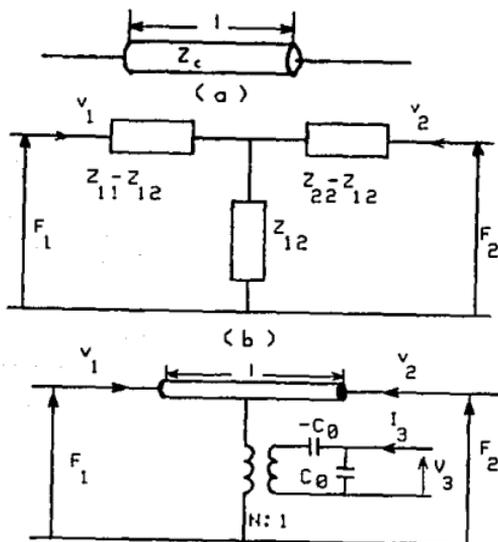


Fig 7-1B Circuito Equivalente de Redwood (a) línea de transv. coaxial (b) Malla equivalente T de la línea coaxial (c) Circ.Redwood, derivado de Mason [1, Fig. 1.4.5].

Operación de transductores de banda ancha en medio acústico:  
Modelo KLM.

Al considerar la operación de un transductor para excitar una onda en un medio acústico, existe dificultad en diseñar el transductor. Pero se puede obtener una idea del comportamiento de tales transductores por medio de otro circuito equivalente, debido

a Krimholtz, Leedom y Matthaei, el cual se conoce como modelo KLM. Este modelo se presenta en la figura (7-19).

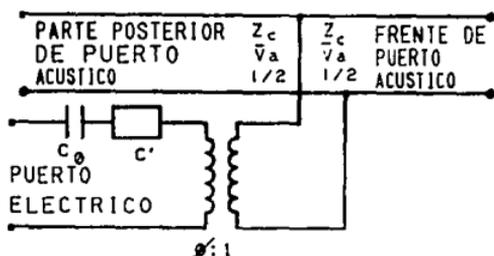


Fig 7-19 Modelo KLM de un transductor piezoeléctrico  
[1, Fig. 1.4.12]

Los materiales piezoeléctricos son capaces de propagar ondas en dos direcciones o modos: hacia adelante y hacia atrás, denotadas por F y B respectivamente. Estos modos se excitan continuamente a lo largo de la longitud del transductor por la corriente de desplazamiento  $j\omega DA$  que pasa a través de él.

En el modelo Redwood de la figura (7-18), la excitación continua se reemplaza por dos fuentes eléctricas, una en cada terminal de la línea de transmisión. El modelo KLM deriva un circuito más convencional, el cual tiene una fuente eléctrica para el centro de una línea de transmisión. Su desventaja es que la relación de transformación varía con la frecuencia.

El modelo KLM se representa por una malla de tres puertos (figura (7-19)). Este circuito equivalente relaciona el voltaje  $V_3$  y la corriente  $I_3$  al puerto eléctrico por las fuerzas  $F_1 = -AP(1/2)$  y  $F_2 = -AP(-1/2)$  y las velocidades  $v_1 = v(-1/2)$  y  $v_2 = -v(1/2)$ . Esto es conveniente debido a que expresa los parámetros acústicos en términos de una línea de transmisión equivalente, considerando el esfuerzo  $P$  como equivalente a un voltaje  $-V$ , y la velocidad  $v$

equivalente a una corriente  $I$ . Usando las relaciones  $\bar{\beta}_a = \omega/\bar{c}$ ,  $\bar{c} = (c^0/\rho_{m0})^{1/2}$ , y sustituyendo la ecuación (7-90) en (7-87), entonces las ecuaciones (7-86) y (7-87) pueden escribirse como:

$$\frac{dP}{dz} - j\bar{\beta}_a \bar{Z}_0 v = 0 \quad (7-120)$$

y

$$\frac{dv}{dz} j \left[ \frac{\bar{\beta}_a}{\bar{Z}_0} \right] P = \frac{hI_3}{Z_c \bar{c}} \quad (7-121)$$

Para obtener la representación de una línea de transmisión, es conveniente definir parámetros proporcionales a las amplitudes de ondas hacia adelante y hacia atrás. El esfuerzo total es:

$$P = P_F(z) + P_B(z) \quad (7-122)$$

y la velocidad total

$$v = v_F(z) + v_B(z) \quad (7-123)$$

En este punto  $P_F(z) = -\bar{Z}_0 v_F(z)$  y  $P_B(z) = -\bar{Z}_0 v_B(z)$ , son los esfuerzos para las ondas que viajan hacia adelante y hacia atrás respectivamente. Sustituyendo (7-123) y (7-122) en (7-120) y (7-121) y después de desarrollar las sumas y restas adecuadas y dejando la dependencia de  $z$  de  $v_F(z)$  y  $v_B(z)$ ,  $v_F$  y  $v_B$  cumplen las siguientes relaciones

$$\frac{dv_F}{dz} + j\bar{\beta}_a v_F = \frac{hI_3}{2Z_c \bar{c}} \quad (7-124)$$

$$\frac{dv_B}{dz} - j\bar{\beta}_a v_B = \frac{hI_3}{2Z_c \bar{c}} \quad (7-125)$$

Cuando  $I_3=0$  y no existe excitación externa, la solución de las ecuaciones (7-120) y (7-125) son los modos normales u ondas de propagación en el medio piezoeléctrico; entonces estas dos ecuaciones varía de la forma  $v_F \propto \exp(-j\beta_a z)$  y  $v_B \propto \exp(j\beta_a z)$  respectivamente. Las ecuaciones (7-124) y (7-125) expresan los modos de excitación del sistema por señales externas.

Si el centro del transductor está en  $z=0$ , integrando la ecuación (7-124) se obtiene:

$$v_F(z) = v_F\left[-\frac{1}{2}\right] \exp\left[-j\bar{\beta}_a(z+1/2)\right] + \frac{h}{2Z_c \bar{c}} \exp\left[-j\bar{\beta}_a z\right] \int_{-1/2}^z \exp\left[j\bar{\beta}_a z\right] I_3 dz \quad (7-126)$$

Esta ecuación muestra que la amplitud de la onda hacia adelante para el plano  $z$  depende de la onda inicial propagándose a través del plano  $z=-1/2$  y de un término adicional debido a la corriente  $I_3$  a lo largo del transductor. Un resultado similar puede obtenerse por la excitación de la onda al propagarse en la dirección  $-z$ .

Cuando  $I_3$  es uniforme, como aquí se considera, la ecuación (7-126) puede integrarse y escribirse en la forma

$$v_F\left[\frac{1}{2}\right] = v_F\left[-\frac{1}{2}\right] \exp\left[-j\bar{\beta}_a 1\right] + \frac{hI_3}{Z_c \omega} \exp\left[-j\bar{\beta}_a 1/2\right] \text{sen}\left[\frac{\bar{\beta}_a 1}{2}\right] \quad (7-127)$$

con

$$v_B\left[-\frac{1}{2}\right] = v_B\left[\frac{1}{2}\right] \exp\left[-j\bar{\beta}_a 1\right] - \frac{hI_3}{Z_c \omega} \exp\left[-j\bar{\beta}_a 1/2\right] \text{sen}\left[\frac{\bar{\beta}_a 1}{2}\right] \quad (7-128)$$

La ecuación (7-127) corresponde a la onda que se excita para el lado izquierdo del transductor y se propaga a través de éste.

Estas ondas se propagan a lo largo del transductor con sus amplitudes variando de la forma  $\exp(-j\beta_a |z|)$  y alcanzan el fin del transductor en  $z=+1/2$  con un retardo en fase  $\bar{\beta}_a 1/2$ . Se puede formalizar este concepto definiendo las velocidades justo a la derecha del transductor como  $v_F^+$  y  $v_B^+$ , y las velocidades justo a la izquierda del transductor como  $v_F^-$  y  $v_B^-$ . Así se escribe

$$v_F(1/2) = v_F^+ \exp(j\bar{\beta}_a 1/2)$$

$$v_B(1/2) = v_B^+ \exp(-j\bar{\beta}_a 1/2) \quad (7-129)$$

$$v_F(-1/2) = v_F^- \exp(j\bar{\beta}_a 1/2)$$

$$v_B(-1/2) = v_B^- \exp(-j\bar{\beta}_a 1/2)$$

Si siguiendo las ecuaciones (7-127)-(7-129) puede verse que si  $I_3=0$ , entonces  $v_F^+ = v_F^-$  y  $v_B^+ = v_B^-$ . Cuando  $I_3$  es finita, entonces

$$v_B^+ - v_B^- = v_F^+ - v_F^- = \frac{hI_3}{Z_c \omega} \operatorname{sen} \left[ \frac{\bar{\beta}_a 1}{2} \right] \quad (7-130)$$

El cambio total inducido por la corriente para el centro del transductor es entonces

$$v^+ - v^- = \left[ v_F^+ + v_B^+ \right] - \left[ v_F^- + v_B^- \right] = \frac{2hI_3}{Z_c \omega} \operatorname{sen} \left[ \frac{\bar{\beta}_a 1}{2} \right] \quad (7-131)$$

La corriente eléctrica  $I_3$  que fluye hacia el transductor excita de una manera similar las ondas hacia adelante y hacia

atrás, entonces la relación de velocidad acústica inducida (o corriente equivalente) para la corriente eléctrica puede representarse por un transformador perfecto con una relación  $1:\phi$ , donde  $\phi$  se define a través de la relación

$$\phi = \frac{2h\bar{\beta}_a l/2}{Z_c \omega} = k_T \left[ \frac{\pi}{\omega C_o Z_c} \right]^{1/2} \text{sinc} \frac{\omega}{2\omega_o} \quad (7-132)$$

donde  $\text{sinc } x = (\text{sen } \pi x)/\pi x$  y la frecuencia central del transductor  $\omega_o$  se define a partir de la relación  $\bar{\beta}_a l = \pi$ . Cuando  $\omega = n\omega_o$  y  $n$  es par, la relación del transformador es cero, resultando en cero excitación.

Para completar el circuito equivalente, se necesita conocer la relación entre  $P_F$ ,  $P_B$  y  $V_3$ . De la ecuación (7-101)

$$V_3 = \frac{I_3}{j\omega C_o} - \frac{h}{j\omega} \left[ v \left[ \frac{1}{2} \right] - v \left[ -\frac{1}{2} \right] \right] \quad (7-133)$$

xsustituyendo (7-129) en (7-133), puede verse que

$$V_3 = \frac{I_3}{j\omega C_o} - \frac{h}{j\omega} \left[ \left( v_F^+ - v_F^- + v_B^+ - v_B^- \right) \cos \frac{\bar{\beta}_a l}{2} - j \left( v_F^+ + v_F^- - v_B^+ - v_B^- \right) \text{sen} \frac{\bar{\beta}_a l}{2} \right]$$

de (7-130)

$$v_F^+ - v_B^+ = v_F^- - v_B^- \quad (7-134)$$

Por lo tanto puede escribirse

$$P = P_F^+ + P_B^+ = P_F^- + P_B^- = \left( v_B^+ - v_F^+ \right) \bar{Z}_o = \left( v_B^- - v_F^- \right) \bar{Z}_o \quad (7-135)$$

El esfuerzo de entrada  $P$  es continuo a través de la terminal central y es análogo al voltaje.

$$V_3 = \frac{I_3}{j\omega C_0} - \frac{h^2 I_3}{j\omega^2 Z_c} \operatorname{sen}(\tilde{\beta}_a l) - \frac{2 hP}{\omega Z_c} \operatorname{sen}(\tilde{\beta}_a l/2) \quad (7-136)$$

El primer término de (7-137) se identifica con la capacitancia de sujeción del transductor. El 2º. y 3º. término se asocian con la onda acústica de excitación. El segundo término es una reactancia  $X = h^2/\omega^2 Z_c \operatorname{sen}(\tilde{\beta}_a l)$ , esto es, una capacitancia de valor:

$$C' = -\frac{C_0}{k_T^2} \frac{1}{\operatorname{sinc}(\omega/\omega_0)} \quad (7-137)$$

El capacitor está en serie con la capacitancia del transductor  $C_0$ ; ésta es negativa cuando  $\omega < \omega_0$  y es normalmente mucho mayor que  $C_0$ . Para resonancia, cuando  $\omega = \omega_0$ ,  $C' = \infty$ , cuando  $\omega \rightarrow 0$ , entonces  $C' \rightarrow -C_0/k_T^2$ . El último término de (7-137) contiene la relación de transformación entre la corriente eléctrica y la corriente acústica equivalente. El modelo es consistente para voltajes y corrientes.

#### Impedancia eléctrica en resonancia.

La impedancia del transductor para su frecuencia central  $\omega_0$  puede encontrarse a través del circuito equivalente KLM de la figura (7-19). Cuando  $\omega = \omega_0$ , el circuito equivalente KLM se convierte en una línea de transmisión de media longitud de onda terminada por impedancias  $Z_1$  y  $Z_2$ . Para resonancia  $Z_1$  y  $Z_2$  se toman como reales. La impedancia efectiva para el punto central se calcula transformando  $Z_1$  y  $Z_2$  por dos líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda conectadas a un derivación central. Para la frecuencia central  $\omega_0$  toman valores de  $Z_c^2/Z_1$  y  $Z_c^2/Z_2$ , respectivamente, llevando a una resistencia total de  $R = Z_c^2/(Z_1 + Z_2)$ .

La resistencia de radiación eléctrica del transductor a su frecuencia central se determina al encontrar la resistencia vista desde el otro lado del transformador. Esto es

$$R_{ao} = \left[ \phi(\omega_o) \right]^2 \frac{Z_c}{Z_1 + Z_2} = \frac{4k_T^2}{\pi\omega_o C_o} \frac{Z_c}{Z_1 + Z_2} \quad (7-138)$$

Este resultado puede obtenerse directamente de la ecuación (7-106) con  $\omega = \omega_o$  y  $\beta_a l = \pi$ .

Debido a la transformación de la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, la resistencia de radiación se incrementa en la medida de que  $Z_1$  y  $Z_2$  se decremenen. Cuando las terminaciones se ponen en corto circuito, la resistencia de radiación se hace infinita.

Eficiencia de potencia transferida al transductor.

A continuación se considera la respuesta y eficiencia, y como el acoplamiento se afecta por la variación de impedancia del transductor. Cuando un transductor se termina por una carga de acoplamiento  $Z_2 = \bar{Z}_o$ , por ejemplo, y aire con una impedancia  $Z_1 = 0$ , toda la potencia eléctrica suministrada debe aparecer como potencia acústica en la carga acústica. Para la frecuencia central  $\omega = \omega_o$ , esto se sigue de la ecuación (7-106), el transductor exhibe reactancia cero. Si  $k_T \ll 1$  la resistencia de radiación eléctrica  $R_{ao}$  que presenta el transductor es mucho menor que la reactancia capacitiva  $1/\omega C_o$  en serie con  $R_{ao}$ . Entonces el transductor tiende a presentar una alta carga reactiva a la fuente de entrada. Típicamente, para mayor eficiencia de operación, la capacitancia en serie puede sintonizarse con una inductancia, en este caso la principal fuente de pérdidas es la resistencia de los contactos, mientras el ancho de banda puede limitarse por la Q del

circuito de sintonización. A menudo es mejor elegir la impedancia de la fuente para obtener la máxima potencia hacia la carga acústica con un voltaje de entrada dado en vez de sintonizar el transductor eléctricamente. Esto significa que la resistencia de la fuente se elige del mismo valor de la impedancia reactiva de la carga.

Puede derivarse el resultado considerando el circuito de la figura (7-20). Si se elige la impedancia de la fuente para ser  $R_o$ , entonces la máxima potencia de entrada  $P_{in}$  que puede proporcionar la fuente de voltaje  $V$ , cuando se termina por una impedancia  $R_o$ , es

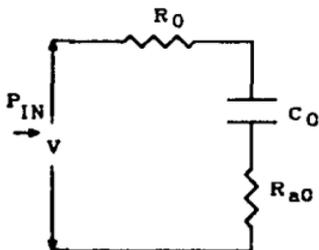


Fig 7-20 Circuito equivalente de un transductor piezoeléctrico en resonancia [1, Fig. 1.4.17]

$$P_{in} = \frac{V^2}{8R_o} \quad (7-139)$$

La potencia entregada por el transductor con el mismo voltaje de entrada  $V$  es el que pasa a través de la carga  $R_{ao}$ . Esta es  $P_L = R_{ao} I^2 / 2$ , donde  $I$  es la corriente que fluye en el circuito, entonces

$$P_L = \frac{V^2 R_{ao}}{2 \left[ (R_o + R_{ao})^2 + (1 / \omega C_o)^2 \right]} \quad (7-140)$$

Entonces si la potencia disponible es  $P_{in}$ , y la potencia disipada en la resistencia de radiación es  $P_L$ , la eficiencia  $\eta_T$  es

$$\eta_T = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{4R_o R_{ao}}{\left[R_o + R_{ao}\right]^2 + \left[1 / \omega C_o\right]^2} \quad (7-141)$$

Si se diferencia la ecuación (7-140) con respecto a  $R_o$ , entonces  $\eta_T$  es máxima cuando  $R_o = (R_{ao}^2 + 1/\omega C_o)^{1/2}$ . Cuando  $R_{ao} \ll (1/\omega C_o)^{1/2}$ , ocurre cuando  $k_T^2 \ll 1$ , entonces  $\eta_T$  es máxima cuando  $R_o \approx 1/\omega C_o$ .

La potencia máxima transferida es

$$\eta_T (\max) = \frac{2R_{ao}}{R_{ao} + R_o} = \frac{2R_{ao}}{R_{ao} + \left[R_{ao}^2 + \left(\omega C_o\right)^{-2}\right]^{1/2}} \quad (7-142)$$

$$\eta_T (\max) \approx 2R_{ao} \omega C_o \quad \text{cuando } R_{ao} \ll 1/\omega C_o$$

Ejemplo. Transductor de óxido de zinc sobre zafiro

Considérese un transductor de óxido de zinc de espesor de media longitud de onda transmitiendo a 1 Ghz. sobre un sustrato de zafiro. Para ondas longitudinales,  $Z_o/A = 36 \times 10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$ , donde  $A$  es el área del transductor y  $Z_2/A = 443 \times 10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$  (la impedancia del zafiro). En este caso,  $l = 3.1 \mu\text{m}$ . Si el transductor se diseña para tener una impedancia reactiva de  $50\Omega$  se obtendrá la mayor eficiencia con una fuente de  $50\Omega$ , esta capacitancia debe ser de  $3.2 \text{ pF}$ . Con una permitividad de  $\epsilon^o = 8.8 \epsilon_o$ , el área del transductor o de los electrodos en las superficies opuestas de éste es de  $0.13 \text{ mm}^2$ , y el diámetro de un punto circular es de  $0.4 \text{ mm}$ . Entonces el diámetro del haz debe ser ligeramente menor, aunque es mayor en gran proporción a la longitud de onda ( $\lambda = 11\mu\text{m}$  en ). La resistencia de radiación del transductor a esta frecuencia está dada por la ecuación (7-138).

Cuando  $k_T = 0.28$ ,  $R_{oo} = 4\Omega$  y  $P_L/P_{In} = 0.16$  (ésto es hay una pérdida de entrada de 8 dB.).

### 7.3.3 Transductores magnetostrictivos.

Cuando un material se encuentra en un estado magnético particular, solamente existen en él una cierta combinación de características físicas y químicas. De una manera similar, una vez que las características físicas y químicas de un material se determinan, se define el estado magnético. Entonces la magnetostricción en un sentido general define mediante un conjunto de efectos físicos el estado magnético de un material, y viceversa. Este efecto aparece más ostensiblemente en los metales ferromagnéticos, hierro, níquel, cobalto, y algunas aleaciones especiales.

Existen muchos cambios físicos en un material bajo prueba; y, esto da como resultado, un gran número de efectos magnetostrictivos. Los cambios mecánicos que se deben a variaciones en el campo magnético se conocen como efectos *directos*. Estos se dan en dimensiones lineales, circulares o volumétricas. El efecto Joule, que es el cambio de longitud de una varilla o una barra debido a un campo magnético, está entre los primeros.

#### El oscilador magnetostrictivo

Si se enrolla una bobina a una varilla magnetizada y esta se fuerza a variar su longitud mediante tensión o compresión, se induce un voltaje en las terminales de la bobina (fig 7-21). Cuando se permite que la varilla recupere su forma original, se induce otro voltaje pero de polaridad opuesta. Entonces si se hace vibrar la varilla continuamente a una frecuencia, es obvio que un

voltaje de la misma frecuencia se induzca en las terminales de la bobina, y la magnitud del voltaje será proporcional a la amplitud de la vibración. Lo anterior describe la acción de un receptor magnetostrictivo cuando se excita por ondas de sonido. Cada varilla tiene una frecuencia de resonancia, en la cual se induce un voltaje máximo en las terminales de la bobina.

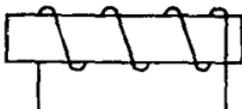


Fig 7-21 Barra magnetostrictiva [8, Fig 4.4]

En una manera similar ocurre el efecto inverso; es decir, al proporcionar un voltaje a los extremos de la bobina ésta vibra a la frecuencia del voltaje que se aplica y la vibración tiene una amplitud proporcional a la magnitud del voltaje. Al realizar lo anterior, se radian ondas ultrasónicas desde el extremo de la varilla. A la frecuencia de resonancia será mayor el efecto, produciéndose ondas de mayor amplitud.

En ambos casos, si la varilla se soporta en el centro por un material muy delgado, tendrá un punto de resonancia secundario en cualquier frecuencia que sea múltiplo impar de la fundamental.

Cuando la barra se encuentra totalmente desmagnetizada, cada vez que el flujo crece, la barra se acorta independientemente de la dirección del flujo; por lo tanto, la barra vibrará a dos veces la frecuencia del voltaje de excitación a.c. La figura (7-22) muestra este efecto. En las aplicaciones magnetostrictivas, es más común trabajar con varillas magnetizadas, agregando medios para mantener esta magnetización. Esto se realiza mediante la alimentación de una corriente de magnetización constante, o mediante el uso de un imán permanente (figura 7-23).

Cuando un material no tiene una buena retención magnética, se

coloca un imán permanente en algún lugar cercano a la barra, la cual mantiene su polaridad por inducción. En algunos casos la barra se excita con descargas de corriente a través de la bobina, lo cual le proporciona un magnetismo permanente para poder operar.

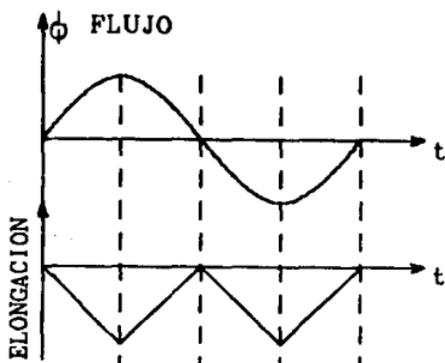


Fig.7-22 Comportamiento de una barra totalmente desmagnetizada

La barra oscila a una frecuencia igual a la del voltaje de excitación cuando se polariza magnéticamente por cualquier medio.

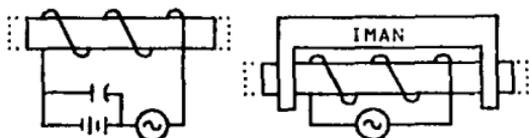


Fig 7-23 Metodos de magnetización [8, Fig 4.5]

En la mayoría de los casos la varilla magnetostrictiva se diseña para oscilar a su frecuencia fundamental; sin embargo, algunas veces es necesario trabajar con las armónicas de esta frecuencia. Estos modos son también longitudinales. Entonces la dimensión crítica es la longitud. Los modos armónicos se utilizan

cuando es imposible obtener la frecuencia requerida mediante la fundamental.

La fórmula teórica para obtener la velocidad de las ondas ultrasónicas en una barra longitudinal es

$$c = \left( \frac{\text{Módulo de Young}}{\text{densidad}} \right)^{1/2}. \quad (7-143)$$

La expresión anterior se conoce como la fórmula para la velocidad de compresión de la onda, o velocidad en la barra, debido a que esta velocidad existe solamente en un medio donde la energía ultrasónica se extiende hacia los límites de la barra en una dirección paralela al movimiento principal.

La longitud de una barra de un material en particular se calcula cuando se conoce la velocidad o la longitud de la onda mediante la siguiente expresión:

$$L = \frac{K}{2f} (E_y/\rho)^{1/2} \quad (7-144)$$

donde K = orden de la armónica

L = longitud de la barra

f = frecuencia de la onda

$E_y$  = Módulo de Young

$\rho$  = densidad del material

Al aplicar esta fórmula, se observa que para obtener una frecuencia de 20 Khz, la cual se considera la frontera del ultrasonido, una barra de níquel deberá de tener una longitud de 12.7 cm. aproximadamente. Como la longitud es inversamente proporcional a la frecuencia, 12.7 cm. será la longitud mayor de una barra de níquel utilizable en ultrasonido.

Naturalmente que la longitud cambia de acuerdo a los materiales que componen el núcleo y varía en cada uno de acuerdo a la frecuencia deseada y a la velocidad del sonido en la barra. Por ejemplo, para el Nicromo, donde la velocidad del sonido es cercana

a  $5 \times 10^5$  cm/s, la longitud de la barra está dada por

$$L = \frac{5 \times 10^5}{2f} \left[ \frac{\text{cm}}{\text{s}} \right]. \quad (7-145)$$

Una de las ventajas de las barras magnetostrictivas es que tienen una sección transversal menor que la de los cristales de cuarzo y pueden introducirse en espacios donde la interferencia que produce un transductor de sección transversal grande destruye la acción bajo investigación.

El rango ordinario de trabajo de las barras magnetostrictivas era hasta hace algunos años de 5 a 60 KHz. Después de este punto, la varilla es tan corta que no puede ser manejada adecuadamente.

Las barras magnetostrictivas se construyen en diversos tipos y formas. Estas variaciones se desarrollan principalmente bajo las siguientes consideraciones: (1) la eliminación de pérdidas en la barra y (2) la necesidad de controlar la forma del haz transmitido. Por ejemplo cuando una barra larga (del tipo descrito anteriormente) se excita por medio de vibraciones ultrasónicas, propagará el haz solamente a través de sus extremos. El patrón de propagación se ilustra en la figura (7-24).



Fig 7-24 Haz transmitido desde el extremo de la barra  
(9, Fig 4.7)

Algunos transductores se diseñan específicamente para enfocar el haz y ser altamente direccionales. Otros se diseñan para producir un haz que se propague en forma omnidireccional en un

plano. Para este último caso se diseñan anillos circulares que pueden ser puestos en oscilación en tal forma que al aplicarle la excitación el radio del anillo cambie continuamente (fig. 7-25). Con estos anillos la energía ultrasónica se difunde de la misma manera que la luz lo hace de un punto fuente.



Fig 7-25 Oscilador de anillo simple  
(9, Fig 4.8)

Para frecuencias altas existen modelos especiales de barras. Estas pueden ser pequeños cilindros o barras dentadas. (fig 7-26). Las barras de esta figura tienen secciones transversales diferentes para elevar la frecuencia de resonancia, y están construidas con materiales laminados con el fin de minimizar las pérdidas por corrientes de Eddy.

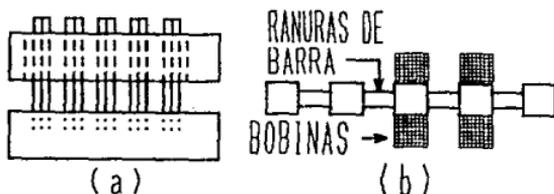


Fig 7-26 Barras de alta frecuencia: (a) Cilíndricas  
(b) Barras ranuradas (9, Fig 4.9)

Las barras magnetostrictivas pueden también estar en forma de un tubo, usualmente de metal; en este caso, la bobina se coloca por dentro del tubo; ésto es de utilidad para usos submarinos o en aquellos lugares donde operan juntos un grupo de transductores y el espacio entre ellos es importante. También se construyen barras

en pequeñas cámaras al vacío para evitar que el ambiente exterior las afecte.

Cuando se necesita una varilla para una frecuencia determinada, primero se calcula la longitud por medio de la ecuación (7-145), y después se corta la varilla de una longitud ligeramente mayor. Se coloca en un oscilador para calibrarse con un estándar exacto, el cual puede tener también la forma de una barra. La calibración puede hacerse también contra cualquier fuente de frecuencia exacta multiplicándola con la frecuencia del oscilador magnetostrictivo. Por medio de éstos procedimientos puede encontrarse la longitud exacta de la barra disminuyendo su longitud ligeramente hasta obtener la frecuencia deseada.

Diafragmas. La terminación de una barra, cualquiera que sea su forma, se acopla usualmente a un diafragma (fig 7-27), el cual envía las ondas ultrasónicas al medio. Un diafragma es una lámina grande (con respecto a la longitud de onda de la frecuencia

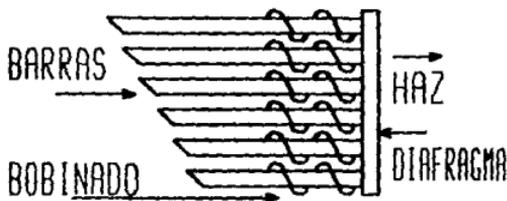


Fig 7-27 Barras y diafragmas (9, Fig 4.10)

radiada) la cual se maneja por una o más barras. Uno de los problemas que presenta este tipo de acoplamiento es el desfaseamiento que existe en la vibración entre diferentes regiones de la placa. Para evitar esto, el diafragma puede impulsarse a través de pequeños diafragmas, cada uno de los cuales se conecta para estar en fase con los demás. Una solución alterna es colocar

las barras magnetostrictivas sobre el diafragma de tal forma que todas las regiones de la placa se encuentren en fase. La figura (7-28), muestra lo anterior. Las bobinas de los osciladores pueden conectarse en serie o en paralelo. Estos arreglos desarrollan potencias mayores que las unidades simples del mismo tamaño y reducen las pérdidas por corrientes de eddy.

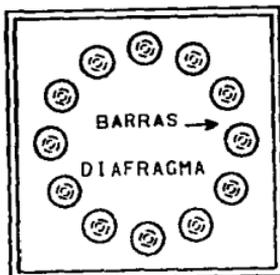


Fig. 7-28 Conexión de varillas en un diafragma  
[8, Fig 4.11]

Un transductor magnetostrictivo se constituye de dos secciones.

1. El núcleo, el cual es hecho de material magnetostrictivo.
2. La bobina, la cual se enrolla alrededor del núcleo y a través de la cual se suministra o se detecta la energía del sistema.

Los núcleos comunes toman alguna de las siguientes formas:

1. Varilla sólida
2. Varilla hueca
3. Barras laminadas
4. Barras laminadas o láminas con ranuras
5. Barras laminadas con sección transversal no uniforme
6. Un aro o pila cilíndrica
7. Un rollo cilíndrico.

Estos núcleos se ilustran en la figura (7-29).

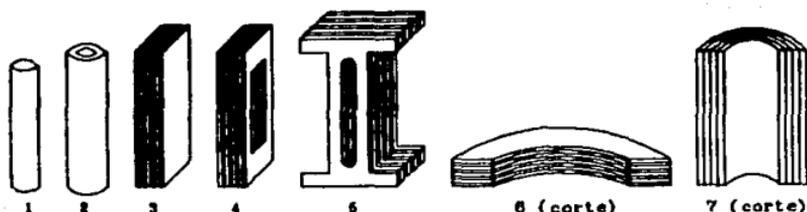


Fig 7-29 Configuraciones comunes de núcleos magnetostrictivos [9, Fig 4.17]

Ecuaciones básicas sobre magnetostricción.

Como se mencionó anteriormente, el campo magnético de excitación para una barra magnetostrictiva puede generarse con una bobina de  $N$  vueltas con una longitud  $l$  al ser recorrida por una corriente de  $i$  amperes. Sin un núcleo, el campo magnético que genera la bobina es:

$$H = iN/l \text{ amp-vueltas/m.} \quad (7-146)$$

Con un núcleo magnético, el campo  $H$  que produce la corriente  $i$  en la bobina generará en el material una densidad de flujo

$$B = \mu\mu_0 H \quad [\text{Wb/m}^2] \quad (7-147)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del espacio libre y  $\mu$  es la permeabilidad relativa. El valor de  $\mu$  es función del campo magnético, la temperatura y el tratamiento previo del material que conforma el núcleo. Todos estos parámetros determinan la forma del ciclo de histéresis.

La interrelación entre magnetización y deformación mecánica es una consecuencia de la estructura de los dominios de los

materiales ferromagnéticos y los esfuerzos elásticos que se generan cuando los vectores magnéticos de los dominios giran bajo la influencia del campo aplicado. La suma de efectos de todos los esfuerzos microscópicos inducidos resulta en un cambio en las dimensiones de la longitud del núcleo en forma de barra. Se encuentra que el signo de la deformación es independiente de la dirección del campo aplicado; dicha deformación sigue una relación cuadrática, tal como:

$$\Delta l/l = S_0 = c_0 B_0^2 \quad (7-148)$$

donde  $S_0$  es la deformación estática producida por una densidad de flujo estática para polarizar la barra  $B_0$ , y  $c_0$  con dimensiones de  $[m^4/wb^2]$ , es una constante del material. Se obtiene un efecto lineal si se usa un campo de polarización constante  $B_0$  en conjunto con un campo pequeño alternante  $B$ . Derivando la ecuación (7-148) con respecto a  $B_0$  y usando cantidades de incremento  $S = dS_0$  y  $B = dB_0$ , obtenemos la ecuación básica de la deformación magnetostrictiva

$$S = 2c_0 B_0 B = \beta B \text{ (esfuerzo diferencial)} \quad (7-149)$$

donde  $\beta$  es la constante de deformación magnetostrictiva con dimensiones de  $[m^2/wb]$ . Ahora se define una relación básica entre el incremento de esfuerzo  $P$  y el incremento de densidad de flujo  $B$  para una barra sujeta con la aplicación de una fuerza  $F$  sobre una área transversal  $A$

$$F/A = P = \beta B. \quad (7-150)$$

A partir de las ecuaciones (7-149) y (7-150) y de la ley de Hooke, además de  $(P = SE_Y)$  se obtiene la constante de esfuerzo magnetostrictivo ( $A$ )

$$A = \beta E_Y = 2cB_0 E_Y \quad (7-151)$$

la cual tiene dimensiones de  $[Nm/wb]$ . El niquel se contrae cuando se incrementa  $B$ , por lo tanto  $A$  es negativa. El permalloy, por otro lado, se expande cuando se magnetiza, por lo que  $A$  es positiva.

El efecto magnetostrictivo es reversible ya que se cumple que:

$$P = AB \quad (7-152)$$

$$H = AS \quad (7-153)$$

Comportamiento dinámico de dispositivos magnetostrictivos. Las propiedades dinámicas de una barra magnetostrictiva se obtienen de la condición de que la fuerza magnetostrictiva  $F_m$ , la fuerza elástica interna  $F_i$ , y la fuerza de inercia externa del medio deben estar balanceadas

$$F = F_i - F_m \quad (7-154)$$

Se debe aplicar esta condición al rango de frecuencias inferior a la resonancia mecánica. Por lo tanto la condición de equilibrio mecánico es

$$F = -A(E_Y S - AB_i); \quad (7-155)$$

debido a que el efecto magnetostrictivo es reversible, una condición similar se mantiene para el balance de campos magnéticos internos en la presencia de un esfuerzo:

$$H = [B_i / (\mu_i \mu_0)] - AS \quad (7-156)$$

Puede verse que el comportamiento de un núcleo magnetostrictivo es análogo al de un cristal piezoeléctrico donde una deformación mecánica  $S$  crea desplazamientos iónicos los cuales se oponen al campo interno.

### Circuito equivalente al transductor magnetostrictivo.

Debido a la similitud de las ecuaciones de energía entre piezoelectricidad y magnetostricción el circuito equivalente de Mason para materiales piezoeléctricos puede aplicarse a materiales magnetostrictivos, reemplazando  $V_3$  e  $i_3$  respectivamente por  $\int_0^l H dl = U$ , la fuerza magnetomotriz, y  $BA = \Phi$ , donde  $A$  es el área de la sección transversal,  $\Phi$  el flujo total a través del material magnetostrictivo y  $\dot{\Phi}$  es la relación de cambio del flujo con respecto del tiempo.

La figura (7-30) muestra el circuito equivalente al transductor magnetostrictivo en forma de una malla de tres puertos donde se cumplen las siguientes relaciones:

$$Z_{oa} = \frac{-jZ_o}{\text{sen } \frac{\omega l}{V}}$$

$$Z_{ob} = jZ_o \tan \frac{\omega l}{2V}$$

$$C_o = \frac{\mu^* l}{S}$$

$$Z_o = S \left[ \rho / c^E \right]^{1/2}$$

$$V = \left[ 1/\rho c^E \right]^{1/2}$$

$$\varphi = \frac{d_p S}{c^E l}$$

Donde  $d_p = 1/\lambda$  es la constante piezomagnética para ondas longitudinales la cual tiene dimensiones de  $[wb/Nw]$  y  $c^E$  es la constante elástica del material  $[m^2/Nw]$ .

El elemento principal del circuito de la figura (7-30) es un girador. El girador es un elemento ideal de dos puertos el cual se

define por medio de las siguientes ecuaciones.

$$i_1 = GV_1 \quad (7-157)$$

y

$$i_2 = -GV_2 \quad (7-158)$$

donde la constante  $G$  es la conductancia de rotación ("gyration conductance"),  $V$  e  $i$  son el voltaje y la corriente en el girador y los subíndices 1 y 2 indican la entrada y la salida del girador.

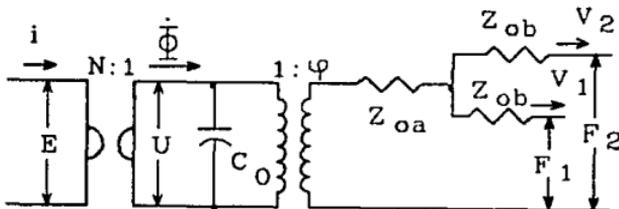


Fig 7-30 Circuito equivalente al transductor magnetostrictivo [7, Fig 3.14]

La representación en forma vectorial del girador es

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} 0 & G \\ -G & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v} \quad (7-159)$$

El símbolo del girador se muestra en la figura (7-30a), el girador es un elemento pasivo ("non-energic"), ésto es, la potencia que entregan los dos puertos es igual a cero para cualquier tiempo.

La propiedad fundamental de un girador ideal se describe en la ecuación (U.160)

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{-I_2/G}{GV_2} = \frac{1}{G^2} = \frac{-I_2}{V_2} \quad (7-160)$$

Esto es, cuando en el puerto de salida de un girador se conecta una resistencia lineal  $R_L$  [ $\Omega$ ], como se observa en la figura (7-30a), el puerto de entrada se comporta como una resistencia lineal con impedancia  $G_L/G^2$  [ $\Omega$ ], donde  $G_L = 1/R_L$ . Si el puerto de salida de un girador ideal se conecta a un capacitor, el puerto de entrada se comporta como una inductancia. Debido a lo anterior un girador es un elemento útil en el diseño de filtros sin inductancias.

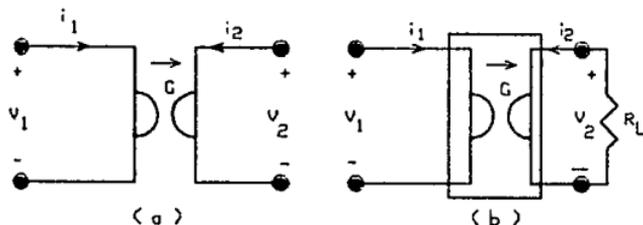


Fig 7-30a Circuitos con girador

Ahora, si el puerto de salida de un girador se conecta a un circuito de dos terminales controlado por corriente, esto es,  $v_2 = f(-i_2)$  entonces la terminal de salida será un circuito de dos terminales controlado por voltaje, por ejemplo si  $G = 1$  de la ecuaciones (7-157) y (7-158), se obtiene

$$I_1 = v_2 = f(-I_2) = f(V_1)$$

Se construyen comercialmente giradores físicos que se aproximan al girador ideal en forma de circuitos integrados, éstos circuitos operan a bajas frecuencias (10 KHz).

En un transductor debemos relacionar  $U$  y  $\phi$  con el voltaje de entrada y la corriente. Estas cantidades se relacionan por medio

de las ecuaciones

$$V = E = G \frac{d\phi}{dt} ; U = GI \quad (7-161)$$

donde G es la conductancia de rotación del girador, y el voltaje, corriente, flujo y fuerza magnetomotiva son dirigidas como muestra la figura (7-30).

El girador es un operador que no cumple las relaciones de reciprocidad satisfechas por la mayoría de las mallas eléctricas, si se llama  $Z_M$  a la impedancia magnética definida por

$$Z_M = U / \frac{d\phi}{dt} \quad (7-162)$$

entonces por sustitución directa en la ecuación (U.161) encontramos la impedancia eléctrica  $Z_E$

$$Z_E = \frac{E}{I} = \frac{M^2}{Z_M} \quad (7-163)$$

De aquí, el efecto del girador acoplador es invertir todos los elementos del circuito equivalente. Por esta razón se deben determinar los valores de los elementos de la figura (7-30) para las condiciones de frontera apropiadas e invertir los valores de acuerdo a la ecuación (7-163) para determinar los elementos del transductor magnetostrictivo. Los valores que se dan son para una barra vibrando longitudinalmente, donde A es el área de la sección transversal y l la longitud,  $\mu^m$  es el valor promedio de la permeabilidad en las ecuaciones para la reluctancia

$$R = (\mu^m A)^{-1} \quad (7-164)$$

donde  $\mu^m$  es para la condición de esfuerzo constante.

Los transductores magnetostrictivos se utilizan ampliamente como transductores acústicos submarinos, herramientas ultrasónicas

y para manejar elementos de filtrado electromecánicos. Debido a que algunos materiales magnetostrictivos están contruidos con materiales metálicos estos pueden fijarse más fácilmente a otros materiales sólidos. La desventaja principal de los transductores magnetostrictivos es el calentamiento y baja eficiencia que producen las corrientes de eddy. Aunque si se utilizan ferritas como núcleos, las pérdidas por corrientes de eddy se reducen considerablemente debido a la alta resistencia interna de las ferritas, lo que permite realizar transductores magnetostrictivos en el rango de Mhz. Las principales aplicaciones de los transductores magnetostrictivos están en el campo de bajas frecuencias y potencias elevadas, mientras que los cristales piezoelécticos son utilizadas en rangos de frecuencias mayores y en aplicaciones que requieren pérdidas bajas.

#### 7.3.4 Otros tipos de transductores

Además de los transductores piezoeléctrico y magnetostrictivo (que son los mas populares y pueden utilizarse como generadores o receptores), existen otros medios para generar y recibir ultrasonidos, a continuación se describen brevemente algunos de ellos.

##### Generadores mecánicos.

1) Silbatos: En los silbatos, los sonidos se generan esencialmente por vórtices (remolinos) los cuales ocurren si un fluido pasa a través de un orificio o sobre un filo. Estos vórtices son periódicos y la frecuencia de su ocurrencia es la frecuencia de la onda que se produce.

1.1) Silbato de Galton: En 1883 Galton describió el uso de un silbato fabricado de un tubo de latón con un diámetro interno

menor de una décima de pulgada y un tapón móvil en un extremo para variar la longitud efectiva del silbato. En 1890 Edelmann desarrolla este silbato y obtiene el dispositivo que se muestra en la figura (7-31). Por A se introduce aire comprimido que sale a

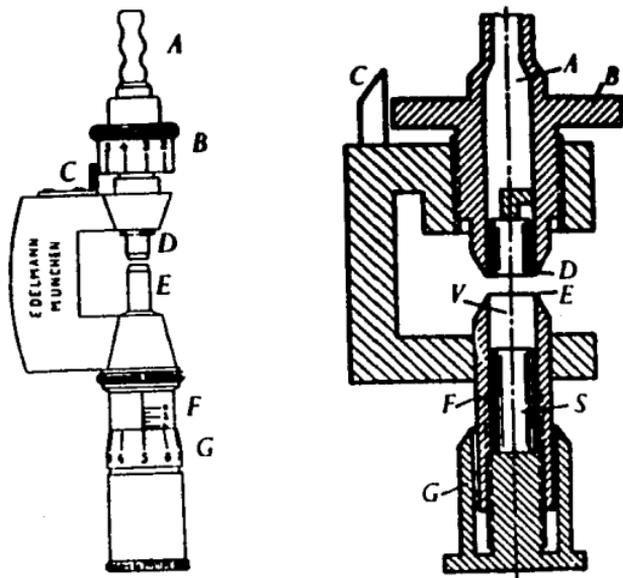


Fig 7-31 Silbato de Galton (b) sección transversal  
[8, Fig 4.1]

través del orificio anular en D, afectando a un borde circular afilado en un extremo de la cavidad resonante E. El espacio de aire se ajusta en B, C y la longitud resonante de la cavidad (V) se varía mediante un émbolo (S) unido a F, G. La frecuencia que produce este silbato es

$$f = c \frac{1 + t/273}{(4d + k)^{1/2}} \quad (7-165)$$

donde  $c$  = velocidad del sonido [mm/s]

$t$  = temperatura [°C]

$d$  = profundidad de la cavidad

$k$  = constante de presión.

Ahora bien, la frecuencia de propagación es función de la magnitud  $k$ , que a su vez, depende de la presión del chorro. Como resulta difícil mantener estable la presión del chorro, no es fácil obtener una frecuencia constante. El límite práctico superior de la frecuencia es de aproximadamente 25 KHz, ya que, si se intenta obtener frecuencias mayores, se producen tonos agudos múltiples del mismo orden de intensidad que el de la frecuencia fundamental. Para el gas hidrógeno, en el que la velocidad del sonido es aproximadamente cuatro veces mayor que en el aire, el límite superior de frecuencias es de 100 KHz. Este tipo de unidades se utilizan para señalización y control.

1.2) Silbato de Hartmann: En 1972, Hartmann y Trolle diseñaron un silbato que era capaz de proporcionar altos rendimientos a frecuencias ultrasónicas. El generador Hartmann consiste de un

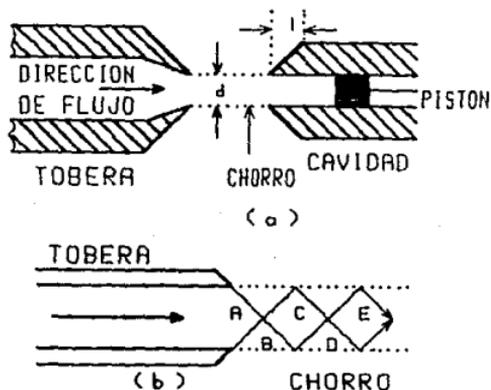


Fig 7-32 Generador Hartmann (a) Diagrama del generador  
(b) Propagación de ondas [4, Fig 3.15]

pulverizador del cual emerge un chorro de aire comprimido. Este se dirige contra un orificio anular, como lo muestra la figura (7-32a). Las ondas de choque se propagan formando un ángulo con la dirección de avance y, por consiguiente, se reflejan de lado a lado del chorro, como se muestra en la figura (7-32b).

La diferencia básica entre los silbatos de Galton y Hartmann es que en el segundo la velocidad del gas es mucho mayor; por lo tanto puede generar frecuencias mayores. Además modifica la forma de los chorros a forma cónica. El aire en el hueco resonante oscilará a una frecuencia

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{4(L + 0.3d)} \quad (7-166)$$

donde  $c$  = velocidad del sonido en el gas (mm/seg)

$d$  = diámetro

$L$  = profundidad del hueco

El silbato de Hartmann se usa como precipitador de polvo o niebla.

1.3) Silbatos de cuña: Un silbato de cuña se forma por una lámina sólida de aristas cuneiformes, tal como una navaja de afeitar que se coloca enfrente de un propulsor de aire, la figura (7-33) muestra este dispositivo. El chorro que proporciona esta tobera, es muy similar al del silbato Hartmann y provoca en la cuña vibraciones de flexión. La cuña, que está sujeta en uno o mas puntos nodales, entrará en resonancia cuando una arista esté en una región de inestabilidad. La frecuencia de resonancia  $f$ , para una cuña montada de esta manera es:

$$f = Cd/l^2 (E_y/\rho)^{1/2} \quad (7-167)$$

donde  $l$  = longitud de la cuña

$d$  = espesor de la cuña

$E_y$  = módulo de Young del material que forma la cuña.

$\rho$  = densidad del material que forma la lámina

C = constante numérica.

Este tipo de resonadores se utiliza en los procesos de emulsión, especialmente en las industrias de alimentación y de cosméticos; las frecuencias empleadas son del orden de 30 Khz.



Fig 7-33 Vista lateral del dispositivo de un resonador de cuña [4, Fig 3.18]

1.4) Silbatos de hélice: En este generador el aire se introduce tangencialmente en un cilindro de 2.54 cm. de diámetro y sigue una marcha en espiral a través de un tubo adyacente de 0.76 cm. de diámetro. Con objeto de conservar el momento angular se produce un aumento de velocidad de rotación y, por tanto, de la frecuencia cuando la corriente de aire pasa al interior del cilindro menor. Se propagan ondas sonoras desde el extremo abierto del último. La frecuencia de propagación, que depende de la velocidad del fluido, se puede ajustar variando simplemente la presión del aire. La figura (7-34) muestra el silbato de hélice de Vonnegut.

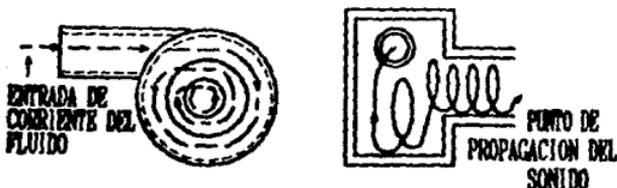


Fig 7-34 Silbato de hélice de Vonnegut [4, Fig 3.17]

2) Sirenas: Estos dispositivos son muy efectivos en la

producción de ondas ultrasónicas de alta energía. La forma más sencilla de la sirena, consta de un disco ("rotor"), en el cual se realizan perforaciones del mismo tamaño e idénticamente espaciadas de su centro. Frente a el rotor existe otro disco similar (estátor) el cual permanece en reposo, mientras que el rotor se hace girar. A través de los orificios del estátor se dirigen chorros de fluido, los cuales se interrumpen por el giro del rotor, y como resultado se desprenden masas intermitentes de fluido y se propagan, por tanto, ondas sonoras. La frecuencia de estas ondas es función del número de orificios en los discos y la velocidad angular del rotor. La figura (7-35) muestra una sirena ultrasónica diseñada por Allen y Rudnick.

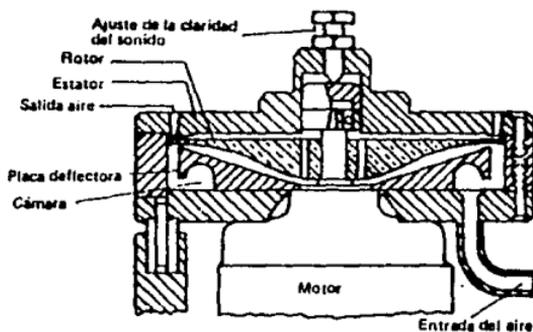


Fig 7-35 Sirena Ultrasónica [4, Fig 3.18]

#### 7.4 Elementos básicos de un sistema de transmisión ultrasónica

La figura (7-6) muestra las bases de un sistema de medición ultrasónico. Esta consiste de un transmisor ultrasónico, el medio de transmisión y el receptor ultrasónico.

Los elementos que se utilizan comúnmente como transmisores y receptores ultrasónicos son los sensores piezoeléctricos. El efecto piezoeléctrico, como ya se comentó, es reversible, lo que

significa que la energía mecánica que se convierte en energía eléctrica puede recuperarse a través de la conversión de energía eléctrica en energía mecánica. El transmisor ultrasónico utiliza el efecto piezoeléctrico inverso; si un voltaje senoidal de valor  $V_s \sin \omega t$  se aplica al cristal transmisor, entonces el cristal experimentará una correspondiente deformación  $S$ . Esta vibración del cristal es transmitida a las partículas en el extremo inicial del medio, el cual se fuerza a una vibración senoidal, la cual se comunica a las partículas cercanas, hasta que el disturbio se transmite al final del medio. Este desplazamiento senoidal de partículas se acompaña por presiones y esfuerzos senoidales en el medio. Estos se detectan en el receptor ultrasónico, el cual es un simple sensor de fuerza que usa el efecto piezoeléctrico. Las fluctuaciones en presión causan una fuerza senoidal  $F$  sobre el área del cristal, produciendo una carga correspondiente que al variar en el tiempo provoca una corriente  $i$ . Esta corriente provoca un voltaje de salida  $V_{SAL}$  a través de una carga  $Z_L$ .

### 7.5 Efecto Doppler en Ultrasonido

Cuando una fuente (o transmisor) y un observador (o receptor) de ondas sónicas se encuentran en movimiento relativo, la frecuencia de la señal recibida es diferente a la frecuencia de la señal transmitida. La diferencia que existe entre ambas frecuencias es función de la velocidad relativa entre la fuente y el observador.

El efecto Doppler es un corrimiento en frecuencia o en longitud de onda que depende de las condiciones de observación, causadas por los movimientos relativos entre fuente, receptor y medio

La figura (7-36a) muestra la situación en la que una fuente fija de sonido  $S$ , emite una onda con una frecuencia  $f$  la cual se

recibe por un observador fijo O. Si la señal toma un tiempo  $\Delta t$  en viajar de S a O, entonces O recibe  $f\Delta t$  ciclos en este tiempo y la distancia entre S y O es  $f\lambda\Delta t$ . Ahora, si O se mueve hacia S con velocidad  $v$ , entonces en un tiempo  $\Delta t$  este viaja una distancia  $v\Delta t$  hacia O' (figura 7-36b), y recibe  $v\Delta t/\lambda$  ciclos adicionales de sonido. El número total de ciclos que se reciben en un tiempo  $\Delta t$  es entonces  $(f+v/\lambda)\Delta t$  y la frecuencia aparente es:

$$f' = f + \frac{v}{\lambda} = f + \frac{f}{c} v = f \frac{(c+v)}{c} \quad (7-168)$$

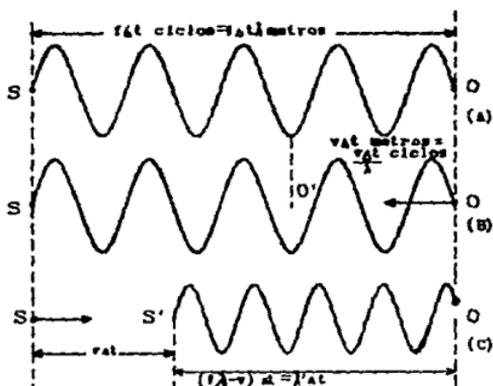


Fig 7-36 El efecto Doppler [3, Fig 18.12]

ya que  $1/\lambda = f/c$ , en donde  $c$  representa la velocidad del sonido en el aire. Si O se aleja de S con velocidad  $v$ , entonces se reciben  $(f-v/\lambda)$  ciclos en un tiempo  $\Delta t$ , y por tanto la frecuencia aparente es entonces

$$f' = f \frac{(c-v)}{c} \quad (7-169)$$

Ahora si S se mueve hacia O (fijo) con velocidad  $v$ , en un

tiempo  $\Delta t$ , S viajará una distancia  $v\Delta t$  hacia S' (figura 7-36c). Entonces la distancia S'O queda ocupada por  $f\Delta t$  ciclos de sonido. La longitud aparente de onda es entonces

$$\lambda' = \frac{\text{distancia total}}{\text{Numero total de ciclos}} = \frac{(f\lambda - v)}{f\Delta t} = \lambda - \frac{v}{f} \quad (7-170)$$

como

$$\frac{1}{f} = \frac{\lambda}{c}, \quad \lambda' - \lambda \frac{v}{c} = \lambda \frac{(c-v)}{c} \quad (7-171)$$

Si S se aleja de O entonces

$$\lambda' = \lambda \frac{(c+v)}{c} \quad (7-172)$$

Las ecuaciones (7-168) a (7-171) representan únicamente una aproximación. Para un tratamiento formal del efecto Doppler, véase el capítulo de Detectores de Proximidad por Microondas. Cabe aclarar aquí que los resultados que se presentan en este trabajo sobre el efecto Doppler no toman en cuenta la teoría de la relatividad de Einstein, ya que en [11] el autor cita lo siguiente respecto a la diferencia del efecto Doppler en Ultrasonido y en teoría electromagnética.

"Sin embargo, mientras que el efecto Doppler para el sonido no es el mismo cuando la fuente se acerca al observador que cuando se el observador se acerca la fuente, el efecto Doppler para la radiación electromagnética es simétrico en este sentido. Este resultado se demuestra usando la teoría especial de la relatividad de Einstein".

En la figura (7-37) se muestra un sistema típico de efecto Doppler. El oscilador produce ondas continuas, las cuales son enviadas por el transductor. Cualquier señal que regresa al equipo del transductor se mezcla con la frecuencia de oscilación. Si la frecuencia recibida es igual a la transmitida, la señal obtenida a

la salida del mezclador tendrá una salida con frecuencia igual a cero (una componente de directa). Si la frecuencia recibida es mayor o menor a la transmitida, la frecuencia de salida del mezclador sufrirá una variación de 0 Hz a un valor correspondiente a la desviación. El corrimiento en frecuencia será negativo para objetos alejándose del transmisor y positivo para objetos que se acerquen a él.

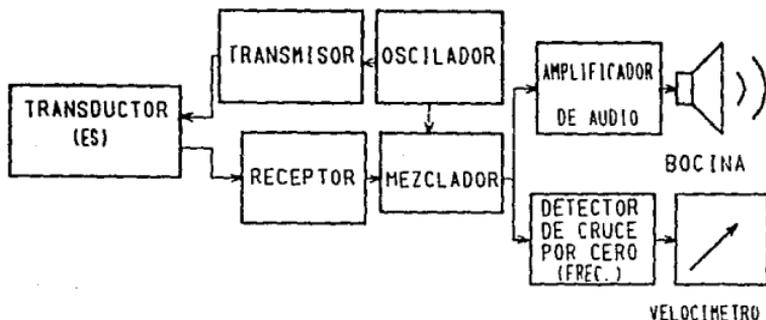


Fig 7-37 Diagrama de bloques de un sistema Doppler  
[5, Fig 15.8]

Existen actualmente en el mercado numerosos dispositivos de ultrasonido para medir magnitudes físicas así como algunos sensores de proximidad ultrasónicos, los cuales son de interés primordial en este trabajo.

### 7.6 Sensores de proximidad por ultrasonido

El principio en el que basan su funcionamiento es muy sencillo y semejante al que emplean los sensores ópticos, salvo que en este caso se utilizan ondas acústicas en lugar de ondas electromagnéticas.

Un transductor electroacústico genera un breve tren de ondas que se propagan en el aire, se reflejan en la superficie del

excitador y aquí se detecta como señal de eco en un transductor igual al primero, pero que realiza la función opuesta (efecto piezoeléctrico y efecto piezoeléctrico inverso).

Debido a la baja velocidad de propagación de las ondas acústicas en el aire (de cerca de 330 m/s) y aceptando distancias mínimas de operación superiores a algunos centímetros, es posible usar un mismo transductor como receptor y transmisor comutando electrónicamente sus funciones.

Las tres partes principales de un sensor de proximidad ultrasónico son: el transductor piezoeléctrico, el circuito de excitación para el mismo transductor y para la detección de la señal del eco y el circuito lógico de la elaboración de la señal.

La elección del transductor, para un sistema que opere en el aire, puede constituir un problema bastante delicado; por ejemplo: la frecuencia de resonancia del transductor, y por tanto, de la onda acústica que se emite, debe ser más alta que la frecuencia de vibración de las partes mecánicas que rodean al sensor, para poder discriminar la señal del zumbido; la misma frecuencia no podrá ser muy elevada debido a la gran atenuación de las ondas acústicas en el aire (la atenuación aumenta con incrementos en la frecuencia). La elección de una frecuencia de resonancia relativamente baja obliga a usar elementos piezoeléctricos de masa no despreciable, para los cuales es difícil obtener un rápido amortiguamiento de las oscilaciones y, por lo tanto, una rápida conmutación de las funciones transmisora y receptora del transductor.

La elección adecuada permite usar, para los sensores de proximidad, transductores con una frecuencia de resonancia de algunas centenas de Khz.

Pueden proyectarse y construirse diversos tipos de circuitos para la excitación del transductor piezoeléctrico y la detección de las señales de eco; el mercado de los componentes electrónicos ofrece, para estas funciones, soluciones en un sólo circuito

integrado (por ejemplo LM 1812 de National Semiconductors).

Actualmente podemos encontrar en el mercado algunos sistemas de alarma por proximidad que trabajan por ultrasonido.

Estos sistemas se basan en el empleo de ondas ultrasónicas, generadas por un oscilador, con las que se satura el área bajo protección. Parte de esta energía se refleja, mediante el choque, hacia el transmisor, pero la mayoría de ella le llega al receptor. En el receptor se aplica el principio Doppler para la detección de movimiento. Teniendo en cuenta lo anterior, mientras el espacio que se protege no sufra la acción de movimiento alguno, la señal en el receptor permanecerá inalterable. Sin embargo, cualquier movimiento que ocurra dentro de la zona alterará la frecuencia de la señal reflejada, afectando la componente resultante que se recibe de la citada combinación. La modulación de amplitud resultante hará que el detector active la respuesta llegándose a la situación de alarma. El detector de intrusos por el método ultrasónico posee la capacidad de proteger grandes áreas. Incluso la más ligera moción alterará la frecuencia de la onda recibida.

A continuación se citan algunos sistemas comerciales, los cuales deben colocarse sobre una mesa o estante, cerca del borde delantero, con una visión despejada del área a proteger y entre 60 y 152 cm, aproximadamente, por encima del nivel de suelo. Todas las superficies del área deberán estar libres de vibraciones y la unidad deberá permanecer razonablemente alejada de teléfonos, timbres, zumbadores, conductores de calor, ventanas abiertas u otras fuentes de corrientes de aire, etc. Los siguientes detectores ultrasónicos están diseñados solamente para su empleo en interiores.

**Alarma Ultrasónica Northern Electric Co., modelos 1702 y 1703.**

La unidad transmisora llena el área a proteger con ondas de

sonido inaudibles e invisibles que se reciben por el receptor. El intruso que penetra al área bajo protección perturba la onda de sonido y el receptor percibe inmediatamente la vibración. La unidad receptora incluye una bocina sonora y la posibilidad de adaptarle una lámpara con el fin de que ambas puedan entrar en acción después de la detección. Además del transmisor y receptor incluidos en el modelo 1702, el 1703 ofrece una unidad receptora de control remoto. Esta unidad remota recibirá una alarma en cualquier habitación fuera del área protegida.

Las características más importantes que incluyen estas unidades son las siguientes: circuitos de estado sólido, ondas de sonido (ultrasónicas), bocinas y luces indicadoras. Proporcionan una amplia zona de cobertura -superior a los 228 metros cuadrados- e incorporan un circuito de doble comprobación que evita las falsas alarmas. No requieren cableado alguno; simplemente deberán conectarse a la línea y luego accionar el interruptor de encendido.

El transmisor trabaja a una frecuencia de 23 Khz. Tanto éste como el receptor funcionan a 120 V a.c. Las potencias del receptor y transmisor son de 2 y 10 Wats respectivamente.

#### Sistema Ultrasónico Sontrix, modelo S-1000

El sistema ultrasónico S-1000 está diseñado para la protección simultánea, mediante un sólo control, de áreas grandes y pequeñas. Para evitar falsas alarmas y pérdida de efectividad en la sensibilidad, los efectos de la influencia ambiental en el exterior se han reducido al mínimo. El fabricante afirma que el sistema elimina completamente tanto las interferencias de RF así como las saturaciones acústicas. Un circuito de corte para las turbulencias del aire, elimina el efecto que producen los diferentes tipos de corriente de aire sin que la sensibilidad

plera efectividad. Entre las características más notables del sistema se encuentra un circuito transmisor supervisor que proporciona el cierre de un relevador de alarma en el caso de producirse un fallo en el equipo. Si, por cualquier motivo, la alimentación de a.c. del control maestro quedara interrumpida, se produciría la normal e instantánea señal de alarma.

El sistema S-1000 incorpora el panel del control maestro y la posibilidad de adicionar el número requerido de transductores, tanto receptores como transmisores, en instalación remota. El número verdadero de los mismos depende del tamaño y contenido de la zona o recinto a proteger. El equilibrio del sistema y el umbral de detección puede ajustarse mediante los mandos de sensibilidad que se sitúan en el panel del control maestro.

La unidad de control maestro genera la señal transmitida de 26 Khz., interroga la señal que recibe e inicia el estado de alarma cuando las dos señales presenten una diferencia en frecuencia que se fija previamente. El control maestro maneja un máximo de 200 transductores y cuenta con un número mayor de transmisores que de receptores, ya que la mayor eficacia se obtiene, normalmente, con la utilización de múltiples emisores para un sólo receptor. Esto mejora sensiblemente la relación señal/ruido.

La instalación adecuada de un sistema ultrasónico requiere tener en consideración las características del sonido en el recinto a proteger, tanto en los puntos de absorción como en los de reflexión. Como la onda o energía ultrasónica se concentra en la zona que se pretende proteger -dentro de paredes, suelos y techos-, si las superficies están dotadas de suficiente dureza, será posible lograr una cobertura completa del área por medio de la reflexión de la energía transmitida sobre las citadas superficies. El número de los transductores requeridos estará en función de la reflexión experimentada por la señal en dichos planos. Cuanto más duras y sólidas sean las mencionadas

superficies, menor será el número de transductores que necesite el sistema. La mayoría de los cortinajes (de paño), alfombras, cartulinas, paneles acústicos y objetos de materiales similares, absorben el sonido, haciendo necesaria la adición de más transmisores y receptores para completar la cobertura.

Sistemas de seguridad DETECTRON, modelo 350.

Se trata de un detector ultrasonoro completamente transistorizado que ofrece una gran confiabilidad en la detección de intrusos y que permite su utilización en conjunto con cualquier dispositivo de alarma que admita un cierre seco. Funciona a una frecuencia de 35 Khz. La anchura del haz es de aproximadamente 90 grados en el plano horizontal y 45 grados en el plano vertical, siempre en espacios abiertos. La forma de este haz, así como la sensibilidad del detector de movimientos, se alteran considerablemente en espacios cerrados que contengan muebles, equipos, etc.

Además de los sensores de proximidad ultrasónicos por efecto Doppler existen sensores comerciales que trabajan bajo un principio más simple, el de recepción de eco.

Estos sistemas emiten un tren de pulsos ultrasónicos continuo y por medio de un circuito receptor capturan vibraciones acústicas, del medio ambiente, estas vibraciones provocan una señal de alarma si la vibración que recibe está entre un rango de frecuencias predeterminada.

Sensor Ultrasónico Ultra-Beam.

Un ejemplo de los dispositivos comentados en el párrafo anterior es el Ultra Beam (Modelos SUA925QD y SUB925QD). Este sensor es construido por las Industrias Banner. Es un sensor de proximidad ultrasónico con un rango de sensado de 0.5 a 6 metros, la figura (7-38a) muestra el patrón de respuesta de el

dispositivo. Este patrón tiene simetría en todos los planos. Las líneas punteadas en la figura (7-38a) muestran las áreas donde el sentido es inestable.

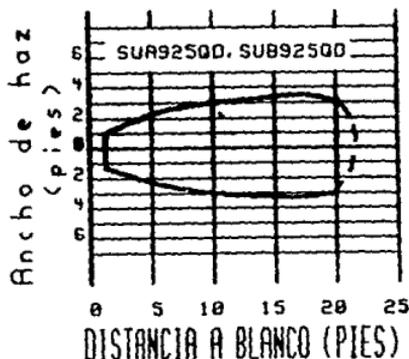


Fig 7-38a Patrón de radiación del sensor Ultra-Beam

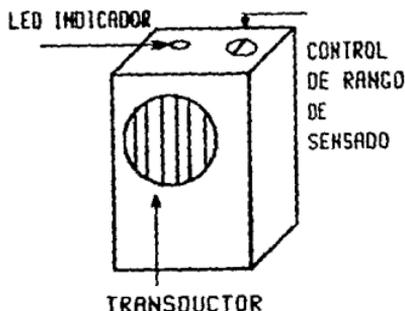


Fig 7-38b Sensor Ultra-Beam (Aspecto físico).

El rango de sensibilidad se ajusta con un potenciómetro de control de 15 vueltas colocado en la parte superior del sensor, el cual se ilustra físicamente en la figura (7-38b).

Para una detección real, los objetos a sensar deben presentar un área de al menos  $0.1 \text{ m}^2$  por cada 3 metros de distancia al

sensor. La figura (7-38c) muestra un esquema funcional del dispositivo.

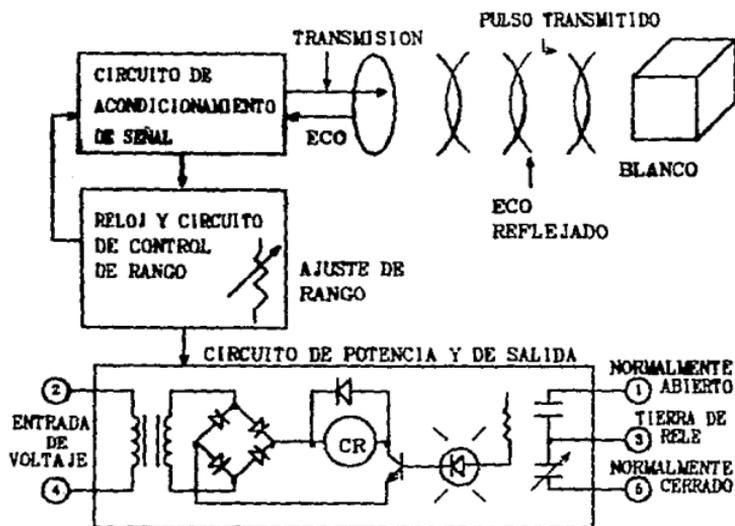


Fig 7-38c Esquema funcional del sensor Ultra-Beam

En la tabla (7-6) se listan las principales especificaciones del sensor

### 7.7 Otras aplicaciones

Además de la detección de intrusos, los transductores ultrasónicos tienen diversas aplicaciones en diferentes campos de la industria, como lo son: detección de roturas en tejidos, control de tamaño, control de borde, control de nivel de líquidos, control de nivel en tolvas y silos, apertura automática de puerta, cuenta automática de objetos, posicionamiento, control de corte para longitudes específicas, indicación de altura de carga, etc.

Las aplicaciones del ultrasonido a la medida de magnitudes

físicas están normalmente relacionadas con su velocidad, y en algunos casos con su atenuación. A continuación se comentan algunos usos del ultrasonido en éste sentido.

	SUA925QD	SUB925QD
Voltaje de alimentación:	105 a 130 V (50 a 60 Hz.)	210 a 260 V (50 a 60 Hz.)
Rango de sensado	0.5 a 6 metros	
Area mínima de blanco requerida	0.1 m <sup>2</sup> por cada 3 m de distancia al sensor.	
Histéresis de sensado	5% del rango	
Rango de ajuste	A través de potenciómetro de 15 vueltas.	
Tiempo de respuesta	100 ms.	
Indicación	Led en la parte superior del sensor que indica movimiento.	
Vida mecánica	10,000,000 de operaciones.	
Carga máxima	5 V dc a 100 mA.	
Máxima corriente	5 Amperes (carga resistiva).	
Temperatura de operación	De 0 a 50 °C.	

Tabla 7-8 Especificaciones del sensor Ultra-Beam

Sonares. Un rayo ultrasónico que se propaga verticalmente hacia abajo se refleja por el lecho marino o por otro objeto, tal como un submarino, que se interponga y regresa al generador-detector (fig 7-39). Este es el principio del sonar. Durante el intervalo de tiempo en el que se refleja la onda; el emisor se convierte en detector. Si se mide el tiempo entre la salida del pulso inicial y la llegada del eco, puede determinarse

el tiempo de tránsito  $t$  sobre una distancia de  $2d$ . Así, suponiendo que es conocida la velocidad  $c$  del ultrasonido en agua de mar, la profundidad  $d$  puede calcularse por

$$d = 1/2 ct. \quad (7-173)$$

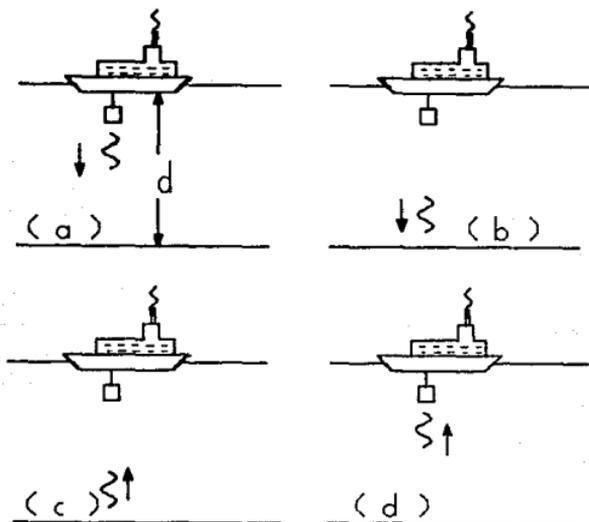


Fig 7-39 Sondeo de profundidad por impulso-eco.  
[6, Fig 5.2]

Una vez que el pulso llega hasta el fondo marino y regresa, puede repetirse el proceso con otro pulso ultrasónico. El intervalo entre impulsos sucesivos debe ser mayor que  $t$ , ya que en otro caso habría ambigüedad sobre que eco correspondería a determinado impulso. Ya que las profundidades que se miden son bastante grandes, la velocidad de repetición de pulsos debe ser baja. La figura (7-40) esquematiza la constitución básica de un sonar de eco, al que también se le conoce como sonar ultrasónico de profundidad.

En el sonar de la figura (7-40) el generador del reloj maestro

emite un tren de pulsos cuyo periodo es equivalente a dos veces el tiempo que toma un pulso al llegar al lecho marino de máxima profundidad. De este modo, para un instrumento que opera en el rango de 0 a 150 m, la máxima distancia recorrida por la señal es de 300 m y el periodo de tren de pulsos es de 200 ms. Cada [pulso del reloj maestro inicia la generación de un pulso senoidal de ancho constante. Para un barco pequeño, el sonar se aplica para operar en profundidades bajas con una resolución de profundidad aceptable, lo cual se logra al elegir la frecuencia de operación de 150 Khz, la cual se genera a través de transductores económicos. En caso de profundidades grandes, deben usarse frecuencias menores (algunas decenas de Khz).

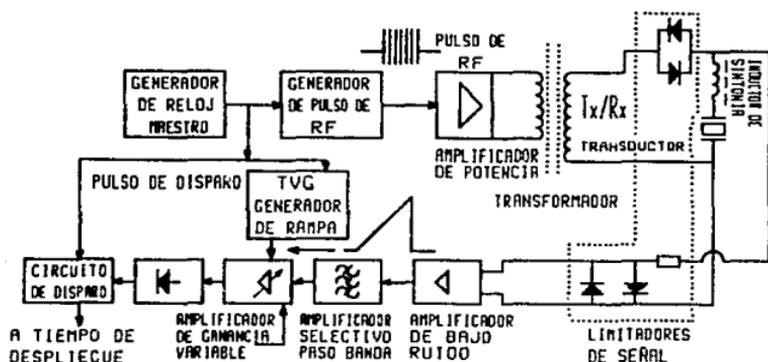


Fig. 7-40 Esquema de un sonar de eco básico

[12, Fig 9.1]

La onda de radiofrecuencias se amplifica. El amplificador se diseña para generar el nivel adecuado de potencia máxima, la cual depende de la aplicación particular. Para sonares de barcos pequeños se requieren potencias del orden de watts, y para sonares de gran profundidad se requieren potencias de decenas y aún

cientos de watts. El amplificador de potencia debe diseñarse con las siguientes características: baja impedancia de entrada, alta eficiencia y adecuada capacidad para generar corrientes altas a su salida. Este último criterio es importante cuando se trabaja con semiconductores, la magnitud de los voltajes en el circuito, son mucho menores (algunas decenas de volts) que los voltajes enviados a la salida (cientos e inclusive miles de volts), los cuales son necesarios para generar los niveles de potencia que el transductor requiere (el transductor tiene una alta impedancia relativa). Consecuentemente, el amplificador de potencia debe proporcionar corriente alta al primario de un transformador, el cual tiene una importante relación de vueltas.

El transformador se diseña para manejar las frecuencias involucradas en la mayoría de las aplicaciones del sonar de eco, el núcleo del transformador se construye de ferrita y su forma depende de las frecuencias que se manejen. El volumen del núcleo magnético no es de gran importancia si el transformador se diseña en forma adecuada.

La inductancia del secundario no puede utilizarse para sintonizar el cristal por lo que se requiere una inductancia para sintonizar las capacitancias estáticas del cristal transductor.

Después de que el pulso de radiofrecuencia pasa a través del transformador, llega al transductor, del cual se emite en la forma de un pulso acústico de alta potencia. El pulso viaja al fondo marino, se refleja con algunas pérdidas, y regresa al mismo transductor, el cual actúa recíprocamente para detectar su presencia y convertir esto en una señal eléctrica. Puede conmutarse al transductor para que funcione como transmisor y receptor o puede utilizarse un transductor como transmisor y otro para receptor. En el primer caso, debido a los altos voltajes que se manejan en la transmisión, no es apropiado conectar directamente el transductor transmisor/receptor. En vez de esto

se emplea una malla cambiadora de estado sólido, estas se ilustran en la figura (7-40) dentro de la línea punteada. Durante la transmisión los diodos en paralelo que se conectan en serie al secundario del transformador presentan una conexión de baja impedancia entre transformador y transductor. En la recepción, cuando el voltaje a través el transductor es muy pequeño (no mayor de milivolts), los diodos presentan una alta impedancia, lo cual aísla el circuito de transmisión del transductor.

El primer amplificador del circuito de recepción es de estado sólido y bajo ruido, de aquí la señal pasa un amplificador selectivo paso-banda que elimina las frecuencias fuera del rango que se desea.

Como la señal acústica se propaga y se atenúa al viajar al fondo marino y regresar, la amplitud de la señal recibida cae en función del cuadrado de la profundidad. Para compensar este efecto se incorpora un circuito de ganancia variable en el tiempo (TVG). Este simplemente es un amplificador o amplificadores en cascada, cuya ganancia se incrementa dinámicamente por medio de un voltaje de control en forma de rampa disparado por el pulso de transmisión.

Finalmente el detector de envolvente permite aislar el pulso de RF recibido del fondo marino y prepararlo para usarlo como el pulso de tiempo de viaje redondo. El circuito de tiempo es sencillo y en los sonares de eco modernos puede presentar su salida sobre un despliegue ("display") numérico, o en una pantalla de monitor.

En este punto es adecuado comentar acerca de los transductores ultrasónicos que se utilizan en aplicaciones submarinas.

#### Transductores submarinos

Los transductores de sonido marinos convierten energía

eléctrica en energía mecánica y viceversa, la energía mecánica se manifiesta como ondas longitudinales de presión en el agua. Si se excita con un voltaje  $V(t)$  sobre las terminales de un transductor transmisor, o proyector, este generará fluctuaciones de presión  $P(t)$  en el agua, lo inverso ocurre con un transductor receptor o hidrófono.

Para proyectores acústicos existe una constante  $k_p$  medida en términos de la relación logarítmica de la intensidad generada por volt rms aplicado a las terminales del proyector.

Los materiales que se utiliza en forma importante dentro de la transducción submarina son las cerámicas, y en especial el PZT. Por analogía con el fenómeno ferromagnético, las cerámicas se conocen como materiales "ferroeléctricos".

Las cerámicas ferroeléctricas se usan actualmente como transductores de proyección, en una pequeña proporción de aplicaciones de recepción se utilizan películas plásticas entre las cuales destaca el fluorido de polivinilo (PVF). El PVF es mas sensible como receptor, pero exhibe alta capacitancia y es un material proyector pobre debido a razones prácticas y físicas. Al igual que los materiales cerámicos, tienen un buen factor de transmisión con respecto al agua.

El proyector de Langevin. Existe la necesidad de manejar frecuencias audibles dentro de la transducción submarina, esto está limitado por el costo, ya que se necesita un transductor de gran tamaño para generar estas frecuencias y aún en los materiales cerámicos esto representa un costo elevado. Debido a esta necesidad Paul Langevin en el año de 1920 describió estructuras mecánicas con cuarzo de tipo emparedado que son capaces de manejar estas frecuencias.

En el proyector de Langenvin se adhieren barras cilíndricas a los extremos de un material ferroeléctrico, (actualmente uno de los mas usados es el disco de PZT), estas barras pueden ser de un

material metálico con una impedancia acústica y una velocidad del sonido similar a la del PZT. Metales como el latón, el acero, y algunas aleaciones de magnesio, aluminio y titanio son apropiados para esta aplicación debido a su alto factor de calidad, lo que los hace buenos materiales resonadores con baja conversión interna de energía acústica en calor. La estructura mecánica completa se "maneja" por medio de un cristal central y resuena a una frecuencia central  $f'$ , la cual está en función directa a la longitud  $L$ , que es la longitud total de la estructura, esta frecuencia se determina de acuerdo a la relación  $L = \lambda'/2 = c'/2f'$  donde  $\lambda'$  es la longitud de onda del sonido en un material con una velocidad del sonido  $c'$ .

A partir de lo anterior es posible diseñar un proyector de Langevin a través de una serie de etapas en las cuales se desarrollará un transductor proyector submarino mucho más práctico y económico que un proyector construido solamente de un material transductor. Las primeras tres etapas son de una naturaleza práctica, ya que es el disco de material ferroeléctrico en el centro y una capa de cada lado de otro material con similar impedancia acústica. Si se usan dos o más discos de PZT, entonces la interconexión y la orientación puede realizarse para sumar desplazamientos en los extremos del proyector en términos de su carga eléctrica. El método se ilustra en la figura (7-41). Placas metálicas entre los discos proporcionan la conexión eléctrica. Las dos terminaciones metálicas se conectan entre sí y además a tierra. Esto es adecuado, particularmente, cuando se reemplazan los discos de PZT por anillos y un perno central por medio del cual se aplica esfuerzo a la estructura entera. Las placas entre los discos o anillos pueden ser de berilio, cobre o hojas delgadas de 0.5mm de acero inoxidable, para no reducir la eficiencia. Otra característica del dispositivo es que la línea vertical central es un punto nodal y, por lo tanto, un buen lugar para intentar el

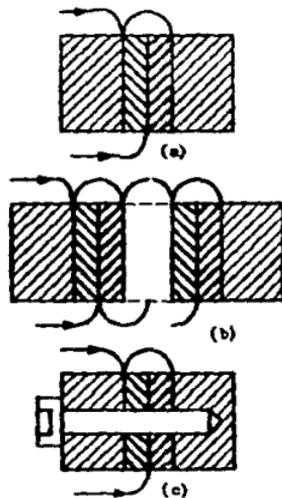


Fig 7-41 Etapas de un proyector de Langevin  
(12, Fig 7.8)

montaje mecánico del dispositivo, debido a que el montaje no debe atenuar las oscilaciones. El acoplamiento entre el PZT y el agua marina es pobre, por lo que necesitamos un material que acople las impedancias acústicas de una manera adecuada. Debido a su impedancia acústica, las aleaciones de magnesio pueden cumplir con esta función.

Esto debe ser tomado en cuenta, ya que si el material de acoplamiento tiene una impedancia acústica mayor que el PZT, entonces el acoplamiento hacia el un fluido será mas pobre que el del PZT solo. Puede entonces desarrollarse el modelo como el que se muestra en la figura (7-42), donde la estructura resonante es cubierta completamente en un baño de aceite, el aceite tiene una impedancia muy parecida a la del agua, y separada del agua a través de un diafragma de neofreno.

Hidrófono. El hidrófono se utiliza como transductor receptor

de ondas acústicas submarinas.

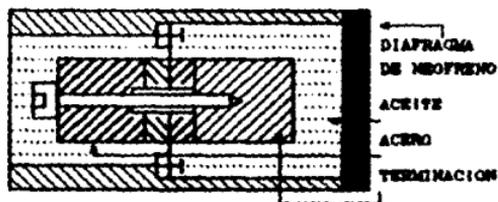


Fig 7-42 Proyector de Langevin [12, Fig 7.6]

La mayoría de los hidrófonos usan anillos cerámicos de PZT como elemento sensor. Algunos utilizan pares de medias esferas PZT en un intento por mejorar la omnidireccionalidad del dispositivo. También existen algunos hidrófonos que utilizan montajes sobre placas o arrollamientos de PVF.

La figura (7-43) muestra las etapas en la construcción de un hidrófono simple. En este caso se soldan los cables conductores a un tubo cubierto y se encapsula en neopreno o poliestireno elástico. El diseño puede utilizar un tubo de tamaño apropiado, de esta forma se fuerza la resonancia a altas frecuencias por lo que el hidrófono está en condiciones de detectarlas. Mientras mayor sea el diámetro del tubo, mayor será la sensibilidad de recepción. Es deseable que la pared del tubo sea lo más delgada posible. Existen relaciones de ancho de pared/radio que pueden hacer al hidrófono virtualmente inservible como detector de sonido, debido a la interacción substractiva entre los voltajes generados dentro del cristal como resultado de la compresión a lo largo de los ejes ortogonales. El hidrófono puede también, con gran ventaja, construirse con una cabeza amplificadora integrada, la cual proporcionará también separación y acción de manejo de cable. De ser posible, el hidrófono debe aislarse eléctricamente de campos eléctricos externos. Esto puede realizarse al conectar el blindaje

a la pantalla del cable y a los puntos de entrada a tierra del amplificador. El blindaje no debe aterrizarse a través del retorno de agua de mar, ya que ésto puede provocar ruido en el sistema. En algunos hidrófonos se integra una resistencia de precisión para calibrar la distancia de sensado. El par de conductores deben blindarse individualmente. En algunas aplicaciones se utiliza betún para prevenir el ingreso de agua marina, la cual puede dañar a las uniones en alguna manera. Si un hidrófono pesado se construye con un reflector parabólico y balastras de peso, debe usarse cable oceanográfico reforzado.

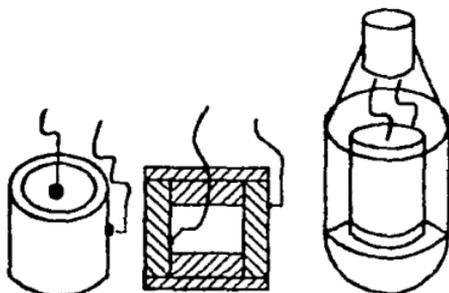


Fig 7-43 Etapas de construcción de un hidrófono.  
(12, Fig. 7,20)

Medicina. Probablemente las aplicaciones médicas más importante del ultrasonido esten actualmente dentro de las diversas técnicas de diagnóstico ultrasónico.

La diferencia entre las impedancias acústicas en los lados opuestos de muchas superficies internas del cuerpo humano son lo suficientemente importantes como para que exista una reflexión de ultrasonido bastante significativa en ellas.

El ultrasonido es particularmente útil en el examen de las partes internas del cuerpo, para las que sería inadecuado e indeseable el empleo de los rayos X.

Los ultrasonidos se emplean en el estudio de órganos como el cerebro, ojos, pecho, corazón e hígado, y también en la obstetricia. Los exámenes mediante el impulso-eco ultrasónico han de llevarse a cabo por un procedimiento de la exploración que conduzca a la aparición de una imagen en el osciloscopio, ésta ha de fotografiarse si se necesita una imagen permanente.

Algunos ejemplos de la velocidad de las ondas sonoras en tejidos humanos se listan en la tabla (7-7). Como puede observarse, la velocidad tiene aproximadamente el mismo valor en todos los tejidos suaves con excepción del tejido incorporado al hueso, en el cual es casi tres veces mayor que en el resto del cuerpo humano.

Medio	Velocidad [m/s]
Aire	331
Sangre	$1.57 \times 10^3$
Hueso	$2.5-4.7 \times 10^3$
Cerebro	$1.54 \times 10^3$
Grasa	$1.45 \times 10^3$
Riñones	$1.56 \times 10^3$
Hígado	$1.57 \times 10^3$
Músculo	$1.59 \times 10^3$
Agua destilada	$1.53 \times 10^3$

Tabla 7-7 Velocidades aproximadas del sonido en algunos tejidos del cuerpo humano.

[5, Tabla 15.1]

Caudalímetros. El ultrasonido puede utilizarse para medir la velocidad de flujo que atraviesa por un ducto, y si el fluido está sucio, puede aplicarse el efecto Doppler.

Cuando un transductor radia ondas ultrasónicas al fluido, y

esta onda se refleja en un objeto móvil respecto al emisor, existe un cambio en la frecuencia que llega al receptor, y ésta es proporcional a la velocidad relativa emisor-receptor (fig.7-44a)

$$f_e - f_r = 2f_e (v/c) \cos \alpha \quad (7-174)$$

$f_e$  = frecuencia emitida

$f_r$  = frecuencia recibida

$v$  = velocidad del fluido

$c$  = velocidad del sonido en el fluido

$\alpha$  = ángulo relativo entre la velocidad y la dirección de propagación.

Como reflector pueden actuar todas las substancias que tengan impedancia acústica diferente a la del fluido. Por ejemplo, burbujas de aire en líquidos o sólidos en suspensión. Para tener una reflexión efectiva, el tamaño de los reflectores debe ser superior a un 10% de la longitud de onda del sonido en el fluido. Las frecuencias empleadas son del orden de 1 Mhz, implicando longitudes de onda de decenas de micras. Para frecuencias superiores, la atenuación de la radiación en el medio sería excesiva.

Para fluidos limpios (sin reflectores), se disponen de modelos que se basan en la variación del tiempo de tránsito de la radiación entre el transmisor y el receptor, según se propague en favor o en contra de la dirección del flujo. En la figura (7-44b), si el transductor 1 actúa como emisor y el transductor 2 como receptor, el tiempo que tarda la radiación en alcanzar al transductor 2 es

$$t_{12} = \frac{D / \sin \alpha}{c + v \cos \alpha} \quad (7-175)$$

si los transductores invierten su función

$$t_{21} = \frac{D / \operatorname{sen} \alpha}{c - v \cos \alpha} \quad (7-176)$$

de lo cual

$$t_{21} - t_{12} = \frac{2D}{\operatorname{sen} \alpha} \left[ \frac{v \cos \alpha}{c^2 - v^2 \cos^2 \alpha} \right] \quad (7-177)$$

donde  $v$  es la velocidad del flujo y  $c$  es la velocidad del sonido en el fluido.

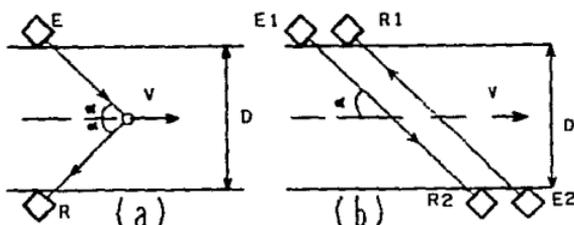


Fig 7-44 Caudalímetros ultrasónicos (a) Efecto Doppler  
(b) De tiempo de tránsito E (emisor) R (receptor)  
[18, Fig 9.10a]

Si se cumple que  $c \gg v \cos \alpha$ , resulta que la diferencia entre ambos tiempos es proporcional a la velocidad del fluido, y también depende de  $c^2$ . Esto último lleva a tener que medir la temperatura si se desea determinar la velocidad con precisión. En cualquier caso, la diferencia de tiempo a medir es muy pequeña.

Una alternativa basada en el mismo principio, consiste en disponer un sistema auto-oscilante en el que el emisor emite un pulso cuando su receptor asociado recibe un impulso previo. Con dos pares de emisor-receptor, uno emitiendo a favor y otro en contra del flujo, o bien con un solo par de transductores recíprocos, la diferencia de frecuencia de repetición de pulsos es

$$f_1 - f_2 = \frac{1}{t_{12}} - \frac{1}{t_{21}} = \frac{2v \operatorname{sen} \alpha \operatorname{cos} \alpha}{D} \quad (7-178)$$

Dentro de la industria existen otras aplicaciones de detección ultrasónica, entre los cuales están: detección de roturas en tejidos, control de tamaño de piezas procesadas, control de nivel en líquidos, control de nivel en tolvas y silos, apertura automática de puertas, cuenta automática de objetos, control de posicionamiento, control de corte para longitudes específicas, indicación de altura de carga, etc.

A continuación se describen algunas aplicaciones del ultrasonido que van más allá de los senores de proximidad.

Limpieza ultrasónica. Esta aplicación del ultrasonido está basada en la cavitación.

Supongase que en un líquido a través del cual se propagan ondas ultrasónicas existe una burbuja de radio  $r$ . La burbuja puede estar constituida del vapor del mismo líquido o de un gas que esté en disolución. La burbuja estará sujeta a los cambios de presión asociados con el ultrasonido, por lo que experimentará contracción y expansión debido al aumento y disminución de la presión en el líquido (fig 7-45). En la mitad del semiciclo de descompresión, la burbuja tiene un radio máximo  $r_{\max}$ . Si la amplitud del exceso de presión del ultrasonido es suficientemente elevada, o en otras palabras, si la intensidad del ultrasonido es suficientemente alta y el radio inicial  $r$  de la burbuja tiene un valor inferior a cierto valor crítico  $r_c$ , la burbuja sufrirá un colapso repentino durante el semiciclo de compresión, junto con la liberación, también repentina, de una cantidad de energía comparativamente grande. Este colapso y la liberación de energía asociada recibe el nombre de cavitación. El radio crítico es.

$$\omega^2 r_0^2 = \left(\frac{3\gamma}{\rho}\right) \left(p_h + \frac{2T_s}{r_0}\right) \quad (7-179)$$

donde  $\gamma = c_p / c_v$

$c_p$  = capacidad calorífica a presión constante

$c_v$  = capacidad calorífica a temperatura constante

$p_h$  = presión hidrostática (en ausencia de sonido)

$\omega/2\pi = f$  = frecuencia del ultrasonido

$\rho$  = densidad del líquido

$T_s$  = Tensión superficial del líquido

La presión en la burbuja, momentos antes de su colapso, puede ser muy grande. Cuando la burbuja se revienta, se produce una onda de choque poderosa y la energía de esta onda es responsable de casi todos los efectos que provoca la cavitación.

Para un líquido dado y para una frecuencia ultrasónica determinada, existirá una intensidad mínima requerida para producir cavitación.

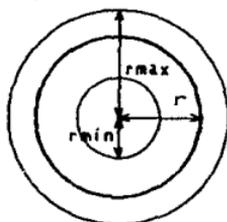


Fig 7-45 Cavitación [8, Fig 8.1]

La limpieza ultrasónica se consigue sumergiendo el objeto en un líquido de limpieza adecuado y haciendo pasar ultrasonido a través de él. Las ondas de choque producidas durante la cavitación alcanzan a cualquier superficie sólida y la restregarán con menos posibilidades de rayar o producir cualquier daño al objeto, que si se efectuara un restregado convencional. El líquido de limpieza

varía según las aplicaciones. No debe considerarse tan solo como un medio inerte que soporte las vibraciones ultrasónicas y la cavitación; debe poseer las propiedades exigibles a cualquier buen líquido de limpieza que se use en los procesos de limpieza convencionales. Se emplean agua, varios ácidos, soluciones alcalinas y acuosas, así como diferentes líquidos orgánicos.

**Homogeneizadores.** Esta aplicación utiliza un silbato para la generación de ultrasonido.

En un principio, cualquier tipo de silbato de aire puede modificarse para funcionar con un líquido en lugar de aire. Pero el tipo de silbato que se usa comercialmente en los procesos de homogeneización es el generador de "chorro-arista" el cual se ilustra en la figura (7-46).

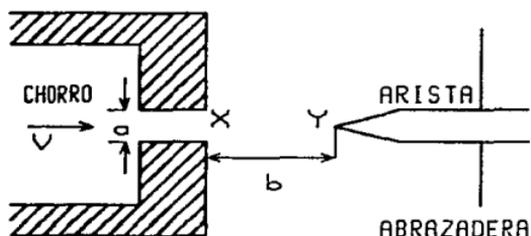


Fig 7-46 Sistema Chorro-Borde [6, Fig 8.5]

En una máquina de este tipo, los dos líquidos que deben homogeneizarse se lanzan conjuntamente formando un chorro y el ultrasonido se genera directamente en los líquidos o se transfiere muy rápidamente a los líquidos por las vibraciones de la cuchilla. La energía necesaria para un homogeneizador de silbato líquido es mucho más baja - quizá por un factor de 10- que la de una máquina semejante que funcione por el batido mecánico de los componentes líquidos. Varios alimentos enlatados se preparan por medio de la

homogeneización Otra posibilidad es el empleo del homogeneizador ultrasónico para formar emulsiones de fuel-oil y agua (en una proporción aproximada de 3:1) para su combustión en calderas con el fin de aumentar su eficacia.

Mecanizado de metales y plásticos. En ciertas circunstancias, el empleo de los ultrasonidos en relación con el trabajo de metales, plásticos, etc; incluye la explotación de la agitación mecánica de las vibraciones como en el caso de una sierra o taladro ultrasónico. Así, por ejemplo, en un taladro ultrasónico la barrena está acoplada mecánicamente a un transductor en el que se generan ondas ultrasónicas longitudinales, de manera que también la barrena vibrará longitudinalmente. El corte se efectúa por una mezcla abrasiva que circula entre la punta del taladro y el material que se está horadando. La punta del taladro no corta directamente el material, sino que empuja al abrasivo violentamente contra él; en consecuencia, la punta no necesita estar constituida de un material especialmente duro, y puede fabricarse de hierro blanco. Los taladros ultrasónicos son adecuados para mecanizar materiales duros y quebradizos y están disponibles comercialmente. En la figura (7-47) se muestra una de estas máquinas.

Otras aplicaciones del Ultrasonido:

Otra forma directa de explotar la frecuencia elevada de las vibraciones ultrasónicas se produce en las pruebas de fatiga en los materiales.

El uso de ondas supersónicas como "catalizadores" para ayudar al funcionamiento convencional de un proceso se aplica a la soldadura, curvado de tubos y estirado de hilos, además de la fuerza o fuente de energía convencional empleada en el proceso.

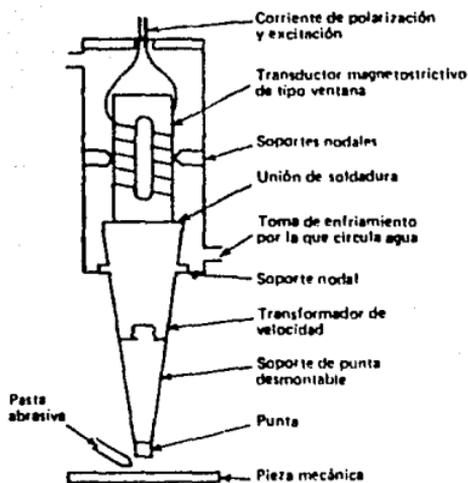


Fig 7-47 Taladro Ultrasonico [6, Fig 8.8]

Como ejemplo de lo anterior se cita al soldador ultrasonico (fig 7-48). Su aspecto es bastante distinto al de un soldador

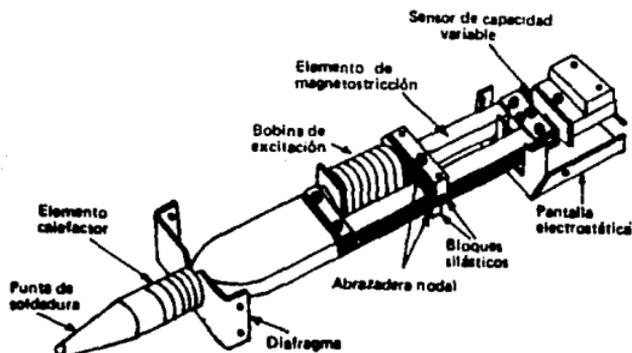


Fig 7-48 Soldador ultrasonico [6, Fig 8.9]

convencional. En este último se emplea un fluido que limpia las superficies de las partes metálicas que se van a soldar; este fluido actúa químicamente y elimina las capas de óxido que recubren normalmente las zonas metálicas. La idea que se persigue con el empleo del ultrasonido es reemplazar el fluido limpiador por la propagación del ultrasonido a través del material soldador fundido. Una de las ventajas principales del empleo del ultrasonido en la soldadura se obtiene al soldar aluminio, ya que el óxido de este material es muy difícil de remover con los líquidos convencionales.

### 7.8 Seguridad

Dentro de las aplicaciones ultrasónicas debe considerarse la seguridad de las personas expuestas a radiaciones acústicas, ya sean operarios, pacientes o público en general cuando se utilizan equipos en los que interviene el ultrasonido. Los factores principales a considerar son:

- (a) la intensidad del ultrasonido generado.
- (b) la frecuencia
- (c) la dosis recibida por el paciente u operario.

La intensidad es importante, ya que cuanto mas energía se genera, de mas energía puede disponerse para dañar al ser humano. La frecuencia es indirectamente importante en el sentido de que si se considera el ultrasonido transportado por el aire desde una pieza de equipo ultrasónico, la señal se atenuará en función directa al cuadrado de la frecuencia, por lo que a mayor frecuencia, menor será el riesgo al manejar señales acústicas. Para una intensidad dada de sonido generado, la dosis recibida por un paciente que se acople directamente a un generador de ondas ultrasónicas será mucho mayor que la dosis recibida a través del aire a cualquier persona que se encuentre cerca. Lo anterior se

debe a dos razones: la primera es que existe un desacoplamiento acústico muy grande entre el generador ultrasónico y el aire e igualmente entre el aire y el cuerpo humano, y la segunda es que la onda sufre una atenuación considerable en el aire.

A través de pruebas de laboratorio con animales, se estudia la posibilidad del daño que la aplicación de ultrasonido a distintos tejidos y órganos puede ocasionar. Empleando dosis suficientemente elevadas de energía ultrasónica se puede producir daño permanente a un órgano y en caso extremo la muerte del animal. Para cada órgano se determina una curva de umbral que determina la relación intensidad/ duración permisible de la radiación (fig 7-49).

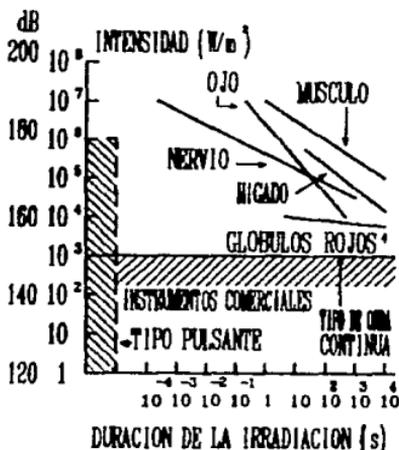


Fig 7-49 Umbrales de intensidad/duración para los órganos de los mamíferos [8, Fig 10.1]

Todas las relaciones localizadas por debajo de cada curva no producen daño en el órgano que se indica. Cada punto de la curva representa la relación crítica intensidad/duración de una radiación aplicada. Las exposiciones típicas aplicadas empleando

Instrumentos comerciales se indican también en la figura (7-49). De la figura se sigue que en las aplicaciones de diagnóstico médico, las dosis empleadas tienen duración relativamente baja, el ultrasonido resulta bastante más seguro que otras ayudas de diagnóstico disponibles como pueden ser los rayos X. En aplicaciones quirúrgicas las intensidades empleadas son más elevadas que las empleadas en diagnóstico, además de que el ultrasonido está acoplado con elementos potencialmente peligrosos como bisturíes, etc. Pero los efectos indeseados del empleo del ultrasonido no son elevados según los estándares de la práctica médica.

Al considerar los operarios de equipo ultrasónico, el mayor peligro proviene del ultrasonido o sonido audible asociado transmitido por el aire.

En las aplicaciones industriales la intensidad del sonido es mayor, además de que las frecuencias que se manejan en algunos procesos son bajas (de 20 a 40 Khz.) por lo que el ultrasonido dentro de la industria debe considerarse cuidadosamente.

Se puede subdividir la consideración del ultrasonido industrial que se transmite por el aire en efectos auditivos, efectos fisiológicos y efectos subjetivos. Para los efectos auditivos, es decir, el efecto del ultrasonido transmitido por el aire al ser oído a frecuencias audibles, la evidencia disponible de pruebas ultrasónicas parece indicar que no existe reducción ni permanente ni temporal en la frecuencia de umbral de audición del sonido audible provocada por la exposición a las intensidades típicas (permisibles) del ultrasonido que se transmite en el aire en las aplicaciones industriales en el ultrasonido. En la figura (7-50) se resume el conocimiento disponible sobre los efectos fisiológicos de la exposición al sonido de muy alta intensidad, basado en resultados experimentales y en alguna extrapolación para el hombre. Puede apreciarse la diferencia en

las figuras (7-49) y (7-50), ya que en la primera se refiere a la exposición directa de un órgano y la segunda se refiere a una exposición de cuerpo entero. El límite industrial de 100-110 dB está claramente por debajo de los niveles para los cuales, de acuerdo a la figura (7-50), no se producirá ningún efecto fisiológico a causa del ultrasonido. Los efectos subjetivos tales como fatiga, dolor de cabeza, náuseas, etc., que pueden ser experimentados por los trabajadores de un equipo experimental ultrasónico y que no son necesariamente psicomáticos se piensa que son debidos al sonido audible de alta frecuencia emitido o generado por el equipo ultrasónico en vez de al propio ultrasonido. Así para las frecuencias ultrasónicas muy bajas que pueden ser audibles para algunos trabajadores, el límite máximo recomendado es de 75 dB.

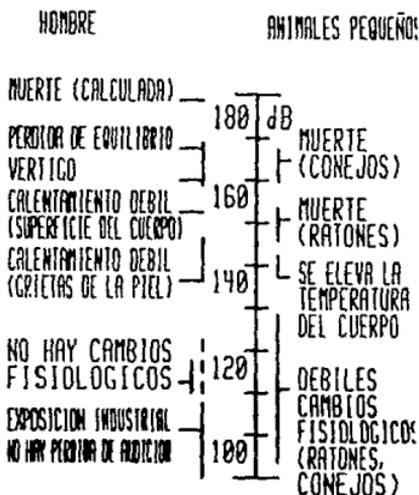


Fig. 7-50 Efectos fisiológicos del ultrasonido

(6, Fig 10.2)

## Referencias

- [1] Gordon S. Kino, Acoustic Waves, Prentice Hall Inc 1987.
- [2] Theodor F. Hueter & Richard H. Bolt, Sonics, John Wiley & Sons
- [3] John P. Bentley, Principles of Measurements Systems, Longman Scientific & Technical.
- [4] Jack Blitz, Fundamentos de los Ultrasonidos, Alhambra S.A.
- [5] John A. Alloca & Allen Stuart, Transducers Theory and Applications, Reston Publishing Company.
- [6] Benson Carlin, Ultrasonics, Mc. Graw Hill Company.
- [7] Warren P. Mason, Physical Acoustics and the Properties of Solids, D. Van Nostrand Company Inc.
- [8] A. Boros, Electrical Measurements In Engineering, Elsevier.
- [9] A. P. Cracknell, Ultrasonidos, Paraninfo.
- [10] H. J. Pain, The Physics of vibrations and Waves, John Wiley & Sons 3a. Edición.
- [11] W. G. Rees, Physical Principles of Remote Sensing, Cambridge University Press.
- [12] Rodney F. & W. Coates, Underwater Acoustics Systems, John Wiley & Sons 1989.
- [13] C. Canali, R. Caprio, M. Prudenziati, A. Taroni, "Sensori di prossimità Elettronici", Fisica e Tecnologia, Vol. 4, No. 2.
- [14] Virgil E. Bottom, Introduction to Quartz Crystal Unit Design, Van Nostrand Reinhold Company 1982.
- [15] Harvey Swearer, Alarma y Protección, Paraninfo 1979.
- [16] Ramón Pallás Areny, Transductores y Acondicionadores de Señal, Marcombo 1989.
- [17] Leon O. Chua, Charles A. Desoer, Ernest S. Kuh, Linear and Nonlinear Circuits, Mc. Graw Hill Company 1987.

## CONCLUSIONES

La aplicación práctica de los sensores presentados en este trabajo está relacionada con su alcance, precisión y confiabilidad.

Los sensores por microondas y ultrasonido se utilizan generalmente para la detección de objetos a gran distancia (mayor de un metro), donde no pueden utilizarse otros tipos de sensores. Aunque son capaces de detectar a distancias menores, las aplicaciones de este tipo no son prácticas, debido a su costo. Estos tipos de sensores tienen principios de funcionamiento muy semejantes, la diferencia radica principalmente en la frecuencia y en la forma de propagación de las ondas (los medios que reflejan el ultrasonido son diferentes a los que reflejan una onda electromagnética).

Dentro de las aplicaciones de detección, ambos sensores pueden detectar objetos en movimiento (a través del efecto Doppler) u objetos inmóviles.

Para distancias menores resulta más conveniente emplear los sensores que detectan variaciones en el campo eléctrico o magnético. Los sensores capacitivos e inductivos presentan características que los hacen adecuados para usarse en distancias mayores de unos cuantos centímetros hasta un metro aproximadamente. Por lo que respecta a los sensores capacitivos, su uso más extenso está en los detectores de desplazamiento lineal mientras que los inductivos se usan ampliamente para distinguir entre diferentes materiales.

Para distancias milimétricas, se emplean los sensores de efecto Wiegand, de efecto Reed y de efecto Hall. Por sus características de conmutación, descritas en este trabajo, se utilizan comúnmente como dispositivos indicadores de ausencia o presencia de campo magnético ("on/off"). Además, los sensores de

efecto Hall, debido a sus características, pueden emplearse para mediciones más precisas relacionadas con la intensidad del campo magnético.

Como pudo observarse a través de este trabajo el campo de aplicación de los sensores de proximidad es muy extenso, y, tal vez las aplicaciones más importantes que se preveen en un futuro no muy lejano se den en los campos de la automatización de procesos de manufactura, robótica y en la optimización de los sistemas de seguridad.