

# AAU

AMERICAN ANDRAGOGY  
UNIVERSITY



# **Mecatrónica**

**Sistemas de control electrónico  
en la ingeniería mecánica y eléctrica**



# Contenido

	<b>Prefacio</b>	xi
<b>1. Mecatrónica</b>	1.1 ¿Qué es la mecatrónica?	1
	1.2 Sistemas	2
	1.3 Sistemas de medición	2
	1.4 Sistemas de control	3
	1.5 Controladores basados en un microprocesador	11
	1.6 Respuesta de los sistemas	14
	1.7 Enfoque de la mecatrónica	15
	Problemas	16
<b>2. Sensores y transductores</b>	2.1 Sensores y transductores	17
	2.2 Terminología del funcionamiento	17
	2.3 Desplazamiento, posición y proximidad	22
	2.4 Velocidad y movimiento	33
	2.5 Fuerza	36
	2.6 Presión de fluidos	37
	2.7 Flujo de líquidos	40
	2.8 Nivel de líquidos	41
	2.9 Temperatura	42
	2.10 Sensores de luz	47
	2.11 Selección de sensores	48
	2.12 Ingreso de datos mediante interruptores	49
	Problemas	51
<b>3. Acondicionamiento de señales</b>	3.1 Acondicionamiento de señales	54
	3.2 El amplificador operacional	56
	3.3 Protección	65
	3.4 Filtrado	66
	3.5 El puente de Wheatstone	67
	3.6 Señales digitales	72
	3.7 Multiplexores	83
	3.8 Adquisición de datos	85
	3.9 Procesamiento de señales digitales	87
	3.10 Modulación por pulsos	88
	Problemas	90



<b>4. Sistemas de presentación de datos</b>	4.1	Dispositivos para presentación visual (displays)	92
	4.2	Elementos para la presentación de datos	94
	4.3	Grabación magnética	101
	4.4	Exhibidores o Displays	104
	4.5	Sistemas de adquisición de datos	109
	4.6	Sistemas de medición	112
	4.7	Prueba y calibración	117
		Problemas	119
<b>5. Sistemas de actuación neumática e hidráulica</b>	5.1	Sistemas de actuación	122
	5.2	Sistemas neumáticos e hidráulicos	122
	5.3	Válvulas para control de dirección	124
	5.4	Válvulas de control de presión	127
	5.5	Cilindros	128
	5.6	Válvulas para el control de procesos	132
	5.7	Actuadores giratorios	138
		Problemas	139
<b>6. Sistemas de actuación mecánica</b>	6.1	Sistemas mecánicos	141
	6.2	Tipos de movimiento	142
	6.3	Cadenas cinemáticas	144
	6.4	Levas	147
	6.5	Trenes de engranes	148
	6.6	Rueda dentada y trinquete	151
	6.7	Transmisión por banda y cadena	151
	6.8	Cojinetes (chumaceras)	153
	6.9	Aspectos mecánicos de la selección de un motor	157
		Problemas	159
<b>7. Sistemas de actuación eléctrica</b>	7.1	Sistemas eléctricos	161
	7.2	Interruptores mecánicos	161
	7.3	Interruptores de estado sólido	163
	7.4	Solenoides	168
	7.5	Motores de cd	168
	7.6	Motores de ca	176
	7.7	Motores paso a paso	178
		Problemas	184
<b>8. Modelos de sistemas básicos</b>	8.1	Modelos matemáticos	185
	8.2	Bloques funcionales de sistemas mecánicos	186
	8.3	Bloques funcionales de sistemas eléctricos	192
	8.4	Bloques funcionales en sistemas de fluidos	197
	8.5	Bloques funcionales de los sistemas térmicos	205
		Problemas	208
<b>9. Modelado de sistemas</b>	9.1	Sistemas en ingeniería	210
	9.2	Sistemas total-traslacional	213
	9.3	Sistemas electromecánicos	213
	9.4	Sistemas hidro-mecánicos	217
		Problemas	220

<b>10. Respuestas dinámicas de sistemas</b>	10.1 Modelado de sistemas dinámicos	222
	10.2 Sistemas de primer orden	224
	10.3 Sistemas de segundo orden	230
	10.4 Medidas de desempeño de los sistemas de segundo orden	236
	10.5 Identificación de sistemas	240
	Problemas	240
<b>11. Funciones de transferencia de sistemas</b>	11.1 La función de transferencia	242
	11.2 Sistemas de primer orden	245
	11.3 Sistemas de segundo orden	247
	11.4 Sistemas en serie	250
	11.5 Sistemas con lazos de realimentación	250
	11.6 Efecto de la ubicación de los polos en la respuesta transitoria	252
	11.7 MATLAB y SIMULINK	254
	Problemas	260
<b>12. Respuesta en frecuencia</b>	12.1 Entrada senoidal	262
	12.2 Fasores	262
	12.3 Respuesta en frecuencia	265
	12.4 Trazas de Bode	268
	12.5 Especificaciones de desempeño	277
	12.6 Estabilidad	278
	Problemas	279
<b>13. Controladores en lazo cerrado</b>	13.1 Procesos continuos y discretos	280
	13.2 Modos de control	282
	13.3 Modo de dos posiciones	283
	13.4 Modo proporcional	284
	13.5 Control derivativo	288
	13.6 Control integral	290
	13.7 Controlador PID	293
	13.8 Controladores digitales	295
	13.9 Desempeño de los sistemas de control	297
	13.10 Sintonización de controladores	299
	13.11 Control de velocidad	301
	13.12 Control adaptable	301
	Problemas	305
<b>14. Lógica digital</b>	14.1 Lógica digital	307
	14.2 Sistemas numéricos	308
	14.3 Compuertas lógicas	314
	14.4 Álgebra booleana	320
	14.5 Mapas de Karnaugh	325
	14.6 Aplicaciones de las compuertas lógicas	329
	14.7 Lógica secuencial	335
	Problemas	339

<b>15. Microprocesadores</b>	15.1 Control	342
	15.2 Sistemas microprocesadores	343
	15.3 Microcontroladores	356
	15.4 Aplicaciones	373
	15.5 Programación	375
	Problemas	377
<b>16. Lenguaje ensamblador</b>	16.1 Lenguajes	378
	16.2 Conjuntos de instrucciones	379
	16.3 Programas en lenguaje ensamblador	386
	16.4 Subrutinas	392
	16.5 Tablas de consulta	396
	Problemas	400
<b>17. Lenguaje C</b>	17.1 ¿Por qué el lenguaje C?	401
	17.2 Estructura de un programa	401
	17.3 Control de flujo y ciclos	409
	17.4 Arreglos	412
	17.5 Apuntadores	413
	17.6 Desarrollo de programas	415
	17.7 Ejemplos de programas	416
	Problemas	419
<b>18. Sistemas de entrada/salida</b>	18.1 Interfases	421
	18.2 Direccionamiento entrada/salida	421
	18.3 Requerimientos de una interfase	424
	18.4 Adaptador de interfase para dispositivos periféricos	432
	18.5 Interfase para comunicaciones en serie	437
	18.6 Ejemplos de acoplamiento mediante interfase	440
	Problemas	443
<b>19. Controladores lógicos programables</b>	19.1 Controladores lógicos programables	444
	19.2 Estructura básica	445
	19.3 Procesamiento de la entrada/salida	448
	19.4 Programación	449
	19.5 Mnemónicos	454
	19.6 Temporizadores, relevadores internos y contadores	455
	19.7 Registros de corrimiento	460
	19.8 Controles maestro y de salto	461
	19.9 Manejo de datos	462
	19.10 Entrada/salida analógica	465
	19.11 Selección de un PLC	466
	Problemas	466
<b>20. Sistemas de comunicación</b>	20.1 Comunicaciones digitales	468
	20.2 Control centralizado, jerárquico y distribuido	468
	20.3 Redes	471
	20.4 Protocolos	473
	20.5 Modelo de comunicación de interconexión de sistemas abiertos	475

	20.6	Interfases de comunicación	478
		Problemas	486
<b>21. Localización de fallas</b>	21.1	Técnicas para detección de fallas	487
	21.2	Temporizador vigilante (watchdog)	488
	21.3	Verificación de paridad y de codificación de errores	489
	21.4	Fallas comunes en el hardware	491
	21.5	Sistemas basados en microprocesadores	492
	21.6	Emulación y simulación	497
	21.7	Sistemas basados en PLC	498
		Problemas	500
<b>22. Sistemas mecatrónicos</b>	22.1	Diseño tradicional y mecatrónico	502
	22.2	Posibles soluciones de diseño	508
	22.3	Estudios de casos de sistemas mecatrónicos	518
		Problemas y tarea	530
<b>Apéndice A: la transformada de Laplace</b>	A.1	La transformada de Laplace	531
	A.2	Escalones y pulsos unitarios	532
	A.3	Transformada de Laplace de funciones estándar	534
	A.4	Transformada inversa	538
<b>Apéndice B: compuertas lógicas</b>		Compuerta AND	541
		Compuerta OR	541
		Compuerta NOT (inversor)	541
		Compuerta NAND	542
		Compuerta NOR	542
		Compuerta XOR (OR EXCLUSIVA)	542
<b>Apéndice C: conjuntos de instrucciones</b>		M68HC11	543
		Intel 8051	545
		PIC16Cxx	546
<b>Apéndice D: funciones de biblioteca de C</b>		<ctype.h>	547
		<math.h>	547
		<stdio.h>	548
		<stdlib.h>	548
		<time.h>	548
		<b>Información adicional</b>	549
		<b>Respuestas</b>	553
		<b>Índice</b>	567





# Prefacio

## Panorama general

La integración de la ingeniería electrónica, la ingeniería eléctrica, la tecnología de cómputo y la ingeniería de control con la ingeniería mecánica es cada vez más frecuente en el diseño, fabricación y mantenimiento de una amplia gama de productos y procesos de ingeniería. Una consecuencia es la necesidad de que ingenieros y técnicos adopten un enfoque interdisciplinario e integrado en la ingeniería. Con el nombre de *mecatrónica* se describe este enfoque integrado. Como resultado, los ingenieros y técnicos necesitan habilidades y conocimientos que no se circunscriban sólo a un área especializada. Es necesario que tengan la capacidad para desenvolverse y comunicarse con todas las disciplinas de la ingeniería, así como de vincularse con otras personas que cuentan con destrezas y conocimientos más especializados. Este libro constituye un esfuerzo por ofrecer los fundamentos básicos de la mecatrónica, y proporcionar vínculos con campos más especializados.

## Público lector

La *primera edición* de esta obra estaba dirigida a cubrir las Unidades de Mecatrónica A y B (1413G y 1414G) para técnicos de nivel superior del Business and Technology Education Council (BTEC). Estas unidades forman el núcleo de los cursos para la obtención del certificado Higher National Certificate/Diploma y se diseñaron de manera que fueran compatibles con unidades más especializadas, por ejemplo para el diseño, fabricación y mantenimiento específicos del área de aplicación del curso. El libro fue utilizado ampliamente en estos cursos, así como en cursos de licenciatura, tanto de Gran Bretaña como Estados Unidos. Con base en los comentarios y las sugerencias hechas por profesores de estos países, la *segunda edición* se amplió considerablemente al dar un tratamiento más profundo a los temas abordados, por lo que no sólo será de interés para el público al que originalmente estaba dirigido, sino que su nuevo diseño lo hace idóneo también para cursos de licenciatura. La *tercera edición* comprende más detalles de algunas explicaciones, mayor análisis de los microcontroladores y programación, un aumento en el uso de modelos de sistemas mecatrónicos y el agrupamiento de hechos importantes en los apéndices.

## Objetivos

El objetivo general del libro es proporcionar un cubrimiento completo de la mecatrónica que se pueda usar en cursos tanto de técnicos como de estudiantes de ingeniería y ayudar al lector para que:

1. Adquiera una combinación de conocimientos de ingeniería mecánica, electrónica y de computación necesarios para poder comprender y diseñar sistemas mecatrónicos.
2. Sea capaz de desenvolverse y comunicarse mediante una gama de disciplinas de ingeniería necesarias en los sistemas mecatrónicos.

En sus capítulos, el objetivo es ayudar al lector a:

### *Capítulo 1: Mecatrónica*

Apreciar de qué se ocupa la mecatrónica.

Comprender las diversas formas y elementos de los sistemas de control: de lazo abierto, de lazo cerrado y en cascada.

Reconocer la necesidad de modelos de sistemas que ayuden a predecir su comportamiento.

### *Capítulo 2: Sensores y transductores*

Describir el funcionamiento de sensores de uso común.

Evaluar los sensores que se emplean para la medición de desplazamiento, posición y proximidad; velocidad y movimiento; fuerza; presión de fluidos; flujo de líquidos; nivel de líquidos; temperatura; luz.

Explicar el problema del rebote cuando se utilizan interruptores mecánicos para introducir datos.

### *Capítulo 3: Acondicionamiento de señales*

Explicar los requisitos que deben cumplirse en el acondicionamiento de señales.

Explicar cómo se utilizan los amplificadores operacionales, los requisitos para su uso en protección y filtrado, el principio del puente de Wheatstone y, en particular, cómo se usa con galgas extensiométricas, los principios de los convertidores analógico-digital (ADC) y digital-analógico (DAC), multiplexores y adquisición de datos usando tarjetas DAQ.

Explicar el principio del procesamiento de señales digitales.

Explicar el principio de la modulación de pulsos.

### *Capítulo 4: Sistemas de presentación de datos*

Explicar el problema de almacenamiento de datos.

Describir los principios básicos del uso de elementos de presentación de datos de uso más común: medidores, graficadores analógicos, osciloscopios, displays, impresoras.

Explicar los principios de almacenamiento magnético en discos duros y flexibles.

Explicar los principios de los dispositivos de visualización, en particular el uso de los displays de LED de siete segmentos y de matriz de puntos, así como el empleo de circuitos de excitación.

Explicar cómo se logra la presentación de datos con las tarjetas DAQ.

Diseñar sistemas de medición.

#### **Capítulo 5: *Sistemas de actuación neumática e hidráulica***

Interpretar diagramas de sistemas y diseñar sistemas sencillos para sistemas de control secuencial que usan válvulas y cilindros.

Explicar el principio de las válvulas para control de procesos, sus características y dimensionamiento.

#### **Capítulo 6: *Sistemas de actuación mecánica***

Evaluar sistemas mecánicos en los que se utilicen eslabones, levas, engranes, trinquetes, transmisión por banda y cadena y chumaceras.

#### **Capítulo 7: *Sistemas de actuación eléctrica***

Evaluar las características de operación de sistemas de actuadores eléctricos: relevadores, interruptores de estado sólido (tiristores, transistores bipolares y MOSFET), sistemas accionados por solenoide, motores de cd, motores de ca y motores paso a paso.

#### **Capítulo 8: *Modelos de sistemas básicos***

Diseñar con elementos básicos sistemas mecánicos, eléctricos, de fluidos y térmicos.

#### **Capítulo 9: *Modelado de sistemas***

Analizar los sistemas rotacionales-traslacionales, electromecánicos e hidro-mecánicos.

#### **Capítulo 10: *Respuestas dinámicas de sistemas***

Modelar sistemas dinámicos mediante ecuaciones diferenciales.

Determinar la respuesta de sistemas de primer y segundo orden para entradas sencillas.

#### **Capítulo 11: *Funciones de transferencia de sistemas***

Definir la función de transferencia de un sistema y determinar sus respuestas para entradas sencillas utilizando la transformada de Laplace.

Identificar el efecto de la localización de los polos en la respuesta transitoria.

Usar MATLAB y SIMULINK para modelar sistemas.

#### **Capítulo 12: *Respuesta en frecuencia***

Analizar la respuesta de sistemas en el dominio de la frecuencia sujetos a entradas senoidales.

Graficar e interpretar trazas de Bode usándolas para identificar sistemas.



**Capítulo 13: Controladores en lazo cerrado**

Predecir el comportamiento de sistemas que tienen control proporcional, integral, derivado, proporcional e integral, proporcional y derivado y proporcional, integral y derivado (PID).

Explicar cómo llevar a la práctica estos modos de control usando amplificadores operacionales y controladores digitales, definiendo los valores de ajuste del controlador.

Explicar qué se entiende por realimentación de velocidad y control adaptable.

**Capítulo 14: Lógica digital**

Usar los sistemas de numeración binario, octal, hexadecimal y decimal con codificación binaria; explicar cómo poner signos a los números y el método de complemento a dos para manejar números negativos.

Explicar las ventajas del código Gray.

Describir métodos de paridad para la detección de errores.

Reconocer los símbolos y representación booleana de las compuertas lógicas AND, OR, NOT, NAND, NOR y XOR.

Usar el álgebra booleana para simplificar expresiones booleanas y presentarlas en forma de sumas de productos, o productos de sumas.

Usar mapas de Karnaugh para determinar las expresiones booleanas que representen tablas de verdad.

Explicar la operación de los decodificadores.

Explicar cómo se utilizan los flip-flops SR, JK y D en los sistemas de control.

**Capítulo 15: Microprocesadores**

Describir la estructura básica de un sistema con microprocesador.

Describir la arquitectura de microprocesadores comunes y cómo se pueden incorporar a sistemas con microprocesadores.

Describir la estructura básica de microcontroladores y la arquitectura de los de uso más común; explicar cómo se usan sus registros para realizar tareas.

Explicar cómo diseñar programas empleando diagramas de flujo o pseudocódigo.

**Capítulo 16: Lenguaje ensamblador**

Utilizar lenguaje ensamblador para escribir programas.

**Capítulo 17: Lenguaje C**

Usar lenguaje C para escribir programas.

**Capítulo 18: Sistemas de entrada/salida**

Identificar los requisitos de una interfase y cómo llevarlos a la práctica. En particular, búfers, reconocimiento, poleo e interfases en serie.

Explicar cómo se usan las interrupciones con los microcontroladores.

Explicar la función de adaptadores de interfase periféricos y cómo programarlos en situaciones específicas.  
Explicar la función de los adaptadores de interfase de comunicaciones asíncronas.

#### *Capítulo 19: Controladores lógicos programables*

Describir la estructura básica de los PLC.  
Programar un PLC, explicando cómo funciona la lógica y cómo llevar a la práctica la retención y la secuencia.  
Desarrollar programas en los que intervengan temporizadores, relevadores internos, contadores, registros de corrimiento, relevadores principales, saltos y manejo de datos.

#### *Capítulo 20: Sistemas de comunicación*

Describir los sistemas de control centralizado, jerárquico y distribuido, las configuraciones de red y métodos para transmitir datos así como la descripción de protocolos usados en la transmisión de datos.  
Describir el modelo de comunicación e interconexión de sistemas abiertos.  
Describir las interfases de comunicación de uso común: RS-232, Centronics, IEEE-488, buses de computadoras personales, VXibus y el bus I<sup>2</sup>C.

#### *Capítulo 21: Localización de fallas*

Reconocer las técnicas utilizadas en la identificación de fallas en sistemas basados en microprocesadores, incluyendo tanto hardware como software.  
Explicar el empleo de la emulación y la simulación.  
Explicar cómo la detección de fallas se puede desarrollar con sistemas PLC.

#### *Capítulo 22: Sistemas mecatrónicos*

Comparar soluciones posibles, propuestas para problemas de diseño, al adoptar tanto el punto de vista tradicional como el de la mecatrónica, reconocer el amplio uso de sistemas embebidos.  
Analizar casos en los que se han usado soluciones mecatrónicas.  
Diseñar soluciones mecatrónicas para problemas.

## Estructura del libro

Cada capítulo del libro tiene abundantes ilustraciones y contienen problemas; las respuestas se proporcionan al final del libro. En el capítulo 22 se incluyeron tareas de investigación y diseño, también se dan sugerencias para sus soluciones posibles.

El diagrama de la página siguiente muestra la estructura global del libro. El capítulo 1 es una introducción general a la mecatrónica. Los capítulos del 2 al 7 constituyen un bloque coherente del hardware de sistemas básicos; los capítulos del 8 al 13 tratan el desarrollo de modelos de sistemas, los capítulos del 14 al 21 se refieren a los sistemas digitales y microprocesadores; el capítulo 22 es una conclusión global del estudio del diseño de los sistemas mecatrónicos.

<b>Introducción</b>				
Capítulo 1 Mecatrónica				
<b>Elementos de sistemas básicos</b>	<b>Actuadores</b>	<b>Modelos de sistemas</b>	<b>Principios digitales básicos</b>	<b>Sistemas con microprocesadores</b>
Capítulo 2 Sensores y transductores	Capítulo 5 Sistemas de actuación neumática e hidráulica	Capítulo 8 Modelos de sistemas básicos	Capítulo 14 Lógica digital	Capítulo 15 Microprocesadores
Capítulo 3 Acondicionamiento de señales	Capítulo 6 Sistemas de actuación mecánica	Capítulo 9 Modelado de sistemas		Capítulo 16 Lenguaje ensamblador
Capítulo 4 Sistemas de presentación de datos	Capítulo 7 Sistemas de actuación eléctrica	Capítulo 10 Respuestas dinámicas de sistemas		Capítulo 17 Lenguaje C
		Capítulo 11 Funciones de transferencia de sistemas		Capítulo 18 Sistemas de entrada/salida
		Capítulo 12 Respuesta en frecuencia		Capítulo 19 Controladores lógicos programables
		Capítulo 13 Controladores en lazo cerrado		Capítulo 20 Sistemas de comunicación
				Capítulo 21 Localización de fallas
				Capítulo 22 Sistemas mecatrónicos
<b>Conclusión</b>				

## Agradecimientos

Tengo una deuda especial con los fabricantes del equipo que se menciona a lo largo del texto, por sus publicaciones. También quiero agradecer a los revisores de Gran Bretaña y Estados Unidos que se esmeraron al leer la primera edición e hicieron sugerencias para mejorarla y a los profesores que desde entonces se han comunicado conmigo.

W. Bolton



# 1 Mecatrónica

## 1.1 ¿Qué es la mecatrónica?

Considere una cámara fotográfica con enfoque y exposición automáticos. Para tomar una fotografía basta con apuntar hacia el objeto y oprimir un botón. La cámara ajusta el foco y el tiempo de exposición de manera automática, de forma que el objeto queda debidamente enfocado y con el tiempo de exposición correcto. Considere el caso de la suspensión “inteligente” de un camión. Este tipo de suspensión se ajusta para mantener la plataforma nivelada en caso de cargas distribuidas de manera desigual; también se ajusta cuando el camión toma curvas cerradas y cuando va por caminos con baches, etcétera, para mantener un trayecto suave. Y ahora considere el caso de una línea de producción automatizada. En ella se llevan a cabo diversos procesos de producción, todos de manera automática, y en la forma y secuencia correctas. La cámara automática, la suspensión del camión y la línea de producción automática son ejemplos de la fusión de los sistemas de control electrónico y la ingeniería mecánica.

En este tipo de sistemas por lo general se emplean microprocesadores para el control y sensores eléctricos que obtienen información de las entradas y salidas mecánicas, que a través de los actuadores van hacia los sistemas mecánicos. El término *mecatrónica* se usa para describir la integración de sistemas de control basados en microprocesadores, sistemas eléctricos y sistemas mecánicos. Un sistema mecatrónico no es simplemente la unión de sistemas eléctricos y mecánicos, y es más que un simple sistema de control: es una integración completa de todo lo anterior.

Actualmente, en el diseño de autos, robots, máquinas-herramienta, lavadoras, cámaras y muchos otros dispositivos, se adopta cada vez con mayor frecuencia este enfoque integrado e interdisciplinario para el diseño en ingeniería. A fin de poder diseñar sistemas de menor costo, más confiables y flexibles es necesario lograr desde las primeras etapas del proceso de diseño la integración a través de las fronteras tradicionales de las ingenierías mecánica, eléctrica, electrónica y de control. La mecatrónica adopta un enfoque concurrente o participativo entre estas disciplinas en lugar del enfoque secuencial tradicional del desarrollo, digamos, un sistema mecánico, luego el diseño de la parte eléctrica y después del microprocesador

En la mecatrónica se conjuntan áreas tecnológicas relacionadas con sensores y sistemas de medición, sistemas de manejo y accionamiento, análisis del comportamiento de los sistemas, sistemas de control y sistemas basados en microprocesadores. Lo anterior podría resumir el contenido de este libro. Este capítulo es una introducción al tema y en él se presentan diversos conceptos básicos que servirán como marco de referencia para los capítulos restantes donde se presentarán los detalles respectivos.

## 1.2 Sistemas

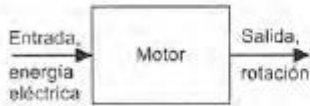


Figura 1.1 Ejemplo de un sistema



Figura 1.2 Ejemplo de un sistema de medición

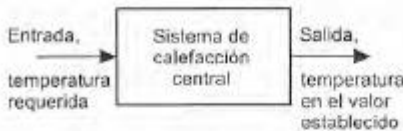


Figura 1.3 Ejemplo de un sistema de control

La mecatrónica trabaja con lo que se conoce como sistemas. Un *sistema* puede concebirse como una caja con una entrada y una salida y de la cual no nos interesa su contenido, sino la relación que existe entre la salida y la entrada. Por ejemplo, un motor se podría considerar como un sistema cuya entrada es la alimentación de energía eléctrica y la salida es la rotación de un eje. En la figura 1.1 se muestra la representación de un sistema de este tipo.

Un *sistema de medición* se podría considerar como una caja negra que se utiliza para medir. Su entrada es la magnitud que se desea medir y su salida es el valor correspondiente a dicha magnitud. En el caso de un sistema de medición de temperatura, como, un termómetro, la entrada es la temperatura y la salida es un número que aparece en una escala. En la figura 1.2 se muestra la representación del sistema anterior.

Un *sistema de control* puede considerarse como una caja negra que sirve para controlar la salida de un valor o secuencia de valores determinados. Por ejemplo, la entrada de un sistema de control de calefacción central doméstica correspondería al valor de la temperatura que se desea tener en el interior de una casa; su salida sería mantener la casa a esa temperatura; es decir, se fija en el termostato o controlador el valor de la temperatura deseada y hay un ajuste en la caldera de modo que el agua bombeada a través de los radiadores produzca la temperatura deseada en la casa. La figura 1.3 es una representación de este sistema.

## 1.3 Sistemas de medición

En general, puede decirse que los sistemas de medición están formados por tres elementos (como se muestra en la figura 1.4):

1. Un *sensor* que responde a la cantidad que se mide dando como salida una señal relacionada con dicha cantidad. Un termopar es un ejemplo de sensor de temperatura. Su entrada es una temperatura y su salida es una fem (fuerza electromotriz), la cual se relaciona con el valor de la temperatura.

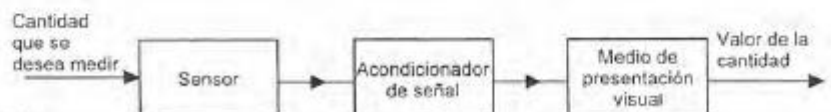


Figura 1.4 Un sistema de medición y los elementos que lo forman



2. Un *acondicionador de señal* que toma la señal del sensor y la manipula para convertirla a una forma adecuada para su presentación visual o, como en el caso de un sistema de control, para que se ejerza una acción de control. Por ejemplo, la salida que produce un termopar es una fem tan pequeña, que debe alimentarse a través de un amplificador para obtener una señal mayor. El amplificador es el acondicionador de la señal.
3. Un *sistema de presentación visual* (pantalla o exhibidor) donde se despliega la salida producida por el acondicionador de señal. Por ejemplo, una aguja que se mueve a través de una escala o una lectura digital.

Considere el ejemplo de un termómetro digital. En la entrada hay un sensor de temperatura, tal vez un diodo semiconductor. La diferencia de potencial en el sensor, a corriente constante, representa una medida de la temperatura. Mediante un amplificador operacional, se amplifica la diferencia de potencial y se obtiene un voltaje con el cual se puede manejar directamente una pantalla. Tanto el sensor como el amplificador operacional pueden estar instalados en el mismo *chip* de silicio.

En el capítulo 2 se presenta el tema de los sensores y en el capítulo 3 el de los acondicionadores de señal. En el capítulo 4 se abordan los sistemas de medición tomando en cuenta todos sus elementos. Para mayor información sobre los sistemas de medición, se sugiere al lector consultar textos más especializados sobre éste tema; por ejemplo, *Instrumentation Reference Book* publicado por B.E. Noltingk (Butterworth-Heinemann, 1995), *Measurement and Instrumentation Systems* de A.S. Morris (Newnes, 2001) o *Newnes Instrumentation and Measurement* de W. Bolton (Newnes, 1991, 1996, 2000).

## 1.4 Sistemas de control

A menos que se esté enfermo, la temperatura del cuerpo humano es casi constante, independientemente de que se encuentre en un ambiente frío o caliente. Para poder mantener este valor de temperatura constante, el cuerpo cuenta con un sistema de control de temperatura. Si la temperatura del cuerpo empieza a rebasar el valor normal, suda; si disminuye, tiene escalofríos. Ambos mecanismos sirven para restaurar la temperatura a su valor normal. El sistema de control mantiene constante la temperatura. Este sistema recibe una entrada enviada por sensores que le dicen cuál es la temperatura y compara estos datos con el valor que debe tener; a continuación produce la respuesta adecuada a fin de lograr la temperatura requerida. El anterior es un ejemplo de *control realimentado*; las señales de salida regresan como entrada para modificar la reacción del cuerpo a fin de restaurar la temperatura a su valor 'normal'. En un *control realimentado*, el sistema de control compara la salida real realimentada con el valor que se requiere y ajusta su salida de acuerdo con el resultado. En la figura 1.5 se ilustra este sistema de control realimentado.



**Figura 1.5** Control realimentado de temperatura del cuerpo humano.



**Figura 1.6** Control por realimentación de la temperatura de una habitación

cerca del interruptor de apagado/encendido de la caldera y la encendedora o apagadora, dependiendo del resultado de la lectura del termómetro. La anterior es una forma burda de control realimentado, con un ser humano como elemento de control. El término realimentación se usa porque las señales se alimentan de regreso desde la salida para modificar la entrada. El sistema de control realimentado más común tiene un termostato o controlador, el cual automáticamente enciende o apaga la caldera, según la diferencia entre la temperatura predeterminada y la temperatura real (figura 1.6). Este sistema de control permite mantener una temperatura constante.

Si alguien desea tomar un lápiz que está sobre una banca, debe recurrir a un sistema de control para garantizar que la mano llegue hasta el lápiz. Para ello, la persona observa la posición de su mano en relación con el lápiz, hace los ajustes necesarios de posición al moverla hacia el lápiz. Se tiene una realimentación de información relativa a la posición real de la mano, para poder modificar sus reacciones y lograr los movimientos y posición de la mano requeridos (figura 1.7). Este sistema de control regula la posición y el movimiento de la mano.

Los sistemas de control realimentados están presentes en todas partes, no sólo en la naturaleza y el hogar, sino también en la industria. Son muchos los procesos y máquinas industriales que requieren control, ya sea humano o automático. Por ejemplo, existen procesos en donde la temperatura, el nivel de un líquido, el flujo de fluidos, la presión, etcétera, se mantienen constantes. Hay procesos químicos en los que es necesario mantener el líquido de un tanque a un nivel o temperatura determinados. Existen sistemas de control en los que es necesario colocar en cierta posición una parte móvil, de manera precisa y constante, o bien mantener una velocidad constante. Sería el caso, de un motor diseñado para trabajar a velocidad constante; o de una operación de maquinado, en la cual la posición, velocidad y operación de una herramienta se controlan de manera automática.



**Figura 1.7** Control realimentado para tomar un lápiz.

### 1.4.1 Sistemas en lazo cerrado y en lazo abierto

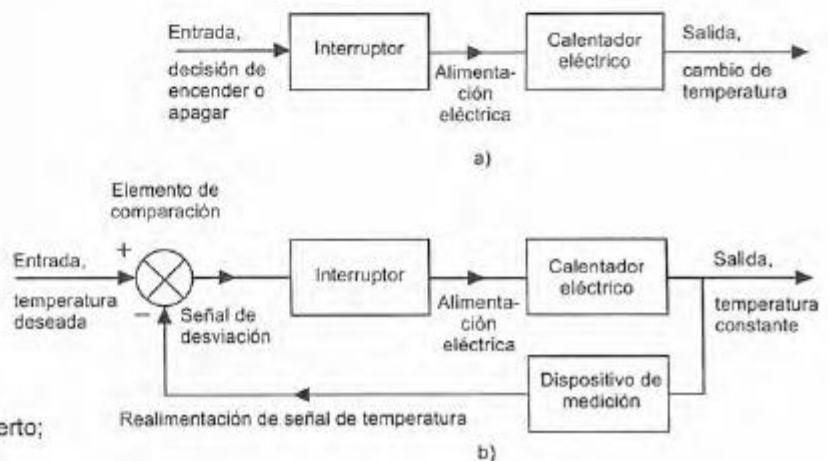
Existen dos tipos básicos de sistemas de control: en *lazo abierto* y en *lazo cerrado*. La diferencia entre ellos se ilustrará con un ejemplo sencillo. Considere un calentador eléctrico que cuenta con un interruptor que permite elegir entre un calefactor de 1 kW o de 2 kW. Si una persona utilizara el elemento de calefacción para calentar una habitación, bastaría con poner el interruptor en la posición de 1 kW si no desea una temperatura muy elevada. La habitación se calentará y alcanzará una temperatura definida sólo por la elección del calefactor de 1 kW, no el de 2 kW. Si se producen cambios en las condiciones, quizás si alguien abre una ventana, no hay forma de ajustar el calor para compensar el frío. Éste es un ejemplo de control en lazo abierto, ya que no se realimenta la información al calefactor para ajustarlo y mantenerlos a una temperatura constante. El sistema de calefacción y su calefactor se pueden convertir en un sistema en lazo cerrado si la persona que tiene el termómetro enciende y apaga los



calefactores de 1 kW y 2 kW, dependiendo de la diferencia entre la temperatura real y la temperatura deseada para mantener constante la temperatura de la habitación. En este caso existe una realimentación, la entrada del sistema se ajusta según si su salida corresponde a la temperatura requerida. Esto significa que la entrada del interruptor depende de la desviación de la temperatura real respecto a la temperatura deseada; la diferencia entre ambas se obtiene mediante un comparador, que en este caso es la persona. En la figura 1.8 se muestran ambos sistemas.

Para ilustrar aún más las diferencias entre los sistemas en lazo abierto y cerrado, considere un motor. Con un sistema en lazo abierto, la velocidad del eje está determinada sólo por el ajuste inicial de una perilla que afecta el voltaje aplicado al motor. Cualquier cambio en el voltaje de alimentación, o en las características del motor como consecuencia de cambios en la temperatura, o bien en la carga del eje, cambiará su velocidad, pero sin compensar dicho cambio. No existe realimentación. En el caso de un sistema en lazo cerrado, el ajuste inicial de la perilla de control corresponde a cierta velocidad del eje, que se mantendrá constante mediante la realimentación, independientemente de los cambios en el voltaje de alimentación, las características del motor o la carga. En un sistema en lazo abierto, la salida del sistema no tiene efecto en la señal de entrada. En un sistema de control en lazo cerrado, la salida sí tiene efecto en la señal de entrada, modificándola para mantener la señal de salida en el valor requerido.

Los sistemas en lazo abierto tienen la ventaja de ser relativamente sencillos, por lo que su costo es bajo y en general su confiabilidad es buena. Sin embargo, con frecuencia son imprecisos ya que no hay corrección de errores. Los sistemas en lazo cerrado tienen la ventaja de ser bastante precisos para igualar el valor real y el deseado. Pero son más complejos y, por lo tanto, más costosos y con mayor probabilidad de descomposturas debido a la mayor cantidad de componentes.



**Figura 1.8** Calefacción de una habitación: a) sistema en lazo abierto; b) sistema en lazo cerrado





Figura 1.9 Elementos de un sistema de control en lazo cerrado

### 1.4.2 Elementos básicos de un sistema en lazo cerrado

En la figura 1.9 se muestra la configuración general de un sistema básico en lazo cerrado. Consta de los siguientes elementos:

#### 1. Comparador

Compara el valor deseado o de referencia de la condición variable que se controla con el valor medido de lo que se produce y genera una señal de error. Se puede considerar que suma la señal de referencia, positiva, a la señal del valor medido, que en este caso es negativa:

$$\text{Señal de error} = \text{señal del valor de referencia} \\ - \text{señal del valor medido}$$

En general, el símbolo utilizado para representar un elemento en el que se suman las señales es un círculo dividido; cada entrada va a un segmento. Como todas las entradas se suman, la entrada de realimentación se indica como negativa y la señal de referencia como positiva, de manera que la suma da la diferencia entre las señales. Un *lazo de realimentación* es el medio por el cual una señal relacionada con la condición real producida se realimenta para modificar la señal de entrada de un proceso. Se dice que la realimentación es *negativa* cuando la señal que se realimenta se resta al valor de entrada. Para controlar un sistema se requiere la realimentación negativa. La *realimentación positiva* se presenta cuando la realimentación de la señal se suma a la señal de entrada.

#### 2. Controlador

En cuanto recibe una señal de error, el controlador decide qué acción llevar a cabo. Podría tratarse, por ejemplo, de una señal para accionar un interruptor o abrir una válvula. El plan de control que aplica el controlador podría consistir en entregar una señal que encienda o apague un dispositivo al producirse un error, como en el caso del termostato de una habitación; o quizá una señal que abra o cierre proporcionalmente una válvula, de acuerdo con la magnitud del error. Las acciones de control pueden ser *sistemas alambrados*, en cuyo caso la acción de control se define de manera permanente por la conexión entre los elementos; o bien, pueden ser *sistemas programables*, donde el algoritmo de

control se almacena en una unidad de memoria y se puede modificar con una reprogramación. En el capítulo 11 se estudian los controladores.

### 3. *Elemento de actuación*

El elemento de actuación produce un cambio en el proceso a fin de corregir o modificar la condición controlada. Puede ser un interruptor que enciende un calentador para aumentar la temperatura de un proceso, o una válvula que al abrirse permite la entrada de un mayor volumen de líquido al proceso. El término *actuador* designa al elemento de una unidad de corrección que proporciona la energía para realizar la acción de control. Los elementos de corrección se tratan en los capítulos 5 y 6.

### 4. *Proceso*

El proceso es aquello que se está controlando. Puede tratarse de la habitación de una casa cuya temperatura se controla o de un tanque con agua cuyo nivel se controla.

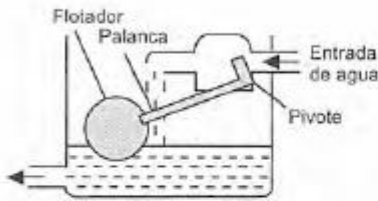
### 5. *Elemento de medición*

El elemento de medición produce una señal relacionada con el estado de la variable del proceso que se controla. Podría tratarse de un interruptor que se enciende cuando se alcanza determinada posición o de un termopar que produce una fem relacionada con la temperatura.

En el caso del sistema en lazo cerrado de la figura 1.8, para una persona que controla la temperatura de una habitación, los elementos del sistema son:

Variable controlada	– temperatura de la habitación
Valor de referencia	– temperatura deseada de la habitación
Comparador	– persona que compara el valor medido y el valor de temperatura deseado
Señal de error	– diferencia entre las temperaturas medida y deseada
Controlador	– persona
Unidad de actuación	– interruptor del calentador
Proceso	– calentamiento mediante un calentador
Dispositivo de medición	– termómetro

En un sistema de control automático para controlar la temperatura de una habitación se puede usar un sensor de temperatura que, después de acondicionar debidamente la señal, alimenta una señal eléctrica a la entrada de una computadora donde la compara con un valor predefinido y se genera una señal de error. La computadora toma en cuenta lo anterior y a su salida produce una señal; después



**Figura 1.10** Control automático del nivel del agua

de acondicionarla, la señal se puede usar para controlar un calentador y, por ende, la temperatura de la habitación. Es fácil programar un sistema como este para obtener temperaturas diferentes a diversas horas del día.

En la figura 1.10 se muestra un ejemplo de un sistema de control sencillo que sirve para mantener constante el nivel del agua en un tanque. El valor de referencia es el ajuste inicial del brazo de la palanca, de manera que interrumpa el suministro de agua justo en el nivel deseado. Al salir el agua del tanque, el flotador se desplaza hacia abajo, junto con el nivel del agua. Esto provoca el giro de la palanca, y permite la entrada de agua. El flujo continúa hasta que el flotador sube al punto en que la palanca impide la entrada de más agua. Se trata de un sistema en lazo cerrado cuyos elementos son:

Variable controlada	– nivel del agua en el tanque
Valor de referencia	– ajuste inicial del flotador y posición de la palanca
Comparador	– la palanca
Señal de error	– diferencia entre las posiciones real e inicial de la palanca
Controlador	– palanca con pivote
Unidad de actuación	– tapadera con la que abre o cierra el paso del agua
Proceso	– nivel del agua en el tanque
Dispositivo de medición	– flotador y palanca

Éste es un ejemplo de un sistema de control en lazo cerrado con sólo elementos mecánicos. También habría sido posible controlar el nivel del líquido con un sistema de control electrónico. En este caso, se tendría un sensor de nivel para producir una señal eléctrica que serviría, después de un acondicionamiento adecuado, como entrada a una computadora donde se compara con un valor predeterminado; la diferencia sería la señal de error, que se utiliza para dar una respuesta adecuada de la salida de la computadora. Ésta, después de acondicionarla, se usa para controlar el movimiento de un actuador en la válvula de control de flujo y determinar la cantidad de agua que se deja entrar al tanque.

En la figura 1.11 se muestra un sistema de control automático sencillo para la velocidad angular de un eje. Mediante un potenciómetro se fija el valor de referencia, es decir, el voltaje que se alimenta al amplificador diferencial y que sirve como valor de referencia de la velocidad angular deseada. El amplificador diferencial se usa para comparar y amplificar los valores de referencia y de realimentación, es decir, amplifica la señal de error. Esta señal amplificada se envía a un motor, que a su vez ajusta la velocidad angular del eje.



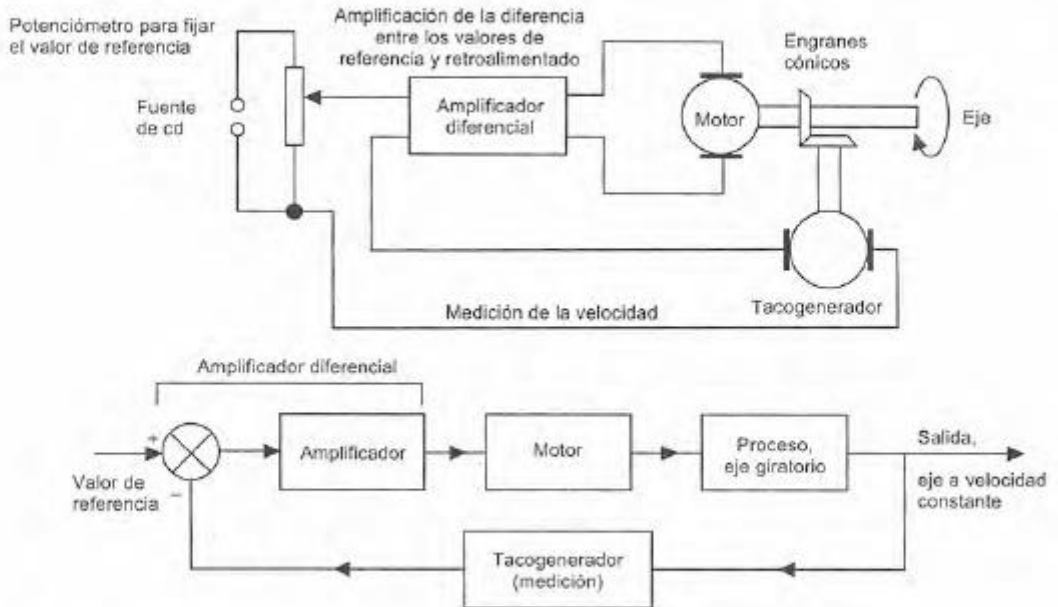


Figura 1.11 Control de la velocidad angular

La velocidad del eje se mide utilizando un tacogenerador, conectado al eje mediante un par de engranes cónicos. La señal del tacogenerador se retroalimenta al amplificador diferencial.

### 1.4.3 Controladores secuenciales

Existen diversas situaciones en las que el control se ejerce mediante elementos que se encienden o apagan a tiempos o valores fijos para controlar los procesos y producir una secuencia escalonada de operaciones. Por ejemplo, una vez concluido el paso 1, se inicia el paso 2; cuando éste concluye, se inicia el paso 3, y así sucesivamente.

El término *control secuencial* se usa cuando las acciones de control están ordenadas estrictamente de acuerdo con una secuencia definida por el tiempo o por los eventos. Un control como el anterior se obtiene mediante un circuito eléctrico que cuenta con grupos de relevadores o de interruptores operados por levas, los cuales se conectan de manera que se produzca la secuencia deseada. En la actualidad es probable que este tipo de circuitos se reemplacen por un sistema controlado por un microprocesador y con una secuencia controlada por un programa de software.

Como ejemplo de control secuencial considere las lavadoras de ropa. Éstas llevan a cabo diversas operaciones en la secuencia correcta. Entre ellas está un ciclo de prelavado, cuando las prendas que se encuentran dentro del tambor se prelavan con agua fría; a continuación se realiza el ciclo de lavado principal con agua caliente; sigue un ciclo de enjuague que emplea varias veces agua fría; por últi-

mo el ciclo de exprimido, en el cual se elimina el agua de las prendas. Cada una de las operaciones consta de varios pasos. Por ejemplo, durante el ciclo de prelavado se abre una válvula para llenar con agua el tambor hasta un nivel deseado, se cierra la válvula, se enciende el motor del tambor y gira durante cierto tiempo, luego se activa la bomba para vaciar el tambor de agua. La secuencia de operación se llama *programa*. La secuencia de instrucciones de cada programa está predefinida e 'integrada' al controlador.

En la figura 1.12 se muestra el sistema básico de una lavadora de ropa, que da una idea general de los elementos que lo constituyen. El sistema que solía emplearse como controlador de la lavadora era un sistema mecánico que empleaba un grupo de interruptores operados por levas, es decir, interruptores mecánicos. En la figura 1.13 se muestra el principio básico de este tipo de interruptores. Al encender la lavadora comienza a girar lentamente el eje de un pequeño motor, con una rotación proporcional al tiempo. Dicha rotación hace girar las levas del controlador que a su vez presionan interruptores eléctricos y encienden los circuitos en la secuencia correcta. El perfil de la leva determina el momento en el que opera un interruptor. Es decir, los perfiles de las levas son los medios a través de los cuales se especifica y guarda el programa en la lavadora. La secuencia de instrucciones y las instrucciones utilizadas en un programa de lavado en particular están definidas por el grupo de levas elegido. En las lavadoras modernas, el controlador es un microprocesador y el programa no se obtiene con la posición mecánica de las levas, sino mediante un programa de software.

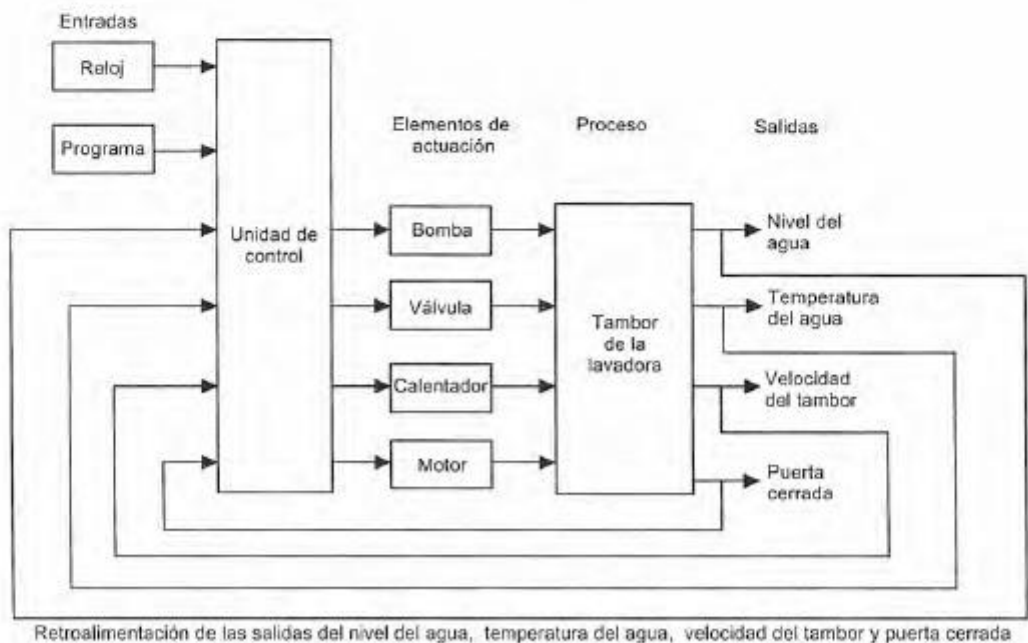


Figura 1.12 Sistema de una lavadora



Figura 1.13 Interruptor operado por levas

Durante el ciclo de prelavado una válvula eléctrica se abre al aplicar una corriente y se cierra cuando cesa la corriente. Esta válvula acepta la entrada de agua fría en el tambor durante un lapso determinado por el perfil de la leva, o por la salida del microprocesador utilizado para operar el interruptor. Sin embargo, como el requisito es un nivel específico de agua en el tambor de la lavadora, se necesita otro mecanismo que impida que el agua siga llegando al tambor, durante el tiempo permitido y una vez que se alcanza el nivel requerido. Un sensor produce una señal cuando el nivel del agua llega al nivel preestablecido y produce una salida en el microprocesador que se utiliza para interrumpir el paso de corriente a la válvula. En el caso de la válvula controlada por levas, el sensor acciona un interruptor, que cierra la válvula por la que llega el agua al tambor de la lavadora. Una vez concluido lo anterior, el microprocesador, o el giro de las levas, activa una bomba para vaciar el tambor.

Durante el ciclo de lavado principal, el microprocesador produce una salida, que inicia una vez concluida la parte del prelavado del programa; en el caso del sistema que funciona por leva, ésta tiene un perfil tal que empieza a operar cuando termina el ciclo de prelavado. Activa una corriente en un circuito para abrir una válvula que deja entrar agua fría en el tambor. Se detecta este nivel y se interrumpe el paso del agua al alcanzar el nivel requerido. A continuación, el microprocesador o las levas proporcionan una corriente que sirve para activar un interruptor que suministra una corriente mayor a un calentador eléctrico para calentar el agua. Un sensor de temperatura interrumpe la corriente una vez que la temperatura del agua llega al valor predefinido. El microprocesador o las levas, encienden el motor del tambor y se inicia la rotación. Esto continúa durante el tiempo determinado por el microprocesador o por el perfil de la leva, y después se apaga el motor. A continuación, el microprocesador o una leva, alimentan una corriente en una bomba de descarga para vaciar el agua del tambor.

La parte del enjuague de esta operación es una secuencia de señales para abrir válvulas que permiten la entrada de agua fría en la lavadora, interrumpen esta entrada, activan el motor para que gire el tambor, activan una bomba para vaciar el agua del tambor y repiten esta secuencia varias veces.

La parte final de la operación es cuando el microprocesador, o una leva, activa el motor a una velocidad mayor que en el caso del enjuague, para exprimir las prendas.

## 1.5 Controladores basados en un microprocesador

Actualmente, los microprocesadores reemplazan con rapidez a los controladores operados por leva y se utilizan en general para realizar funciones de control. Ofrecen la ventaja de que es factible emplear una gran variedad de programas. Muchos sistemas sencillos cuentan sólo con un microcontrolador integrado, el cual es un microprocesador con memoria y todo integrado en un *chip* específicamente programado para llevar a cabo la tarea en cuestión. Una opción más adaptable es el *controlador lógico programable*. Se trata de un con-





Figura 1.14 Controlador lógico programable (PLC)

trolador basado en un microprocesador que utiliza una memoria programable para guardar instrucciones e implantar funciones de lógica, secuencia, temporización y aritmética para controlar los eventos, y puede reprogramarse para realizar diversas tareas. En la figura 1.14 se muestran las acciones de control de un controlador lógico programable; las entradas pueden ser señales, digamos, de interruptores que se cierran y el programa empleado para determinar cómo debe responder el controlador a las entradas y cuál es la salida que ha de producir.

Los siguientes ejemplos de sistemas de control ilustran el hecho de que los sistemas basados en un microprocesador no sólo han sido capaces de llevar a cabo tareas que antes eran 'mecánicas', sino que también pueden realizar tareas que no era fácil automatizar.

### 1.5.1 Cámara automática

Las cámaras modernas por lo general cuentan con funciones automáticas de enfoque y tiempo de exposición. En la figura 1.15 se ilustran las características básicas de un sistema basado en un microprocesador que sirve para controlar el foco y el tiempo de exposición.

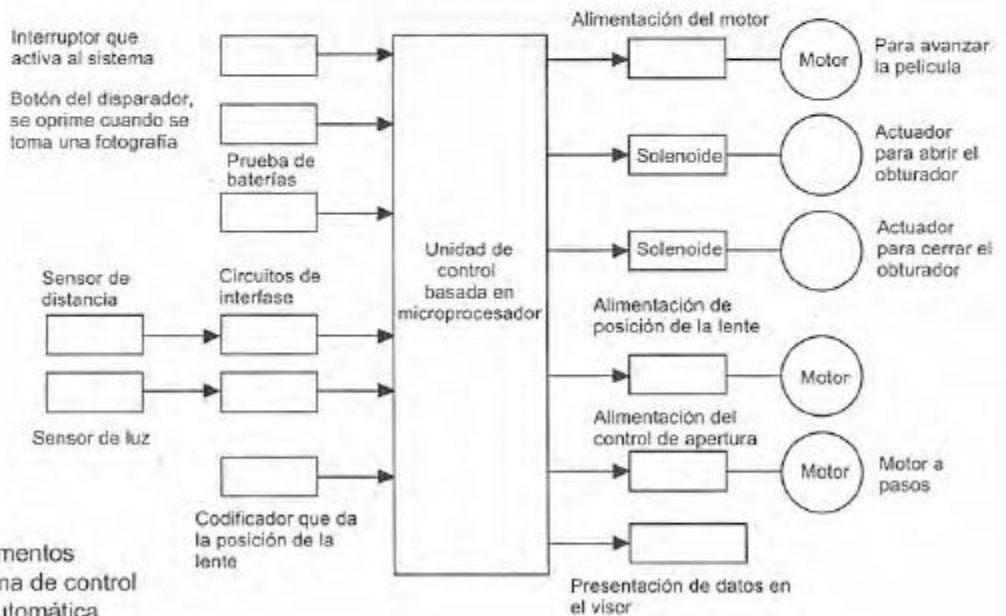


Figura 1.15 Elementos básicos del sistema de control de una cámara automática

Cuando se opera el interruptor para activar el sistema y la cámara apunta al objeto que se va a fotografiar, el microprocesador toma la entrada producida por el sensor de distancia y envía una salida al controlador de posición de la lente a fin de desplazarla hasta lograr el enfoque necesario. La posición de la lente se realimenta al microprocesador, de manera que la señal de realimentación se utiliza para modificar la posición de la lente de acuerdo con la entrada recibida

del sensor de distancia. El sensor de luz entrega una entrada al microprocesador que, a su vez, produce una salida para determinar, en caso de que el fotógrafo haya seleccionado el modo de control por obturador en vez del modo de control por apertura, el tiempo que el obturador permanecerá abierto. Una vez tomada la fotografía, el microprocesador entrega su salida a un controlador de motor para avanzar la película y la cámara queda lista para la siguiente toma.

El programa del microprocesador consta de varios pasos donde el microprocesador toma decisiones sencillas de la forma: existe o no una señal de entrada en una línea de entrada determinada; existe o no una señal de salida en una línea de salida en particular. Las decisiones tomadas son decisiones lógicas, y las señales de entrada y salida tienen valores altos o bajos para producir los estados encendido-apagado. Algunos de los pasos del programa utilizado para la cámara automática pueden tener la siguiente forma:

#### inicio

si la verificación de la batería da un resultado afirmativo  
entonces continuar  
de otra manera, detenerse

#### ciclo

leer la entrada del sensor de distancia  
calcular el movimiento de la lente  
señal de salida alimentada al control de posición de la lente  
datos de entrada producidos por el codificador de posición de la lente  
comparar la salida calculada con la salida real  
interrumpir la salida en cuanto la lente esté en posición correcta  
enviar una señal 'en foco' al visor  
etcétera.

### 1.5.2 Sistema de mando de un motor

El sistema de mando del motor de un automóvil tiene a su cargo el control de las necesidades de encendido y abastecimiento de combustible de dicho motor. En el caso de una máquina de combustión interna de cuatro tiempos hay varios cilindros, cada uno tiene un pistón conectado a un eje de cigüeñal común y cada uno lleva a cabo una secuencia de operaciones de cuatro pasos (figura 1.16).

Cuando el pistón desciende, se abre una válvula y entra al cilindro la mezcla de aire y combustible. Cuando el pistón sube, la válvula se cierra y se comprime la mezcla de aire-combustible. Cuando el pistón está cerca de la parte superior del cilindro, una bujía enciende la mezcla y se produce la expansión de los gases calientes. Esta expansión da lugar a que el pistón baje otra vez y el ciclo se repita. Los pistones de cada cilindro están unidos a un eje de cigüeñal común y sus tiempos de trabajo son distintos, de manera que siempre hay energía para hacer girar el eje del cigüeñal.



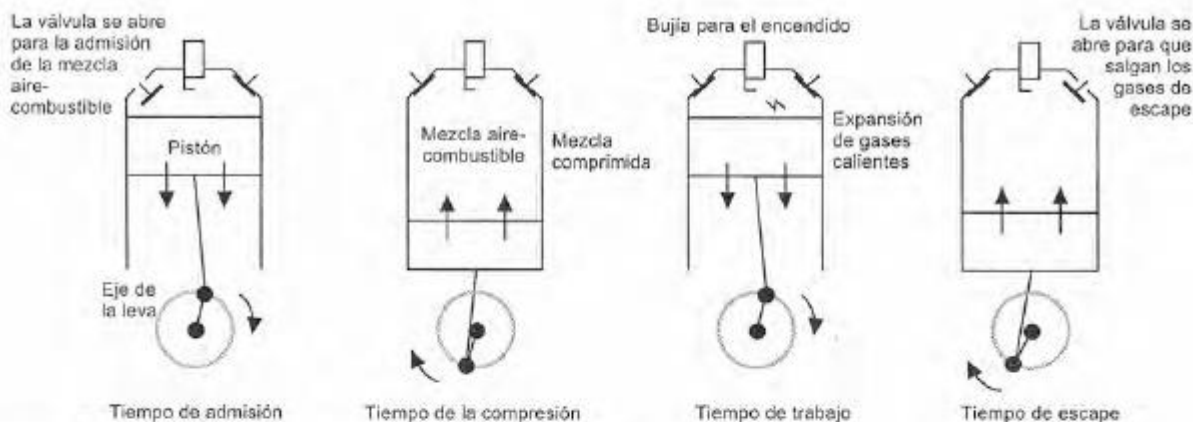


Figura 1.16 Secuencia de cuatro tiempos

La potencia y la velocidad del motor se controlan variando el tiempo de encendido y la mezcla aire-combustible. En los motores de los autos modernos esto lo hace un microprocesador. En la figura 1.17 se muestran los elementos básicos del sistema de control basado en microprocesador. Durante el tiempo de encendido, el eje del cigüeñal acciona un distribuidor que hace contactos eléctricos por cada bujía, por turno y en una rueda de temporización. Ésta genera impulsos que indican la posición del eje del cigüeñal. Después, el microprocesador ajusta el tiempo en el que los impulsos de alto voltaje se envían al distribuidor para que se produzcan en los momentos 'correctos'. Para controlar la cantidad de la mezcla de aire-combustible que entra a un cilindro durante los tiempos de admisión, el microprocesador varía el tiempo de la activación de un solenoide para que abra la válvula de admisión con base en las entradas recibidas de la temperatura del motor y la posición del acelerador de gasolina. La cantidad de combustible que se debe inyectar a la corriente de aire se determina por la entrada de un sensor que mide el gasto másico del flujo de aire, o bien se calcula a partir de otras mediciones; a continuación, el microprocesador produce una salida que controla una válvula de inyección de combustible.



Figura 1.17 Elementos de un sistema de mando de un motor

La anterior es una ilustración muy simplificada del mando de un motor; si desea más detalles se recomienda al lector consultar libros como *Automobile Electrical and Electronic Systems* de T. Denton (Arnold, 1995) o las hojas de especificaciones de los fabricantes.

## 1.6 Respuesta de los sistemas

La respuesta de cualquier sistema a una entrada no es instantánea. Por ejemplo, al encender una tetera pasa un tiempo antes de que el agua en ella alcance el punto de ebullición (figura 1.18). Cuando un controlador basado en microprocesador como el de una cámara automática manda la señal para que se mueva el lente para afocar, pasa un tiempo antes de que la lente llegue al foco correcto. Cuando uno se sube a una báscula de baño, el sistema no muestra en forma inme-

## 1.7 Enfoque de la mecatrónica

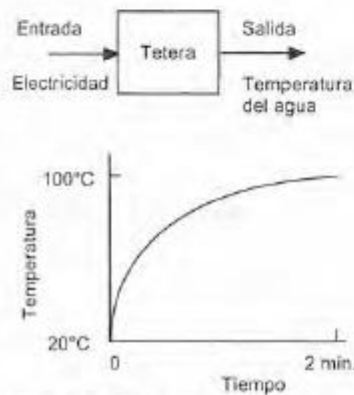


Figura 1.18 Respuesta a la entrada en una tetera.

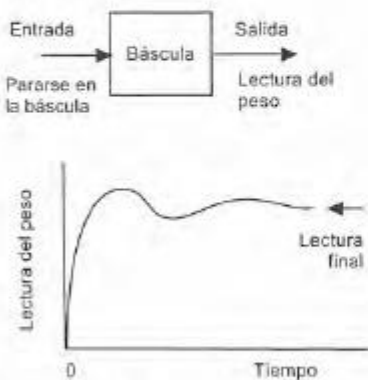


Figura 1.19 Respuesta a la entrada en una báscula de baño.

diata su peso sino que se obtiene una respuesta que oscila antes de asentarse en el peso de la persona (figura 1.19). La respuesta de los sistemas son funciones del tiempo. Entonces, para conocer el comportamiento de los sistemas cuando hay entradas en ellos, debemos elaborar modelos que relacionen la salida con la entrada para poder calcular, para una entrada dada, cómo varía la salida con el tiempo y cuál será el valor en el que se asienta.

La lavadora de ropa mencionada en este capítulo, que usa interruptores operados por levas para el control del ciclo de lavado ya es obsoleta. Estos interruptores mecánicos se han reemplazado por microprocesadores. Puede considerarse que un microprocesador es en esencia un conjunto de compuertas lógicas y elementos de memoria que no están instalados como componentes independientes, sino que sus funciones lógicas se implantan mediante software. Se puede considerar a la lavadora controlada por microprocesador como un ejemplo del enfoque adoptado por la mecatrónica, ya que un sistema mecánico se ha integrado con controles electrónicos. En consecuencia, un voluminoso sistema mecánico se reemplaza por un sistema de microprocesador mucho más compacto y fácil de ajustar para producir una mayor variedad de programas.

### 1.7.1 En conclusión

En la mecatrónica se conjuntan diversas tecnologías; ingenierías mecánica, electrónica, eléctrica, en computación y de control. Podría decirse que es un conjunto de técnicas de control digital basadas en computadoras, a través de interfases electrónicas y eléctricas, aplicadas a problemas de ingeniería mecánica. La mecatrónica ofrece la oportunidad de ver los problemas desde una perspectiva diferente, donde los ingenieros mecánicos no se limitan a considerar un problema sólo en términos de principios mecánicos, sino también en función de una gama de tecnologías. La electrónica y demás tecnologías no deben considerarse como partes agregadas al equipo y elementos mecánicos. Desde la fase del diseño es necesario adoptar un enfoque mecatrónico. Es necesario repensar por completo las necesidades en términos de lo que se espera de cada elemento.

Son muchas las aplicaciones de la mecatrónica en los productos de fabricación masiva que se utilizan en el hogar. Los controladores basados en microprocesadores están presentes en las lavadoras, lavavajillas, hornos de microondas, cámaras, cámaras de video, relojes, sistemas de videograbación y de sonido de alta fidelidad, controles para calefacción central, máquinas para coser, etcétera. Se les encuentran también en los automóviles, en las suspensiones activas, los frenos antiderrapantes, el control del motor, la carátula del odómetro, la transmisión, etcétera.

Una aplicación de mayor escala de la mecatrónica es el sistema de ingeniería de manufactura flexible (SMF), que incluye máquinas

controladas por computadora, robots, sistema de manejo de materiales automático y control de supervisión general.

## Problemas

1. Identifique el sensor, el acondicionador de señal y el despliegue en el caso de: (a) un termómetro de mercurio, (b) un manómetro Bourdón.
2. Explique cuál es la diferencia entre un control en lazo abierto y uno en lazo cerrado.
3. Identifique los elementos que podrían estar presentes en un sistema de control de un calentador eléctrico controlado por un termostato.
4. El sistema de control automático de la temperatura de un baño de líquido consiste en un voltaje de referencia que se alimenta a un amplificador diferencial. Éste se conecta a un relevador, el cual enciende o apaga la alimentación eléctrica de un calentador que se encuentra en el líquido. La realimentación negativa se obtiene mediante un sistema de medición, que alimenta un voltaje al amplificador diferencial. Dibuje un diagrama de bloques del sistema y explique cómo se produce la señal de error.
5. Explique la función de un controlador lógico programable.
6. Explique qué se entiende por control secuencial y ejemplifique su respuesta.
7. Indique los pasos que deben integrar el control secuencial de una lavavajillas.
8. Compare el diseño tradicional de un reloj con el diseño mecatrónico del mismo producto que incluye un microprocesador.
9. Compare el sistema de control del sistema de calefacción central doméstica cuando se utiliza un termostato bimetálico y cuando se utiliza un microprocesador.



# 2 Sensores y transductores

## 2.1 Sensores y transductores

El término *sensor* se refiere a un elemento que produce una señal relacionada con la cantidad que se está midiendo. Por ejemplo, en el caso de un elemento para medir temperatura mediante resistencia eléctrica, la cantidad que se mide es la temperatura y el sensor transforma una entrada de temperatura en un cambio en la resistencia. Con frecuencia se utiliza el término *transductor* en vez de sensor. Un transductor se define como el elemento que al someterlo a un cambio físico experimenta un cambio relacionado. Entonces, los sensores son transductores. Sin embargo, un sistema de medición puede utilizar transductores, además de sensores, en otras partes del sistema para convertir señales de una forma dada en otra distinta.

En este capítulo se estudiarán los transductores, en particular los que se utilizan como sensores. Se definirá la terminología utilizada para especificar el funcionamiento de los transductores y se darán ejemplos de transductores de uso común en ingeniería.

## 2.2 Terminología del funcionamiento

Los siguientes términos se emplean para definir el funcionamiento de los transductores y, con frecuencia, el de los sistemas de medición como un todo.

1. *Intervalo y extensión.* El intervalo de un transductor define los límites entre los cuales puede variar la entrada. La extensión es el valor máximo de la entrada menos el valor mínimo. Por ejemplo, una celda de carga utilizada para medir fuerzas, podría tener un intervalo de 0 a 50 kN y una extensión de 50 kN.
2. *Error.* El error es la diferencia entre el resultado de una medición y el valor verdadero de la cantidad que se mide.

$$\text{Error} = \text{valor medido} - \text{valor real}$$

Así, si un sistema de medición marca un valor de temperatura de 25°C, cuando el valor real de la temperatura es 24°C, el error es +1°C. Si la temperatura real fuera 26°C, entonces el error sería -1°C. El sensor puede producir un cambio en la resistencia de

10.2  $\Omega$ , cuando el cambio verdadero debió ser de 10.5  $\Omega$ . El error es de -0.3  $\Omega$ .

3. *Exactitud.* La exactitud es el grado hasta el cual un valor producido por un sistema de medición podría estar equivocado. Es por lo tanto, igual a la suma de todos los errores posibles más el error en la exactitud de la calibración del transductor. Por ejemplo, si la exactitud de un instrumento para medir temperatura se especifica como un valor de  $\pm 2^\circ\text{C}$ , la lectura en el instrumento estará entre +2 y  $-2^\circ\text{C}$  del valor real. Es común expresar la exactitud como un porcentaje de la salida a intervalo total, o como una desviación en escala total. El término desviación en escala total se originó cuando las salidas de los sistemas de medición se presentaban casi siempre en una escala circular o lineal. Por ejemplo, la especificación de exactitud de un sensor sería  $\pm 5\%$  de la salida en escala total; si el rango del sensor fuera de 0 a  $200^\circ\text{C}$ , entonces puede esperarse que la lectura dada esté entre +10 y  $-10^\circ\text{C}$  de la lectura real.
4. *Sensibilidad.* La sensibilidad es la relación que indica cuánta salida se obtiene por unidad de entrada, es decir, salida/entrada. Por ejemplo, un termómetro de resistencia puede tener una sensibilidad de 0.5  $\Omega/^\circ\text{C}$ . Es frecuente que este término también se utilice para indicar la sensibilidad a otras entradas además de la que se mide, como a cambios ambientales. Entonces, puede haber sensibilidad del transductor a los cambios en la temperatura ambiente, o quizás a las fluctuaciones en el suministro de voltaje de la línea de alimentación. Puede decirse que un transductor para medir tiene sensibilidad de  $\pm 0.1\%$  de la lectura por  $^\circ\text{C}$  de cambio en la temperatura.
5. *Error por histéresis.* Los transductores pueden producir distintas salidas de la misma cantidad medida según si el valor se obtuvo mediante un cambio por incremento continuo o por decremento continuo. Este efecto se conoce como histéresis. La figura 2.1 muestra una salida de este tipo, donde el error por histéresis es la diferencia máxima en la salida obtenida a partir de valores de incremento y decremento.

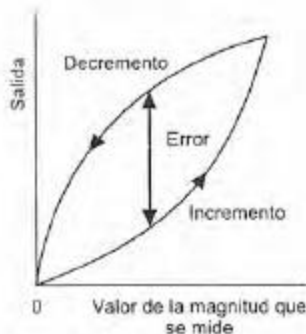
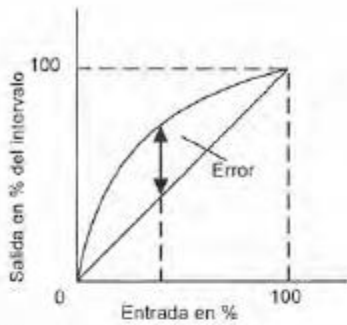
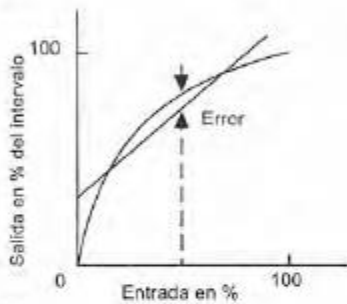


Figura 2.1 Histéresis

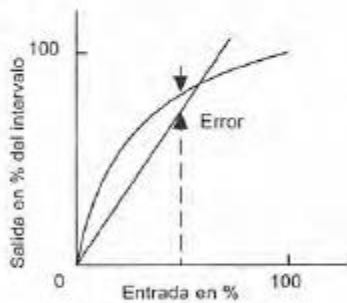
6. *Error por no linealidad.* Para muchos transductores se supone que en su intervalo de funcionamiento la relación entre la entrada y la salida es lineal, es decir, la gráfica de la salida contra la entrada produce una línea recta. Sin embargo, son pocos los transductores en los que la relación anterior es realmente una línea recta; por ello, al suponer la existencia de esta linealidad se producen errores. Este error se define como la desviación máxima respecto a la línea recta. Para expresar numéricamente el error por no linealidad se utilizan varios métodos. Las diferencias ocurren al determinar la relación de la línea recta respecto a la cual se especifica el error. Un método consiste en dibujar la



a)



b)



c)

**Figura 2.2** Error por no linealidad utilizando: a) valores extremos del intervalo, b) la mejor línea recta que incluya todos los valores, c) la mejor línea recta que pase por el punto cero

recta que une los valores de salida en los puntos extremos del intervalo; otro es determinar la recta con el método de mínimos cuadrados, a fin de calcular qué línea se adapta mejor considerando que todos los valores tienen la misma probabilidad de error; otro más es encontrar la línea recta con el método de mínimos cuadrados para determinar el mejor ajuste que también pase por el punto cero. En la figura 2.2 se ilustran los tres métodos y cómo afectan el error respectivo por no linealidad. En general este error se expresa como un porcentaje del intervalo completo de salida. Por ejemplo, un transductor para medir presión tendría un error por no linealidad de  $\pm 0.5\%$  del intervalo completo.

7. *Repetibilidad/reproducibilidad.* Los términos repetibilidad y reproducibilidad se utilizan para describir la capacidad del transductor para producir la misma salida después de aplicar varias veces el mismo valor de entrada. El error que resulta al no obtener la misma salida después de aplicar el valor de entrada se expresa como un porcentaje del intervalo total de salida.

$$\text{Repetibilidad} = \frac{\text{val. máx.} - \text{val. mín.}}{\text{intervalo total}} \times 100$$

Se dice que un transductor para medir la velocidad angular tiene una repetibilidad de  $\pm 0.01\%$  del intervalo total a una velocidad angular determinada.

8. *Estabilidad.* La estabilidad de un transductor es su capacidad para producir la misma salida cuando se usa para medir una entrada constante en un periodo. Para describir el cambio en la salida que ocurre en el tiempo, se utiliza el término *deriva*. La deriva se puede expresar como un porcentaje del intervalo total de salida. El término *deriva del cero* se refiere a los cambios que se producen en la salida cuando la entrada es cero.
9. *Banda/tiempo muerto.* La banda muerta o espacio muerto de un transductor es el intervalo de valores de entrada para los cuales no hay salida. Por ejemplo, la fricción de rodamiento de un medidor de flujo con rotor significa que no se produce salida hasta que la entrada alcanza cierto umbral de velocidad. El tiempo muerto es el lapso que transcurre desde la aplicación de una entrada hasta que la salida empieza a responder y cambiar.
10. *Resolución.* Cuando la entrada varía continuamente en todo el intervalo, las señales de salida de algunos sensores pueden cambiar en pequeños escalones. Un ejemplo es el potenciómetro con devanado de alambre: la salida aumenta escalonada conforme el cursor del potenciómetro pasa de una vuelta del devanado a otra. La resolución es el cambio mínimo del valor de entrada capaz de producir un cambio observable en la salida. Por ejemplo, la reso-



lución de un potenciómetro con devanado de alambre podría ser  $0.5^\circ$ , o quizás un porcentaje de la desviación en escala total. Para sensores con salida digital, el cambio mínimo de la señal de salida sería de 1 bit. Por lo tanto, un sensor que produzca una palabra de datos de  $N$  bits, es decir, un total de  $2^N$  bits, la resolución se expresaría como  $1/2^N$ .

11. *Impedancia de salida.* Cuando un sensor que produce una salida eléctrica se enlaza o conecta con un circuito electrónico, es necesario conocer la impedancia de salida ya que ésta se va a conectar en serie o en paralelo con dicho circuito. Al incluir el sensor, el comportamiento del sistema con el que se conecta podría modificarse de manera considerable. En la sección 4.1.1 se aborda el tema de la carga.

Para ejemplificar lo anterior considere el significado de las siguientes especificaciones de un transductor de presión de galgas extensométricas:

Intervalos: 70 a 1000 kPa, 2000 a 70 000 kPa  
 Voltaje de alimentación: 10 V cd o ca, rms  
 Salida a intervalo total: 40 mV  
 Alinealidad e histéresis:  $\pm 0.5\%$  de la salida a intervalo total  
 Intervalo de temperatura:  $-54^\circ\text{C}$  a  $+120^\circ\text{C}$  en operación  
 Deriva del cero térmica:  $0.030\%$  de la salida a intervalo total/ $^\circ\text{C}$

El intervalo anterior indica que el transductor sirve para medir presiones entre 70 y 1000 kPa, o 2000 y 70 000 kPa. Para operar requiere una fuente de alimentación de 10 V cd o ca rms, produce una salida de 40 mV cuando la presión en el intervalo inferior es 1000 kPa y cuando es 70 000 kPa en el intervalo superior. La no linealidad y la histéresis pueden producir errores de  $\pm 0.5\%$  de 1000, es decir,  $\pm 5$  kPa en el intervalo inferior y de  $\pm 0.5\%$  de 70 000, es decir,  $\pm 350$  kPa en el intervalo superior. Este transductor se puede utilizar entre  $-54$  y  $+120^\circ\text{C}$  de temperatura. Cuando la temperatura cambia en  $1^\circ\text{C}$ , la salida del transductor correspondiente a una entrada cero cambia  $0.030\%$  de  $1000 = 0.3$  kPa en el intervalo inferior y  $0.030\%$  de  $70\ 000 = 21$  kPa en el intervalo superior.

### 2.2.1 Características estáticas y dinámicas

Las *características estáticas* son los valores obtenidos cuando se presentan condiciones de estado estable, es decir, valores obtenidos una vez que el transductor se asienta después de recibir cierta entrada. La terminología anterior se refiere a este tipo de estado. Las *características dinámicas* se refieren al comportamiento entre el momento en que cambia el valor de entrada y el tiempo en que el valor dado por el transductor logra su valor de estado estable. Las características dinámicas se expresan en función de la respuesta del trans-



Figura 2.3 Respuesta a una entrada tipo escalón

ductor a entradas con determinadas formas. Por ejemplo, en una entrada tipo escalón, la entrada cambia bruscamente de 0 a un valor constante; en una entrada tipo rampa, la entrada se modifica a velocidad constante; o en una entrada senoidal con una frecuencia determinada. El lector encontrará los siguientes términos (vea en el capítulo 8 un tratamiento más detallado de los sistemas dinámicos):

1. *Tiempo de respuesta.* Es el tiempo que transcurre después de aplicar una entrada constante, una entrada escalón, hasta que el transductor produce una salida correspondiente a un porcentaje especificado, como 95% del valor de la entrada (figura 2.3). Por ejemplo, si un termómetro de mercurio en tubo de vidrio se pone en un líquido caliente transcurrirá un lapso apreciable, quizás 100 s o más, antes de que el termómetro indique 95% de la temperatura real del líquido.
2. *Constante de tiempo.* Es el 63.2% del tiempo de respuesta. La constante de tiempo de un termopar en el aire podría ser de 40 a 100 s. La constante de tiempo es una medida de la inercia del sensor y de qué tan pronto reaccionará a los cambios en su entrada; cuanto mayor sea la constante de tiempo más lenta será su reacción ante una señal de entrada variable. En la sección 10.2.3 se explica matemáticamente la constante de tiempo en términos del comportamiento de un sistema cuando se somete a una entrada tipo escalón.
3. *Tiempo de levantamiento.* Es el tiempo que requiere la salida para llegar a un porcentaje especificado de la salida en estado estable. Es común que el tiempo de levantamiento se refiera al tiempo que tarda la salida en subir de 10% a 90% o 95% del valor en estado estable.
4. *Tiempo de asentamiento.* Es el tiempo que tarda la salida en alcanzar un porcentaje de un valor determinado, por ejemplo, 2% del valor en estado estable.

Para ilustrar lo anterior, considere los siguientes datos sobre cómo cambiaron con el tiempo las lecturas de un instrumento, obtenidas en un termómetro hundido en un líquido en el tiempo  $t = 0$ . Se requiere 95% del tiempo de respuesta.

Tiempo (s)	0	30	60	90	120	150	180
Temp. (°C)	20	28	34	39	43	46	49
Tiempo (s)	210	240	270	300	330	360	
Temp. (°C)	51	53	54	55	55	55	

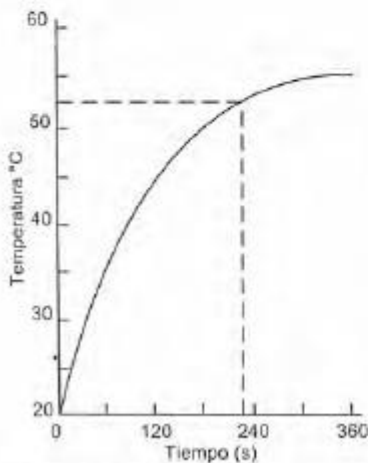


Figura 2.4 Termómetro en un líquido

La figura 2.4 muestra una gráfica de la variación en el tiempo de la temperatura indicada por el termómetro. El valor de estado estable es 55°C y dado que 95% de 55 es 52.25°C, el tiempo de respuesta para 95% es casi 228 s.



Las siguientes secciones presentan ejemplos de transductores agrupados de acuerdo con lo que miden. Las mediciones que con mayor frecuencia se encuentran en ingeniería mecánica son: desplazamiento, proximidad, velocidad, fuerza, presión, flujo de fluidos, nivel de líquidos, temperatura e intensidad luminosa. Un estudio más amplio de transductores se encuentra en libros más especializados como *Instrumentation Reference Book* editado por B.E. Noltingk (Butterworth 1988, 1995), *Measurement and Instrumentation Systems* de W. Bolton (Newnes 1996) y el conciso *Newnes Instrumentation and Measurement Pocket Book* de W. Bolton (Newnes 1991, 1996, 2000). En *Transducer Handbook* de H.B. Boyle (Newnes 1992) se incluyen ejemplos del tipo de especificaciones propias de los transductores eléctricos.

### 2.3 Desplazamiento, posición y proximidad

Los sensores de desplazamiento miden la distancia que se mueve un objeto; los sensores de posición determinan la posición de un objeto respecto a un punto de referencia. Los sensores de proximidad son una modalidad de sensor de posición y determinan en qué momento un objeto se mueve dentro de una distancia crítica del sensor. Son en esencia dispositivos que dan salidas del tipo encendido o apagado.

Al elegir un sensor de desplazamiento, posición o proximidad, deberá tenerse en cuenta lo siguiente:

1. La magnitud del desplazamiento; ¿estamos hablando de fracciones de milímetros, de varios milímetros o quizás de metros? En el caso de un sensor de proximidad, ¿qué tanto debe aproximarse un objeto antes de detectarlo?
2. Si el desplazamiento es lineal o angular; los sensores de desplazamiento lineal sirven para monitorear el grosor u otras dimensiones de hojas de materiales, la separación de rodillos, la posición o presencia de una parte, dimensiones de una parte, etcétera; los métodos de desplazamiento angular sirven para monitorear el desplazamiento angular de ejes.
3. La resolución que se necesita.
4. La exactitud requerida.
5. El material del que está hecho el objeto que se mide; algunos sensores sólo funcionan con materiales ferromagnéticos, otros sólo con metales y algunos otros sólo con aislantes.
6. El costo.

Los sensores de desplazamiento y de posición se pueden clasificar en dos tipos básicos: sensores de contacto donde el objeto medido entra en contacto mecánico con el sensor, y sensores sin contacto cuando no hay contacto físico entre el objeto y el sensor. En los métodos de desplazamiento lineal con contacto, en general se utiliza un eje sensor en contacto directo con el objeto que se monitorea. El desplazamiento de este eje se monitorea mediante un sensor. Su movimiento se aprovecha para provocar cambios de voltaje eléctrico, re-

sistencia, capacitancia o inductancia mutua. En el caso de los métodos de desplazamiento angular en los que se utiliza una conexión mecánica, tal vez la rotación de un eje active directamente la rotación del elemento transductor mediante engranes. En los sensores que no hay contacto se recurre al objeto medido en las proximidades de dichos sensores, lo que provoca cambios en la presión del aire del sensor, o quizá cambios de inductancia o capacitancia. Los siguientes son ejemplos de sensores de desplazamiento de uso común.

### 2.3.1 Sensor de potenciómetro

Un *potenciómetro* es un elemento resistivo que tiene un contacto deslizante (llamado cursor) que puede desplazarse a lo largo del elemento. Estos elementos se pueden usar en desplazamientos lineales o rotacionales; el desplazamiento se convierte en una diferencia de potencial. El potenciómetro rotacional está formado por una pista o canal circular con devanado de alambre o por una capa de plástico conductor; sobre la pista rota un cursor giratorio (figura 2.5) y ésta puede ser una sola circunferencia o helicoidal. Con un voltaje de entrada constante  $V_S$  entre las terminales 1 y 3, el voltaje de salida  $V_o$  entre las terminales 2 y 3 es una fracción del voltaje de entrada, la fracción que depende de la relación de resistencia  $R_{23}$  entre las terminales 2 y 3 comparada con la resistencia total  $R_{13}$  entre las terminales 1 y 3, es decir:  $V_o/V_S = R_{23}/R_{13}$ . Si la resistencia de la pista por unidad de longitud (por ángulo unitario) es constante, entonces la salida es proporcional al ángulo a lo largo del cual gira el cursor. En este caso un desplazamiento angular se puede convertir en una diferencia de potencial.

En una pista con devanado de alambre, al pasar de una vuelta a la otra, la parte deslizante cambia la salida de voltaje en escalones, cada uno de los cuales corresponde al avance de una vuelta. Si el potenciómetro tiene  $N$  vueltas, la resolución expresada en porcentaje es  $100/N$ . Por lo tanto, la resolución de una pista de alambre está limitada por el diámetro del alambre utilizado y su valor suele variar entre 1.5 mm en pistas con devanado burdo y 0.5 mm para pistas con devanado fino. Los errores por la no linealidad de la pista varían de menos de 0.1% hasta casi 1%. La resistencia de la pista varía entre 20  $\Omega$  y 200 k $\Omega$ . El plástico conductor idealmente tiene una resolución infinita, los errores por la no linealidad de la pista son del orden de 0.05% y valores de resistencia entre 500  $\Omega$  y 80 k $\Omega$ . El coeficiente por temperatura de la resistencia del plástico conductor es mayor que el del alambre, por lo que los cambios de temperatura tienen mayor influencia en la exactitud.

Un efecto que debe tomarse en cuenta en el potenciómetro, es el de la carga que se conecta en la salida,  $R_L$ . La diferencia de potencial a través de la carga  $V_L$  es directamente proporcional a  $V_o$  sólo si la resistencia del resistor de carga es infinita. Para cargas finitas, el efecto de la carga es transformar una relación lineal entre voltaje de salida y ángulo en una relación no lineal. La resistencia  $R_L$  está en paralelo con la fracción  $x$  de la resistencia  $R_p$  del potenciómetro.

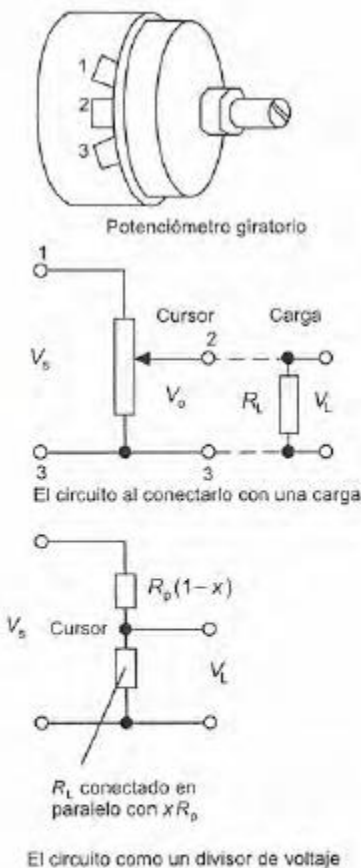


Figura 2.5 Potenciómetro giratorio



Esta resistencia combinada vale  $R_L x R_p / (R_L + x R_p)$ . La resistencia total a través de la fuente de voltaje es igual a:

$$\text{Resistencia total} = R_p(1-x) + R_L x R_p / (R_L + x R_p)$$

El circuito es un circuito divisor de voltaje y, por lo tanto, el voltaje en la carga es la fracción de la resistencia a través de la carga entre la resistencia total a través de la cual se conecta el voltaje aplicado:

$$\begin{aligned} \frac{V_L}{V_s} &= \frac{x R_L R_p / (R_L + x R_p)}{R_p(1-x) + x R_L R_p / (R_L + x R_p)} \\ &= \frac{x}{(R_p / R_L)x(1-x) + 1} \end{aligned}$$

Si la carga tiene resistencia infinita, entonces  $V_L = x V_s$ . Por lo tanto, el error causado por la carga con resistencia finita es:

$$\begin{aligned} \text{error} &= x V_s - V_L = x V_s - \frac{x V_s}{(R_p / R_L)x(1-x) + 1} \\ &= V_s \frac{R_p}{R_L} (x^2 - x^3) \end{aligned}$$

Para ilustrar lo anterior, considere el error por no linealidad de un potenciómetro con resistencia de  $500 \Omega$ , cuando el elemento deslizante avanza la mitad de su recorrido máximo, por lo que la carga tiene una resistencia de  $10 \text{ k}\Omega$ . El voltaje de alimentación es  $4 \text{ V}$ . Mediante la ecuación deducida antes:

$$\text{error} = 4 \times \frac{500}{10000} (0.5^2 - 0.5^3) = 0.025$$

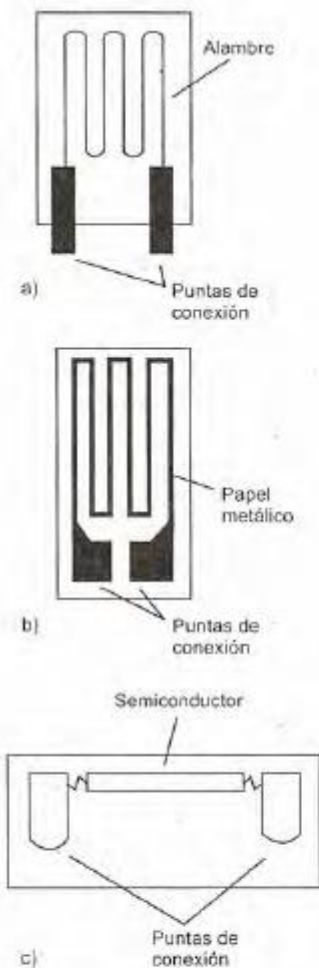
Como porcentaje de la lectura a rango total, es decir,  $0.625\%$ .

### 2.3.2 Elemento con galga extensométrica

La galga extensométrica o extensómetro de resistencia eléctrica (figura 2.6) es un alambre metálico, una cinta de papel metálico o una tira de material semiconductor en forma de oblea que se adhiere a la superficie como si fuese un timbre postal. Cuando se somete a un esfuerzo, la resistencia  $R$  cambia, y el cambio de resistencia  $\Delta R/R$  es proporcional al esfuerzo  $\epsilon$ , es decir:

$$\frac{\Delta R}{R} = G \epsilon$$

donde  $G$ , la constante de proporcionalidad, se conoce como factor de calibración. Dado que el esfuerzo es la razón (cambio de longitud/longitud original), el cambio en la resistencia de un extensómetro es una medición de la variación en la longitud del elemento al que está unido dicho extensómetro. El factor de calibración de los extensómetros de alambre metálico o de cinta de papel metálico de los metales más usados es alrededor de  $2.0$ . Los factores de calibración de los extensómetros de semiconductor de silicio tipo p y n son alre-



**Figura 2.6** Galgas extensométricas o extensómetros:

- de alambre metálico,
- de hoja de papel metálico,
- semiconductor



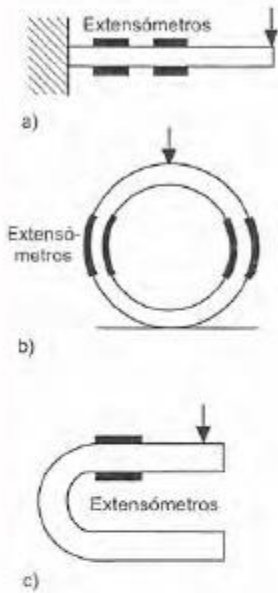


Figura 2.7 Elementos con extensómetro

dedor de +100 o más para silicio tipo p y -100 o más para silicio tipo n. Por lo general el fabricante del extensómetro proporciona el factor de calibración a partir de la calibración que hace a una muestra de extensómetros de un lote. Para hacer la calibración los extensómetros se someten a esfuerzos cuyo valor se conoce de antemano y se mide el cambio en la resistencia. Un problema en todos los extensómetros es que su resistencia no sólo cambia con el esfuerzo, sino también con la temperatura. Por ello es necesario utilizar métodos que eliminen el efecto de la temperatura; éstos se presentan en el capítulo 3. Los extensómetros de semiconductor tienen mayor sensibilidad a la temperatura que los extensómetros metálicos.

Como ejemplo, considere el caso de un extensómetro de resistencia eléctrica con resistencia de  $100\ \Omega$  y factor de calibración de 2.0. ¿Cuál es el cambio de la resistencia del extensómetro cuando se somete a un esfuerzo de 0.001? El cambio fraccionario es igual al factor de calibración multiplicado por el esfuerzo, es decir:

$$\text{Cambio en la resistencia} = 2.0 \times 0.001 \times 100 = 0.2\ \Omega$$

Un tipo de sensores de desplazamiento utiliza extensómetros unidos a elementos flexibles en forma de viga voladiza, anillos o U (figura 2.7). Cuando el elemento flexible se dobla o se deforma debido a las fuerzas que se le aplican en un punto de contacto que se desplaza, los extensómetros de resistencia eléctrica montados en el elemento se someten a un esfuerzo y producen un cambio en la resistencia, el cual es posible monitorear. Este cambio es una medida del desplazamiento o deformación del elemento flexible. Estos elementos se utilizan por lo general en desplazamientos lineales del orden de 1 mm a 30 mm y su error por no linealidad es de alrededor de 1% de su intervalo completo.

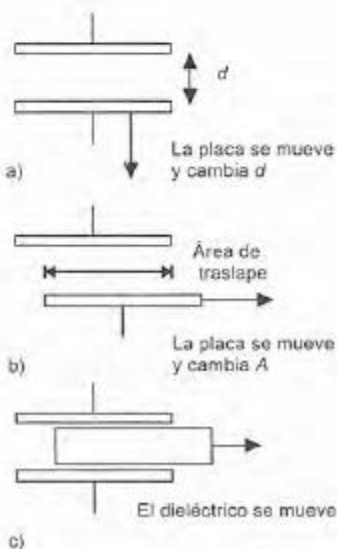


Figura 2.8 Formas que puede adoptar el elemento sensor

### 2.3.3. Elemento capacitivo

La capacitancia  $C$  de un capacitor de placas paralelas está dada por:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d}$$

donde  $\epsilon_r$  es la constante de permitividad relativa del material dieléctrico que está entre las placas,  $\epsilon_0$  es una constante conocida como constante dieléctrica de espacio libre,  $A$  es el área de traslape de dos placas y  $d$  es la separación entre las placas. Los sensores capacitivos para monitorear desplazamientos lineales pueden tener formas como las mostradas en la figura 2.8. En a) una de las placas se mueve debido al desplazamiento, con la consecuente separación de las placas; en b) el desplazamiento modifica el área de traslape; en c) el desplazamiento modifica la porción de dieléctrico que se encuentra entre las placas.

En un desplazamiento que cambia la separación de las placas (figura 2.8a), si la separación  $d$  aumenta en un desplazamiento  $x$ , la capacitancia se convierte en:

$$C - \Delta C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d + x}$$

Por lo tanto, el cambio en la capacitancia  $\Delta C$  expresada como fracción de la capacitancia inicial está dado por:

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{d}{d+x} - 1 = -\frac{x/d}{1+(x/d)}$$

Así, la relación entre el cambio en la capacitancia  $\Delta C$  y el desplazamiento  $x$  es no lineal; esta no linealidad se puede eliminar utilizando lo que se conoce como *sensor de desplazamiento asimétrico* (figura 2.9). Este sensor cuenta con tres placas: el par superior forma un capacitor y el inferior otro. El desplazamiento mueve la placa central que está en medio de las otras dos placas. El resultado, por ejemplo, de mover la placa central hacia abajo es aumentar la separación entre las placas del capacitor superior y disminuir la separación en el capacitor inferior. Así, se tiene:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d + x}$$

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d - x}$$

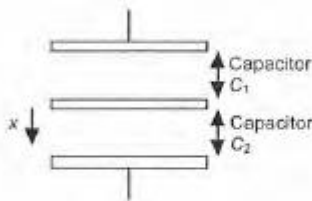


Figura 2.9 Sensor asimétrico

Si  $C_1$  es uno de los brazos de un puente de ca y  $C_2$  es el otro, el voltaje de desequilibrio es proporcional a  $x$ . Este tipo de sensores en general se utiliza para monitorear desplazamientos desde unos cuantos hasta cientos de milímetros. La no linealidad y la histéresis son casi igual a  $\pm 0.01\%$  del intervalo completo.

Una forma de sensor de proximidad capacitivo consta de una sola placa de prueba del capacitor y la otra placa viene a ser el objeto, que debe ser metálico y estar aterrizado (figura 2.10). Conforme el objeto se aproxima, la 'separación entre las placas' también se modifica, la cual resulta significativa y detectable cuando el objeto está cerca de la placa de prueba.

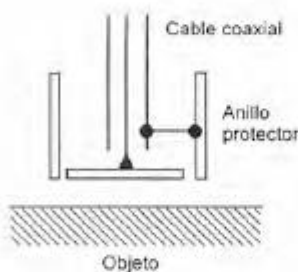


Figura 2.10 Sensor de proximidad capacitivo

### 2.3.4 Transformadores diferenciales

El transformador diferencial de variación lineal, más conocido por su acrónimo LVDT (*linear variable differential transformer*) está formado por tres devanados espaciados de manera simétrica a lo largo de un tubo aislado (figura 2.11). El devanado de en medio es el primario y los otros son secundarios idénticos conectados en serie de manera que sus salidas se oponen entre sí. Como resultado del movimiento que se monitorea se desplaza un núcleo magnético a través del tubo central.

Si en el devanado primario se alimenta un voltaje alterno, en los devanados secundarios se inducirá una fem alterna. Si el núcleo magnético está en el centro, la cantidad de material magnético de los devanados secundarios es la misma. Por lo tanto, la fem inducida en ambos devanados será la misma, y dado que están conectados de manera que sus salidas son opuestas entre sí, la salida neta obtenida es cero.



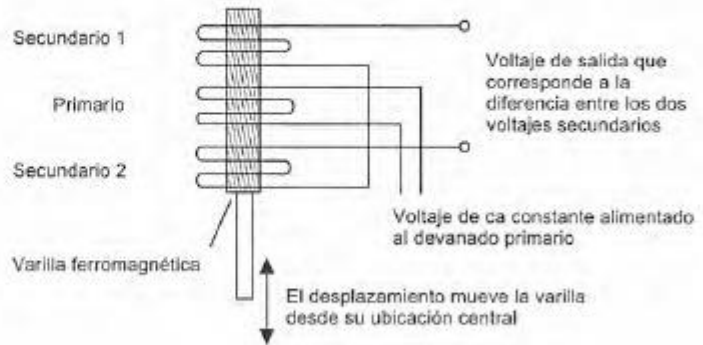


Figura 2.11 LVDT

Sin embargo, cuando el núcleo se desplaza desde su posición central en uno de los devanados habrá mayor cantidad de núcleo magnético que en el otro, por ejemplo, mayor cantidad en el devanado secundario 2 que en el devanado 1. En consecuencia, en uno de los devanados se induce una mayor fem que en el otro y de ambos se obtiene una salida neta. Dado que a mayor desplazamiento habrá mayor porción del núcleo en un devanado que en el otro, la salida, que es la diferencia entre las dos fem aumenta cuanto mayor sea el desplazamiento monitoreado (figura 2.12).

La fem inducida en el devanado secundario por una corriente variable  $i$  en el devanado primario está dada por:

$$e = M \frac{di}{dt}$$

donde  $M$  es la inductancia mutua, valor que depende del número de vueltas de los devanados y del núcleo ferromagnético. Por lo tanto, en una corriente de entrada senoidal  $i = I \text{ sen } \omega t$  aplicada al devanado primario, las fem inducidas en los devanados secundarios 1 y 2 se representan por la siguiente ecuación:

$$v_1 = k_1 \text{ sen}(\omega t - \phi) \text{ y } v_2 = k_2 \text{ sen}(\omega t - \phi)$$

donde los valores de  $k_1$ ,  $k_2$  y  $\phi$  dependen del grado de acoplamiento entre los devanados primario y secundario de una determinada posición del núcleo.  $\phi$  es la diferencia de fase entre el voltaje alterno primario y los voltajes alternos secundarios. Dado que ambas salidas están en serie, su diferencia es la salida:

$$\text{voltaje de salida} = v_1 - v_2 = (k_1 - k_2) \text{ sen}(\omega t - \phi)$$

Cuando la parte del núcleo es igual en ambos devanados,  $k_1$  es igual a  $k_2$  y, por lo tanto, el voltaje de salida es cero. Cuando la parte del núcleo que está en 1 es mayor que la que está en 2,  $k_1 > k_2$  y:

$$\text{voltaje de salida} = (k_1 - k_2) \text{ sen}(\omega t - \phi)$$

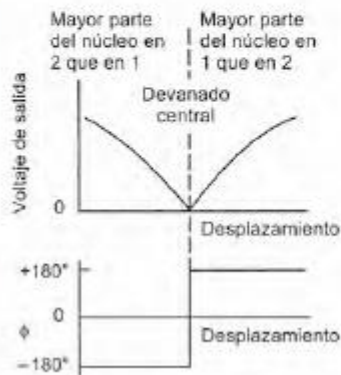


Figura 2.12 Salida del LVDT



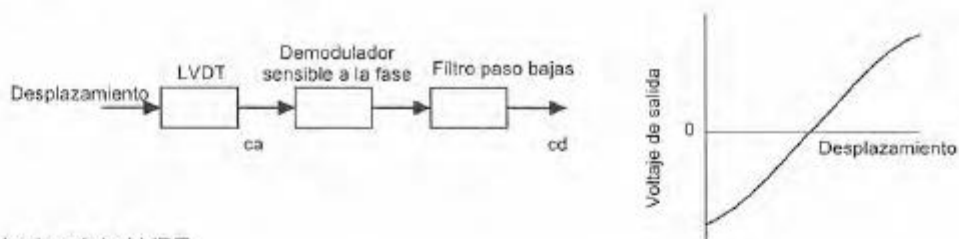


Figura 2.13 Salida de cd de LVDT

Cuando la parte del núcleo en 2 es mayor que en 1,  $k_1 < k_2$ . Como  $k_1$  es menor que  $k_2$  se produce un cambio de fase de  $180^\circ$  en la salida cuando el núcleo pasa de la parte mayor en 1 a la parte mayor en 2. Entonces:

$$\begin{aligned} \text{voltaje de salida} \\ = -(k_1 - k_2) \text{sen}(\omega t - \phi) = (k_2 - k_1) \text{sen}[\omega t + (\pi - \phi)] \end{aligned}$$

En la figura 2.12 se muestra cómo el desplazamiento del núcleo modifica la magnitud y la fase de la salida.

En esta forma de salida, la misma amplitud del voltaje de salida se obtiene para dos desplazamientos distintos. Para obtener un voltaje de salida único para cada valor del desplazamiento es necesario diferenciar cuando las amplitudes son iguales, pero hay una diferencia de fase de  $180^\circ$ . Para ello se utiliza un demodulador sensible a la fase dotado de un filtro paso bajas, el cual convierte la salida a un voltaje de cd, que da un valor específico para cada desplazamiento (figura 2.13). Este tipo de circuitos ya existe en forma de circuito integrado.

El intervalo de operación común de los LVDT está entre  $-2$  y  $-400$  mm con error de no linealidad de  $\pm 0.25\%$ . Los LVDT se utilizan como transductores primarios en el monitoreo de desplazamientos. En el extremo libre del núcleo se añade un resorte para hacer contacto con la superficie que se monitorea, o se rosca para lograr una conexión mecánica. También se usan como transductores secundarios en la medición de fuerza, peso y presión; estas variables se transforman en desplazamientos que después pueden monitorearse con los LVDT.

Los transformadores diferenciales de variación rotacional RVDT (rotary variable differential transformer) sirven para medir la rotación (figura 2.14) y el principio de su funcionamiento es idéntico al del LVDT. En este caso, el núcleo es una pieza de material magnético en forma de cardiode que al girar pasa una mayor parte a un devanado secundario que al otro. El intervalo de operación en general está entre  $\pm 40^\circ$ , con error de no linealidad alrededor de  $\pm 0.5\%$  del intervalo.

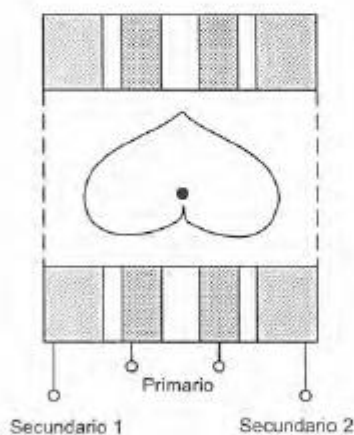


Figura 2.14 RVDT

### 2.3.5 Sensores de proximidad por corrientes parásitas o de Foucault

Cuando a un devanado se aplica una corriente alterna se crea un campo magnético alterno. Si próximo a este campo se encuentra un objeto metálico, en él se inducen corrientes de Foucault o parásitas. Estas corrientes parásitas, a su vez, producen un campo magnético

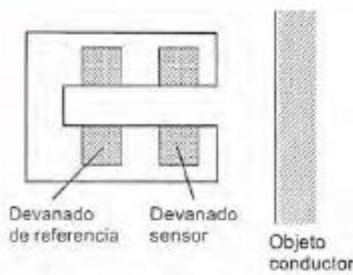


Figura 2.15 Sensor de corriente parásita

co que distorsiona el campo magnético que lo origina. En consecuencia, la impedancia del devanado, así como la amplitud de la corriente alterna se modifica. Cuando se alcanza cierto nivel predefinido, este cambio en la corriente puede activar un interruptor. La figura 2.15 muestra la configuración básica de este tipo de sensor, que puede detectar la presencia de materiales no magnéticos pero sí conductores con ventajas de bajo costo, pequeño, muy confiable y sensible a desplazamientos pequeños.

### 2.3.6 Interruptor de proximidad inductivo

Está formado por un devanado enrollado en un núcleo. Al aproximar el extremo del devanado a un objeto metálico, cambia su inductancia. Este cambio puede monitorearse por el efecto que produce en un circuito resonante y sirve para activar un interruptor. Sólo se puede usar para detectar objetos metálicos y funciona mejor con metales ferrosos.

### 2.3.7 Codificadores ópticos

Un *codificador* es un dispositivo que produce una salida digital como resultado de un desplazamiento lineal o angular. Los codificadores de posición se clasifican en dos categorías: *codificadores incrementales* que detectan cambios en la rotación a partir de una posición de datos y *codificadores absolutos* que proporcionan la posición angular real.

La figura 2.16a muestra la configuración básica de un *codificador incremental* para medir un desplazamiento angular. Un haz luminoso, al atravesar las ranuras de un disco, es detectado por un sensor de luz adecuado. Cuando el disco gira, el sensor produce una salida en forma de pulsos; la cantidad de pulsos es proporcional al desplazamiento angular del disco. Así, la posición angular del disco y, por lo tanto, del eje que lo rota, se determina por el número de pulsos producidos desde cierta posición. En la práctica se utilizan tres pistas concéntricas con tres sensores (figura 2.16b). La pista interna sólo tiene un orificio y sirve para ubicar la posición 'de origen' del disco. Las otras dos pistas presentan una serie de orificios a igual distancia uno de otro y cubren toda la circunferencia del disco, sólo que los orificios de la pista de en medio están corridos respecto a los de la pista externa, a la mitad del ancho de un orificio. Este corrimiento determina el sentido del giro. En un giro en sentido de las manecillas del reloj los pulsos de la pista externa están adelantados en relación con los de la pista interna; en un giro en sentido contrario a las manecillas del reloj, van atrasados. La resolución está definida por la cantidad de ranuras en el disco. Si durante una revolución aparecen 60 ranuras y dado que una revolución es un giro de  $360^\circ$ , la resolución correspondiente es de  $360/60 = 6^\circ$ .

En la figura 2.17 se muestra la configuración básica de un *codificador absoluto* para medir desplazamientos angulares. La salida es un número binario de varios dígitos que representa cierta posición angular. El disco giratorio tiene tres círculos concéntricos de ranuras

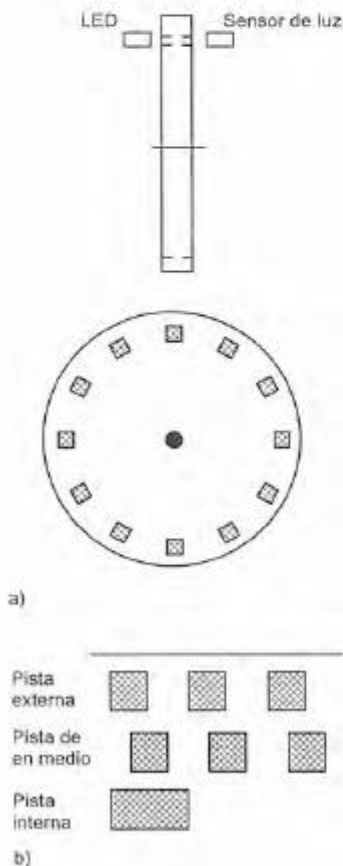


Figura 2.16 Codificador incremental: a) principio básico, b) pistas concéntricas



y tres sensores para detectar los pulsos de luz. Las ranuras están dispuestas de manera que la salida secuencial de los sensores es un número en código binario. Los codificadores típicos tienen hasta 10 o 12 pistas. El número de bits del número binario corresponde al número de pistas. Por ello, si hay 10 pistas habrá 10 bits y el número de posiciones que es posible detectar es  $2^{10}$ , es decir, 1024, con una resolución de  $360/1024 = 0.35^\circ$ .

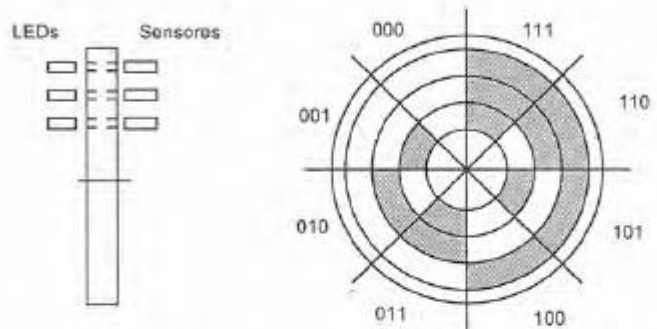


Figura 2.17 Codificador absoluto de 3 bits

En general no se utiliza la forma normal del código binario porque al pasar de un número binario al siguiente podría cambiar más de un bit y si, por una desalineación, uno de los bits cambia en forma fraccionaria antes que otros, de momento aparecería un número binario intermedio y podría producir un conteo erróneo. Para solucionar lo anterior, en general se utiliza el *Código Gray* o código cíclico binario. Éste sólo cambia un bit cuando se pasa de un número al siguiente. En la figura 2.18 se muestran la pista y sus respectivos códigos binario y Gray.

	Binario normal	Código Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111

Figura 2.18 Códigos binario y Gray

Los codificadores ópticos, por ejemplo el HEDS-5000 de Hewlett Packard, vienen listos para montarlos en ejes y contienen una fuente luminosa LED y un disco de código. También existen circuitos integrados de interfase para decodificar la salida del codificador que dan una salida binaria adecuada para un microprocesador. En un codificador absoluto con 7 pistas en su disco codificador, cada pista da uno de los bits del número binario, por lo que existen  $2^7$  posiciones especificadas, es decir, 128.

### 2.3.8 Sensores neumáticos

Los sensores neumáticos utilizan aire comprimido, y el desplazamiento o la proximidad de un objeto se transforma en un cambio en la presión del aire. La figura 2.19 muestra la configuración básica de estos sensores. Un puerto en el frente del sensor deja salir aire a baja presión. Este aire, en ausencia de un objeto cercano, escapa y al hacerlo reduce la presión en el puerto de salida del sensor más próximo. Sin embargo, si hay un objeto cerca, el aire no escapa con facilidad y la presión aumenta en el puerto de salida del sensor. La presión de salida del sensor dependerá, por lo tanto, de la cercanía de los objetos.



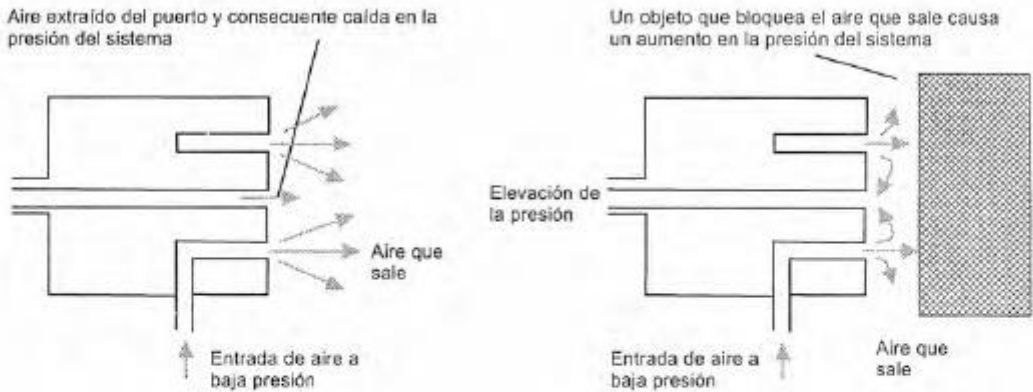


Figura 2.19 Sensor de proximidad neumático

Estos sensores se usan para medir desplazamientos de fracciones de milímetros, en intervalos característicos de 3 a 12 mm.

### 2.3.9 Interruptores de proximidad

Existen diversas modalidades de interruptores que se activan por la presencia de un objeto, y sirven como sensor de proximidad, cuya salida corresponde al estado de encendido o de apagado.

Un *microinterruptor* es un pequeño interruptor eléctrico que requiere un contacto físico y una pequeña fuerza de acción para cerrar los contactos. Por ejemplo, si se desea determinar la presencia de un objeto en una banda transportadora, ésta se activa mediante el peso del objeto que empuja la banda, y en consecuencia la plataforma con resorte que está debajo de la banda; el movimiento de dicha plataforma cierra el interruptor. La figura 2.20 muestra cómo se pueden accionar los interruptores.

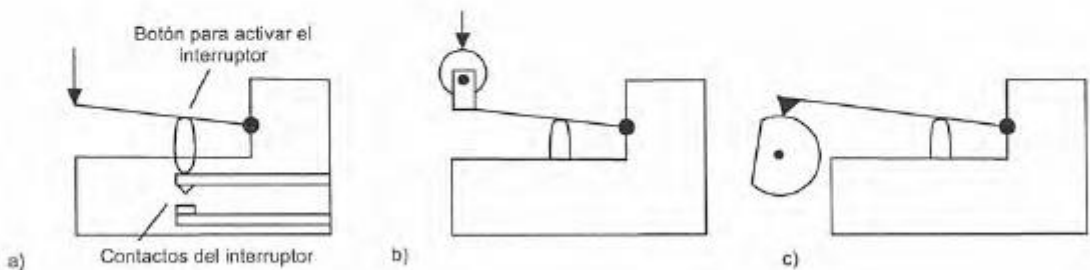


Figura 2.20 a) Activado por palanca, b) activado por rodillo y c) activado por leva

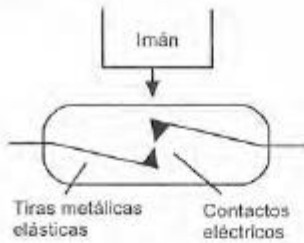


Figura 2.21 Interruptor de lengüeta

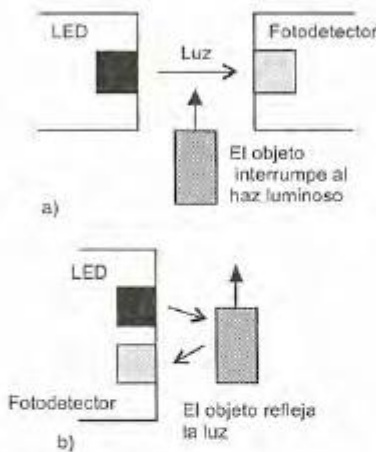


Figura 2.22 Empleo de sensores fotoeléctricos para detectar objetos: a) el objeto se interpone con el haz luminoso y b) el objeto refleja la luz

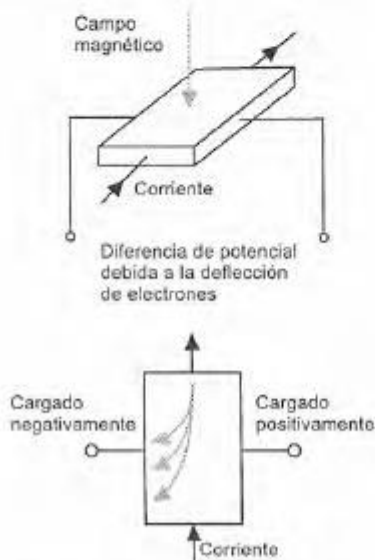


Figura 2.23 Efecto Hall

La figura 2.21 ilustra la configuración básica de un *interruptor de lengüeta*; consiste en dos contactos de interruptor magnético sellados en un tubo de vidrio. Cuando un imán se aproxima al interruptor, las lengüetas magnéticas se atraen y cierran los contactos del interruptor. Se trata de un interruptor de proximidad sin contacto. Este interruptor se utiliza mucho para verificar el cierre de una puerta. También se usa en tacómetros, donde gira un disco dentado que pasa por el interruptor de lengüeta. Si uno de los dientes tiene un imán, cada vez que éste pase, el interruptor cerrará momentáneamente los contactos y se producirá un pulso de corriente/voltaje en el circuito eléctrico respectivo.

Los *dispositivos fotosensibles* se usan para detectar la presencia de un objeto opaco al interponerse éste entre el haz luminoso o radiación infrarroja y el dispositivo, o al detectar la luz que refleja el objeto (figura 2.22).

### 2.3.10 Sensores de efecto Hall

Cuando un haz de partículas cargadas atraviesa un campo magnético existen fuerzas que actúan sobre las partículas y la trayectoria lineal del haz se deforma. Cuando una corriente fluye a través de un conductor se comporta como un haz de partículas en movimiento, por lo que se puede desviar al pasar por un campo magnético. Este efecto fue descubierto por E.R. Hall en 1879 y se conoce como *efecto Hall*. Considere electrones que se mueven en una placa conductora a la que se aplica un campo magnético en ángulo recto respecto al plano de la placa (figura 2.23). Como consecuencia del campo magnético, los electrones que se desplazan se desvían hacia un lado de la placa que se carga negativamente, mientras el lado opuesto se carga positivamente ya que los electrones se alejan. Esta separación de cargas produce un campo eléctrico en el material. La separación dura hasta que las fuerzas a las que están sujetas las partículas cargadas del campo eléctrico compensan las fuerzas producidas por el campo magnético. El resultado es una diferencia de potencial transversal  $V$  dada por:

$$V = K_H \frac{BI}{t}$$

donde  $B$  es la densidad de flujo magnético en sentido perpendicular a la placa,  $I$  la corriente que circula por ella,  $t$  el espesor de la placa y  $K_H$  una constante conocida como *coeficiente de Hall*. Por lo tanto, cuando una fuente de corriente constante se utiliza en un sensor determinado, el voltaje de Hall será una medida de la densidad de flujo magnético.

Por lo general los sensores de efecto Hall están disponibles como circuitos integrados con los circuitos necesarios para procesar señales. Existen dos tipos básicos de este sensor: tipo lineal, donde la salida varía de manera razonablemente lineal con la densidad de flujo magnético (figura 2.24a) y tipo umbral, donde la salida cae en forma brusca cuando se presenta cierta densidad de flujo magnético (figura 2.24b). El sensor de efecto Hall con salida lineal 634SS2 produce

una salida bastante lineal en un intervalo de  $-40$  a  $+40$  mT ( $-400$  a  $+400$  gauss), de casi  $10$  mV por mT ( $1$  mV por gauss), cuando el voltaje de alimentación es  $5$  V. El sensor de efecto Hall de umbral Allegro UGN3132U produce una salida que cambia de un valor cercano a cero a  $145$  mV cuando la densidad de flujo magnético es de unos  $3$  mT ( $30$  gauss). Los sensores de efecto Hall tienen la ventaja de funcionar como interruptores capaces de operar hasta a una frecuencia de repetición de  $100$  kHz, cuestan menos que los interruptores electromecánicos y no presentan los problemas relacionados con el rebote de los interruptores de contacto y de una secuencia de contactos en lugar de uno solo. El sensor de efecto Hall es inmune a los contaminantes ambientales y trabaja en condiciones de servicio severas.

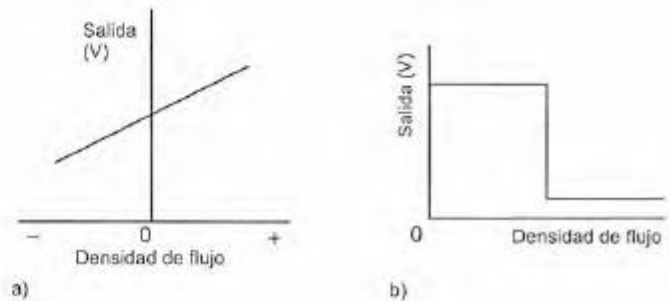


Figura 2.24 Sensores de efecto Hall: a) lineal; b) de umbral

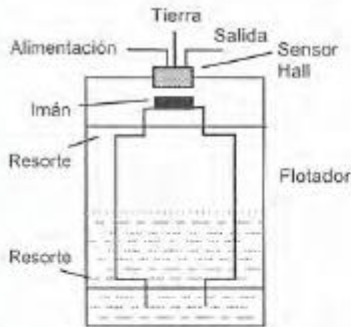


Figura 2.25 Detector de nivel de fluido

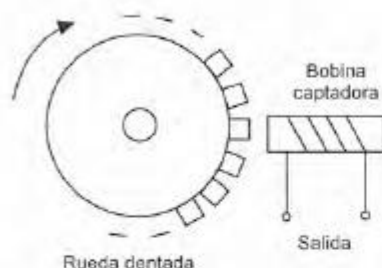
Estos sensores sirven como sensores de posición, desplazamiento y proximidad cuando se dota al objeto que se desea detectar con un pequeño imán permanente. Un ejemplo es el sensor que se utiliza para determinar el nivel de combustible en el tanque de un auto. Se coloca un imán en el flotador y conforme el nivel del combustible cambia, también se modifica la distancia que separa al flotador del sensor Hall (figura 2.25). El resultado es una salida con voltaje Hall que es una medida de la distancia entre el flotador y el sensor y, por lo tanto, del nivel de combustible en el tanque.

Otra aplicación de los sensores de efecto Hall es en motores de cd sin escobillas. En éstos es necesario determinar cuándo el rotor de imán permanente está alineado de manera correcta con los devanados del estator a fin de que la corriente que circula por ellos pueda activarse en el instante correcto para mantener girando el rotor. Los sensores de efecto Hall sirven para detectar si la alineación es correcta.

## 2.4 Velocidad y movimiento

Los siguientes son ejemplos de sensores que sirven para monitorear velocidades lineales y angulares y detectar movimiento. Entre las aplicaciones de los detectores de movimiento figuran los sistemas de seguridad utilizados para detectar la presencia de intrusos, así como juegos y aparatos interactivos; como la pantalla del cajero automático que se activa cuando alguien se acerca.





**Figura 2.26** Tacogenerador de reluctancia variable

### 2.4.1 Codificador incremental

El codificador incremental descrito en la sección 2.3.7 se usa para medir la velocidad angular determinada por la cantidad de pulsos producidos por segundo.

### 2.4.2 Tacogenerador

El tacogenerador sirve para medir la velocidad angular. Una de sus modalidades es el *tacogenerador de reluctancia variable*, el cual está formado por una rueda dentada de material ferromagnético unida a un eje (figura 2.26). En un imán permanente se enrolla un devanado de captación; conforme gira la rueda, los dientes pasan por la bobina y el volumen de aire entre la bobina y el material ferromagnético varía. Se tiene un circuito magnético con un espacio de aire que cambia de manera periódica. Por lo tanto, el flujo vinculado a la bobina captadora cambia. El cambio cíclico resultante del flujo produce una fem alterna en la bobina.

Si la rueda contiene  $n$  dientes y gira a una velocidad angular  $\omega$ , el cambio del flujo con el tiempo en la bobina sería el siguiente:

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_a \cos n\omega t$$

donde  $\Phi_0$  es el valor medio del flujo y  $\Phi_a$  la amplitud de la variación del flujo. La fem inducida,  $e$ , en las  $N$  vueltas de la bobina captadora es, por lo tanto:

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N \frac{d}{dt} (\Phi_0 + \Phi_a \cos n\omega t) = N \Phi_a n\omega \sin n\omega t$$

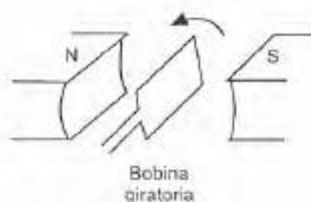
lo que también se puede expresar como:

$$e = E_{\max} \sin \omega t$$

donde el valor máximo de la fem inducida,  $E_{\max}$ , es  $N \Phi_a n\omega$  y es, por lo tanto, una medida de la velocidad angular.

En vez de usar el valor máximo de la fem como medida de la velocidad angular, se puede recurrir a un acondicionador de señal en forma de pulso para transformar la salida en una secuencia de pulsos que se pueden contar con un contador. La cantidad de pulsos contados en cierto tiempo es una medida de la velocidad angular.

Otra modalidad del tacogenerador es el *generador de ca*, el cual está formado por una bobina, denominada rotor, que gira junto con un eje de rotación. Esta bobina gira en un campo magnético producido por un imán permanente estacionario o electroimán (figura 2.27), de manera que en él se produce una fem alterna. La amplitud o frecuencia de esta fem alterna se utiliza como medida de la velocidad angular del rotor. La salida se puede rectificar para obtener un voltaje de cd cuya magnitud es proporcional a la velocidad angular. La no linealidad de estos sensores por lo general es del orden de  $\pm 0.15\%$  del intervalo completo, y sirven para medir giros de hasta 10 000 revoluciones/minuto.



**Figura 2.27** Tacogenerador en la modalidad de generador de ca

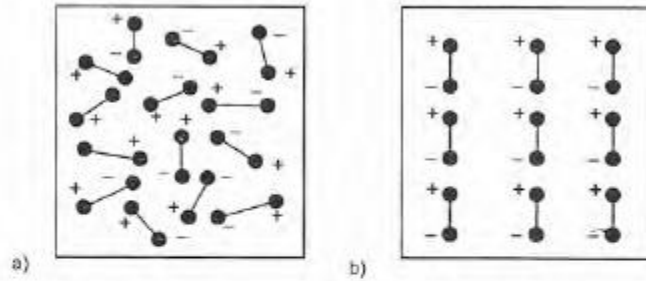


Figura 2.28 Polarización de un material piroeléctrico

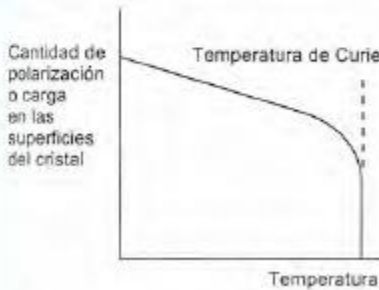


Figura 2.29 Efecto de la temperatura en la cantidad de polarización

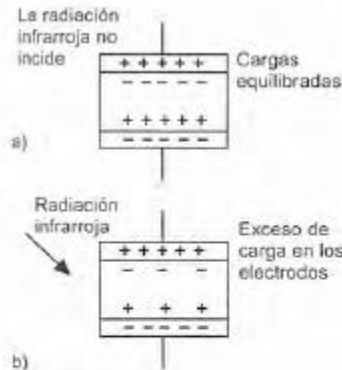


Figura 2.30 Sensor piroeléctrico

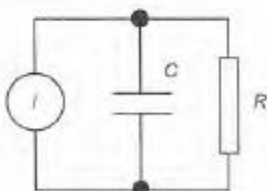


Figura 2.31 Circuito equivalente

### 2.4.3 Sensores piroeléctricos

Los *materiales piroeléctricos*, como el tantalato de litio, son materiales cristalinos que generan una carga como respuesta al flujo de calor. Si el material se calienta en un campo eléctrico a una temperatura justo por debajo de la temperatura de Curie, es decir, unos  $610^{\circ}\text{C}$  en el caso del tantalato de litio, y se deja enfriar manteniéndolo dentro del campo, los dipolos del material se alinean y éste se polariza (figura 2.28a y 2.28b). Aun cuando el material se retire del campo, conservará su polarización; el efecto es similar a la magnetización de un trozo de hierro al ponerlo en contacto con un campo magnético. Si el material se expone a radiación infrarroja, su temperatura se eleva y se reduce su cantidad de polarización, los dipolos se agitan y pierden su alineación (figura 2.29).

Los sensores piroeléctricos están formados por un cristal piroeléctrico polarizado con delgadas capas de metal como electrodos en caras opuestas. Dado que el cristal está polarizado con superficies cargadas, los iones son atraídos por el aire que los rodea y por los electrones del circuito de medición conectado al sensor para equilibrar la carga superficial (figura 2.30a). Si incide radiación infrarroja en el cristal y provoca un cambio en su temperatura, la polarización del cristal disminuye, al igual que la carga de las superficies del cristal. Se presenta, por lo tanto, un exceso de carga en los electrodos metálicos mayor que la necesaria para equilibrar la carga de las superficies del cristal (figura 2.30b). Esta carga circula a través del circuito de medición hasta que la carga del cristal vuelve a equilibrarse por la carga de los electrodos. El sensor piroeléctrico se comporta como un generador de carga, que la genera cuando hay un cambio en su temperatura como resultado de la incidencia de radiación infrarroja. En la parte lineal de la gráfica de la figura 2.29, cuando la temperatura cambia, el cambio de la carga  $\Delta q$  es proporcional al de temperatura  $\Delta t$ :

$$\Delta q = k_p \Delta t$$

donde  $k_p$  es la constante de sensibilidad del cristal. La figura 2.31 muestra el circuito equivalente de un sensor piroeléctrico, que corresponde a un capacitor cargado con el exceso de carga y una resistencia  $R$  que representa ya sea la resistencia de la fuga interna o la combinada con la resistencia de entrada de un circuito externo.



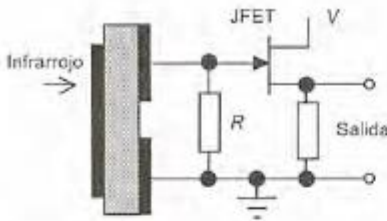


Figura 2.32 Sensor piroeléctrico doble

Para detectar el movimiento de un ser humano o de otra fuente calorífica, el elemento sensor debe diferenciar entre la radiación calorífica general del ambiente y la que produce la fuente en movimiento. Lo anterior no se puede lograr con un solo sensor piroeléctrico, y por ello se utiliza un elemento doble (figura 2.32). Una modalidad tiene un elemento sensor con un solo electrodo en la parte del frente y dos electrodos independientes en la parte posterior. Se obtienen dos sensores que se conectan de manera que cuando ambos reciben la misma señal calorífica sus salidas se cancelan. Cuando una fuente de calor se mueve de manera que la radiación calorífica se desplaza de uno a otro de los elementos sensores, la corriente que se genera pasa por la resistencia alterna, primero en una dirección y luego en dirección opuesta. La corriente alterna que genera un ser humano por lo general es del orden de  $10^{-12}$  A. Para obtener un voltaje significativo, la resistencia  $R$  tiene que ser muy grande. Por ejemplo, con una corriente como la anterior y una resistencia de 50 G $\Omega$  se producen 50 mV. Por lo anterior, en el circuito se incluye un transistor JFET como seguidor de voltaje a fin de reducir la impedancia de salida a unos cuantos k $\Omega$ .

Para dirigir la radiación en el sensor se necesita un dispositivo de enfoque. Si bien es posible utilizar espejos parabólicos, el método más común son las lentes de plástico Fresnel. Éstas también sirven para proteger la superficie del frente del sensor y son la forma más común de los dispositivos para activar alarmas por presencia de intrusos o encender una luz cuando alguien se acerca.

## 2.5 Fuerza

La balanza de resorte es un ejemplo de sensor de fuerza; en ella se aplica una fuerza, un peso, al platillo y ésta provoca un desplazamiento, es decir, el resorte se estira. El desplazamiento es, entonces, una medida de la fuerza. Las fuerzas por lo general se miden con base en un desplazamiento. El siguiente método ilustra esto.

### 2.5.1 Indicador de presiones con extensómetro

Una modalidad muy común de transductor para medir fuerza se basa en el uso de extensómetros de resistencia eléctrica para monitorear la deformación de cierto elemento cuando se estira, comprime o dobla por la aplicación de una fuerza. A este transductor se le conoce como *indicador de presiones*; en la figura 2.33 se muestra un ejemplo. El indicador de presiones es un tubo cilíndrico en el que se colocan extensómetros. Al aplicar fuerzas para comprimir el cilindro, los extensómetros producen un cambio de resistencia, que es una medida de la deformación y, por lo tanto, de las fuerzas aplicadas. Dado que la temperatura también produce cambios en la resistencia, el circuito acondicionador de señal que se utilice deberá eliminar los efectos debidos a la temperatura (vea la sección 3.5.1). Por lo general, estos indicadores de presión se utilizan para fuerzas de hasta 10 MN, su error aproximado por no linealidad es  $\pm 0.03\%$  del intervalo completo, el error por histéresis es  $\pm 0.02\%$  del intervalo y el error de

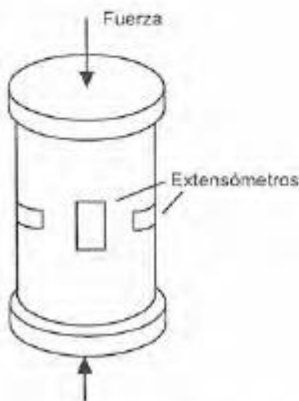


Figura 2.33 Indicador de presiones con extensómetros



repetibilidad  $\pm 0.02\%$  del intervalo. Los indicadores de presión con extensómetros que se basan en el doblamiento de un elemento metálico se deben usar para fuerzas menores, por ejemplo, para intervalos de 0 a 5 N y hasta 0 a 50 kN. Los errores más comunes se deben a un error por no linealidad de casi  $\pm 0.03\%$  del intervalo completo, el error por histéresis de  $\pm 0.02\%$  del intervalo completo y el error de repetibilidad de  $\pm 0.02\%$  del intervalo completo.

## 2.6 Presión de fluidos

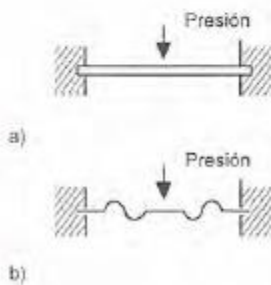


Figura 2.34 Diafragmas: a) plano; b) corrugado

En muchos dispositivos utilizados para monitorear la presión de fluidos de procesos industriales se monitorea la deformación elástica de diafragmas, cápsulas, fuelles y tubos. Los tipos de mediciones que se necesitan son: presión absoluta donde la presión se mide respecto a una presión cero, es decir, el vacío; presión diferencial donde se mide una diferencia de presiones, y presión manométrica, donde la presión se mide en relación con la presión barométrica.

En un diafragma (figura 2.34a y b) hay una diferencia de presión entre ambas caras, por lo que el centro del diafragma se desplaza. Un diafragma corrugado ofrece mayor sensibilidad. El movimiento del diafragma se puede monitorear por un sensor de desplazamiento que puede ser un extensómetro, como se muestra en la figura 2.35. Es frecuente utilizar extensómetros de diseño especial, con cuatro extensómetros, dos para medir el esfuerzo en la dirección de la circunferencia y dos en dirección radial. Los cuatro extensómetros se conectan de manera que formen los brazos de un puente de Wheatstone (vea el capítulo 3). Es posible adherir los extensómetros al diafragma, pero también existe la opción de hacer un diafragma de silicio en el que los extensómetros son áreas especiales con impurezas del diafragma.

Otra forma de sensor de presión con diafragma de silicio es el que se usa en los sensores de presión Motorola MPX. El extensómetro se integra, junto con un circuito resistivo, en un solo *chip* de diafragma de silicio. Cuando una corriente pasa a través del extensómetro y se le aplica una presión en ángulo recto, se produce un voltaje en dirección transversal (figura 2.36). El sensor MPX cuenta con todo lo anterior, así como con circuitos para acondicionar la señal y para compensar la temperatura. El voltaje de salida es directamente proporcional a la presión. Existen sensores como el anterior para medir presión absoluta (las terminaciones del sistema de numeración MX son A, AP, AS o ASX), presión diferencial (terminaciones D o DP) y presión manométrica (terminaciones GP, GVP, GS, GVS, GSV o GVSX). Por ejemplo, la serie MPX2100 tiene un intervalo de presión de 100 kPa y con un voltaje de 16 V, cd, para las modalidades de presión absoluta y presión diferencial, da una salida de voltaje para un intervalo completo de 40 mV. El tiempo de respuesta, 10 a 90%, para un escalón de 0 a 100 kPa es alrededor de 1.0 ms y la impedancia de salida del orden de 1.4 a 3.0 k $\Omega$ . Los sensores de presión absoluta tienen diversas aplicaciones como altímetros y barómetros; los sensores de presión diferencial para medir el flujo de aire, y los sen-

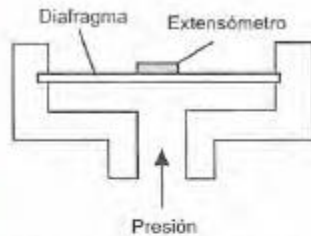


Figura 2.35 Extensómetro de diafragma

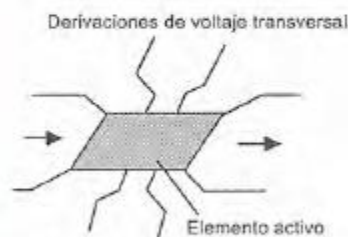


Figura 2.36 Elemento sensor de presión

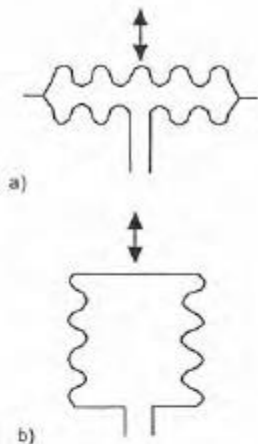


Figura 2.37 a) Cápsula, b) fuelles

sores de presión manométrica para medir la presión en motores y llantas.

Las cápsulas (figura 2.37a) se pueden considerar como la combinación de dos diafragmas corrugados, que logran una sensibilidad aún mayor. Una pila de cápsulas forma un fuelle (figura 2.37b). La figura 2.38 muestra cómo los fuelles se combinan con un LVDT para obtener un sensor de presión que produce una salida eléctrica. Los diafragmas, las cápsulas y los fuelles están hechos de acero inoxidable, bronce fosforado y níquel e incluso de hule y nylon. Con este tipo de sensores se pueden monitorear presiones en un intervalo de  $10^3$  a  $10^8$  Pa.

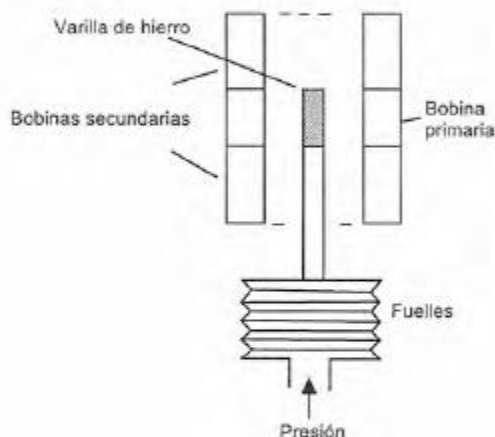


Figura 2.38 LVDT con fuelles

Una forma diferente de deformación se obtiene usando un tubo con sección transversal elíptica (figura 2.39a). Al aumentar la presión en el tubo su sección transversal se vuelve más circular. Si este tubo tiene forma de C (figura 2.39b), que en general se conoce como *tubo de Bourdon*, la C se abre al aumentar la presión en el tubo. Si se utiliza la versión helicoidal de este tipo de tubo (figura 2.39c) se obtiene mayor sensibilidad. Los tubos son de acero inoxidable y bronce fosforado y se usan para intervalos de presión entre  $10^3$  y  $10^8$  Pa.

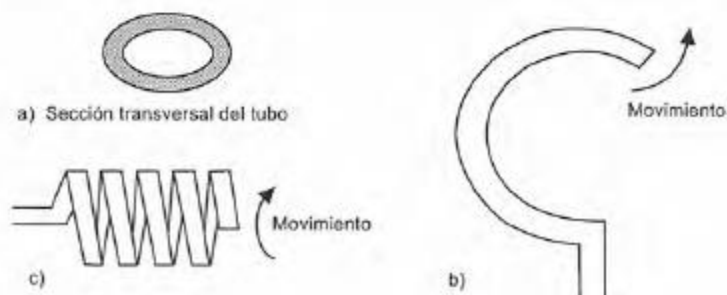


Figura 2.39 Sensores de presión de tubo



Figura 2.40 Piezoelectricidad

### 2.6.1 Sensores piezoeléctricos

Cuando un *material piezoeléctrico* se estira o comprime genera cargas eléctricas; una de sus caras se carga en forma positiva y la cara opuesta se carga en forma negativa (figura 2.40). En consecuencia, se produce un voltaje. Los materiales piezoeléctricos son cristales iónicos que al estirarlos o comprimirlos producen una distribución de carga en el cristal que origina un desplazamiento neto de carga; una de las caras del material se carga positivamente y la otra, negativamente. La carga neta  $q$  en una superficie es proporcional a la cantidad  $x$  que las cargas hayan sido desplazadas y, dado que el desplazamiento es proporcional a la fuerza aplicada  $F$ :

$$q = kx = SF$$

donde  $k$  es una constante y  $S$  una constante denominada *sensibilidad de carga*. Ésta depende del material y de la orientación de sus cristales. El cuarzo tiene una sensibilidad de carga de 2.2 pC/N si el cristal se corta en determinada dirección y las fuerzas se aplican en una dirección específica; el titanato de bario tiene una sensibilidad de carga del orden de 130 pC/N mucho mayor que la anterior, y la de titanato-zirconato de plomo es de unos 265 pC/N.

En dos caras opuestas del cristal piezoeléctrico se depositan electrodos metálicos (figura 2.41). La capacitancia  $C$  del material piezoeléctrico que está entre las placas es:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t}$$

donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del material,  $A$  el área y  $t$  el espesor de ésta. Dado que la carga  $q = Cv$ , donde  $v$  es la diferencia de potencial creada en el capacitor, entonces:

$$v = \frac{St}{\epsilon_0 \epsilon_r A} F$$

La fuerza  $F$  se aplica en un área  $A$ , por lo que la presión aplicada  $p$  es  $F/A$  y si  $S_v = (S/\epsilon_0 \epsilon_r)$ , se llama *factor de sensibilidad de voltaje*:

$$v = S_v t p$$

El voltaje es proporcional a la presión aplicada. La sensibilidad de voltaje del cuarzo es del orden de 0.055 V/m Pa y la del titanato de bario es de unos 0.011 V/m Pa.

Los sensores piezoeléctricos se usan para medir presión, fuerza y aceleración. Sin embargo, las aplicaciones deben ser tales que la carga producida por la presión no tenga mucho tiempo para su descarga o fuga y, por lo tanto, en general se utilizan para medir presiones transitorias en vez de presiones permanentes.

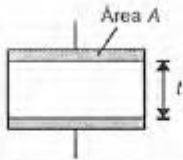


Figura 2.41 Capacitor piezoeléctrico



El circuito equivalente de un sensor piezoeléctrico es un generador de carga en paralelo con la capacitancia  $C_s$  y con la resistencia  $R_s$  que se genera de la corriente de fuga que circula por el dieléctrico (figura 2.42a). Si un sensor se conecta vía un cable, con una capacitancia  $C_c$  a un amplificador con capacitancia de entrada  $C_A$  y resistencia  $R_A$ , se obtiene el circuito mostrado en la figura 2.42b y una capacitancia total en el circuito de  $C_s + C_c + C_A$  en paralelo con la resistencia  $R_A R_s / (R_A + R_s)$ . Cuando el sensor está sujeto a presión, se carga, pero debido a la resistencia, el capacitor se descarga después de un tiempo. El tiempo de descarga dependerá de la constante de tiempo del circuito.

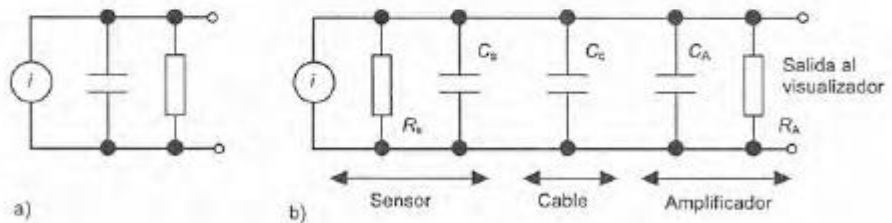


Figura 2.42 a) Circuito equivalente del sensor; b) sensor conectado a un amplificador de carga

### 2.6.2 Sensor táctil

El sensor táctil o de tacto es una forma particular de sensor de presión. Se utiliza en 'las yemas de los dedos' de las 'manos' de los robots para determinar en qué momento la 'mano' tiene contacto con un objeto. También se utiliza en las pantallas 'sensibles al tacto', donde se requiere detectar el contacto físico. Una modalidad de sensor táctil utiliza una capa de fluoruro de polivinilideno piezoeléctrico PVDF (*polyvinylidene fluoride*). Se usan dos capas de la película separadas por una capa suave, la cual transmite las vibraciones (figura 2.43). A la capa inferior de PVDF se le aplica un voltaje alterno que produce oscilaciones mecánicas en la película (es el caso inverso del efecto piezoeléctrico descrito antes). La película intermedia transmite estas vibraciones a la capa de PVDF de la parte superior. Debido al efecto piezoeléctrico, estas vibraciones producen un voltaje alterno a través de la película superior. Cuando se aplica presión a la película superior de PVDF se afectan sus vibraciones y se modifica el voltaje alterno de salida.

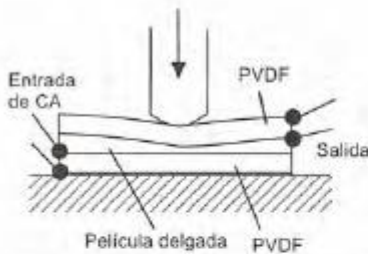


Figura 2.43 Sensor táctil de PVDF

## 2.7 Flujo de líquidos

Entre los métodos tradicionales para medir el gasto de líquidos figuran los dispositivos que miden la caída de presión que se produce cuando un fluido pasa por un tubo Venturi (figura 2.44). Para un tubo horizontal, en el que  $v_1$  es la velocidad del fluido,  $P_1$  la presión y  $A_1$  el área transversal del tubo antes del estrechamiento,  $v_2$  es la velocidad,  $P_2$  la presión,  $A_2$  el área transversal del estrechamiento,  $\rho$  es

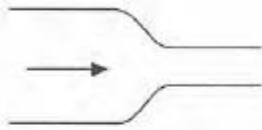


Figura 2.44 Flujo de un fluido a través de un estrechamiento

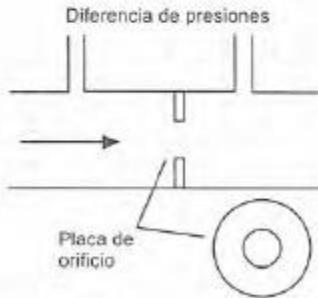


Figura 2.45 Placa de orificio

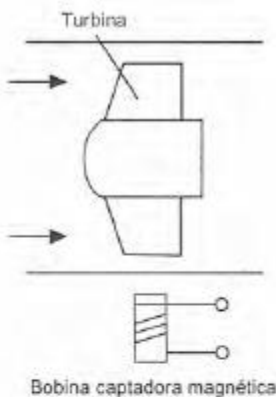


Figura 2.46 Medidor de flujo de turbina

la densidad del fluido, sustituyendo en la ecuación de Bernoulli se obtiene:

$$\frac{v_1^2}{2g} + \frac{P_1}{\rho g} = \frac{v_2^2}{2g} + \frac{P_2}{\rho g}$$

Dado que la masa de líquido que pasa cada segundo por el tubo antes de la sección estrecha debe ser igual a la que pasa por el tubo en esta sección, tenemos que:  $A_1 v_1 \rho = A_2 v_2 \rho$ . Ahora bien, la cantidad  $Q$  de líquido que pasa por el tubo por segundo es  $A_1 v_1 = A_2 v_2$ . Por lo tanto:

$$Q = \frac{A_2}{\sqrt{1 - (A_2/A_1)^2}} \sqrt{\frac{2(P_1 - P_2)}{\rho}}$$

Así, la cantidad de fluido que pasa por la tubería por segundo es proporcional a la  $\sqrt{\text{diferencia de presión}}$ . La medición de la diferencia de presión se puede utilizar para medir el gasto. Muchos dispositivos se basan en este principio y el siguiente ejemplo de la placa de orificio es quizá el más común.

### 2.7.1 Placa de orificio

La placa de orificio (figura 2.45) es un disco con un orificio en el centro que se coloca en un tubo a través del cual fluye un líquido. Se mide la diferencia de presiones entre un punto igual al diámetro del tubo corriente arriba y un punto igual a la mitad del diámetro corriente abajo. La placa de orificio es sencilla, barata, no tiene partes móviles y se usa comúnmente. Sin embargo, no funciona muy bien en suspensiones. Su exactitud aproximada característica es de  $\pm 1.5\%$  del intervalo completo, es no lineal y causa una caída de presión apreciable en el sistema al que se conecta.

### 2.7.2 Medidor de turbina

El medidor de flujo de turbina (figura 2.46) consta de un rotor con varios álabes que se coloca en medio de la tubería donde ocurre el flujo. Al fluir el líquido gira el rotor y la velocidad angular es casi proporcional al gasto. El intervalo de velocidad del rotor se determina mediante un captador magnético. Se cuentan los pulsos para determinar el número de revoluciones del rotor. Este medidor es caro y su exactitud en general es  $\pm 0.3\%$ .

## 2.8 Nivel de líquidos

El nivel de líquido en un recipiente se puede medir en forma directa monitoreando la posición de la superficie del líquido, o de manera indirecta midiendo alguna variable relacionada con la altura. En los métodos directos una posibilidad es usar flotadores; entre los indirectos figura el monitoreo del peso del recipiente, utilizando, por



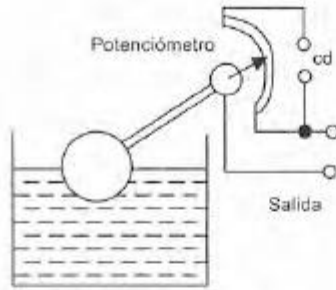
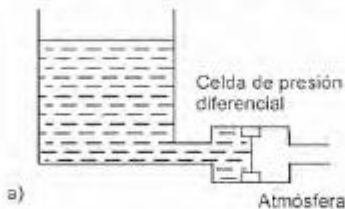
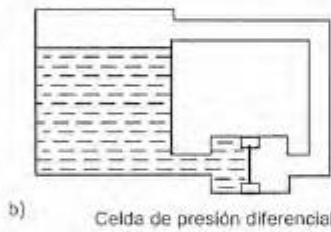


Figura 2.47 Sistema con flotador



a)

Atmósfera



b)

Celda de presión diferencial

Figura 2.48 Empleo de un sensor de presión diferencial

## 2.9 Temperatura

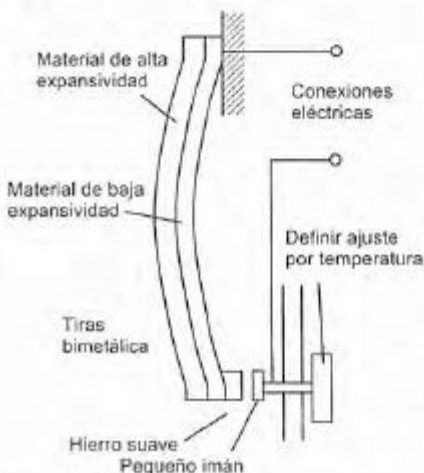


Figura 2.49 Termostato bimetalico

ejemplo, indicadores de presión. El peso de un líquido es igual a  $Ahp\rho g$ , en donde  $A$  es el área transversal del recipiente,  $h$  la altura del líquido,  $\rho$  su densidad y  $g$  la aceleración de la gravedad. Por lo tanto, los cambios en la altura del líquido causan cambios en el peso. Es común que en los métodos indirectos se mida la presión en alguna parte del líquido, debido a una columna de líquido  $h$ , donde la presión es  $h\rho g$ , y  $\rho$  es la densidad del líquido.

### 2.8.1 Flotador

Un método directo de monitorear el nivel de líquido en un recipiente es a través del movimiento de un flotador. La figura 2.47 ilustra un sencillo sistema con flotador. Cuando el flotador se desplaza, el brazo de una palanca gira y desplaza también una parte móvil del potenciómetro. El resultado es una salida de voltaje relacionada con la altura del líquido. En otras modalidades, la palanca desplaza el núcleo de un LVDT, o estira o comprime un elemento extensómetro.

### 2.8.2 Presión diferencial

La figura 2.48 muestra dos formas de medición de nivel basadas en la medición de una presión diferencial. En la figura 2.48a, la celda de presión diferencial determina la diferencia de presión entre el líquido que está en la base del recipiente y la presión atmosférica, suponiendo que el recipiente está abierto y recibe la presión atmosférica. En recipientes cerrados o abiertos se puede utilizar el sistema del inciso b. La celda de presión diferencial monitorea la diferencia de presión entre la base del recipiente y el aire o gas en la superficie del líquido.

En general, los cambios que se utilizan para monitorear la temperatura son la expansión o contracción de sólidos, líquidos o gases, el cambio en la resistencia eléctrica de conductores y semiconductores y las fem termoeléctricas. Los siguientes son algunos de los métodos más comunes en los sistemas de control de temperatura.

#### 2.9.1 Tiras bimetalicas

Este dispositivo consiste en dos tiras unidas de distinto metal. Los coeficientes de expansión térmica de los metales son distintos y al cambiar la temperatura la banda conjunta se dobla y se curva; el metal con coeficiente mayor queda en la parte externa de la curva. Esta deformación puede servir como interruptor controlado por temperatura, como en el sencillo termostato que solía emplearse en los sistemas de calefacción domésticos (figura 2.49). El pequeño imán sirve para que el sensor tenga histéresis, es decir los contactos del interruptor se cierran a diferente temperatura que a la que se abren.



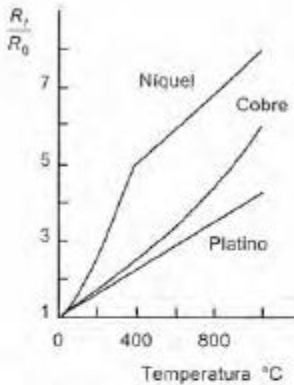


Figura 2.50 Variación de la resistencia en los metales en función de la temperatura

### 2.9.2 Detectores de temperatura por resistencia (RTD)

La resistencia de la mayoría de los metales aumenta, en un intervalo limitado de temperatura, de manera razonablemente lineal con la temperatura (figura 2.50). Para este tipo de relación lineal:

$$R_t = R_0(1 + at)$$

donde  $R_t$  es la resistencia a una temperatura de  $t^\circ\text{C}$ ,  $R_0$  la resistencia a  $0^\circ\text{C}$  y  $a$  una constante para el metal denominada coeficiente de temperatura de la resistencia. Los detectores de temperatura por resistencia (RTD, *resistance temperature detectors*) son elementos resistivos sencillos que adoptan la forma de bobinas de alambre hechas de platino, níquel o aleaciones níquel-cobre; el platino es el que más se utiliza. Los elementos hechos de delgadas películas de platino en general se obtienen depositando el metal en un sustrato adecuado; los elementos de bobina por lo general consisten en un alambre de platino sujeto con un adhesivo de vidrio para altas temperaturas en el interior de un tubo de cerámica. Estos detectores son muy estables y sus respuestas son reproducibles durante largos periodos. Sus tiempos de respuesta tienden a ser del orden de 0.5 a 5 s, o mayores.

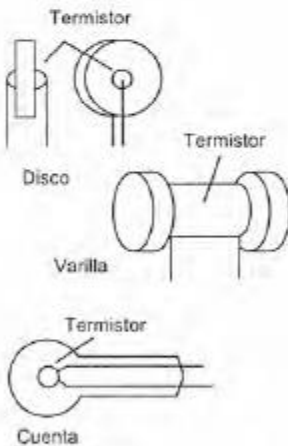


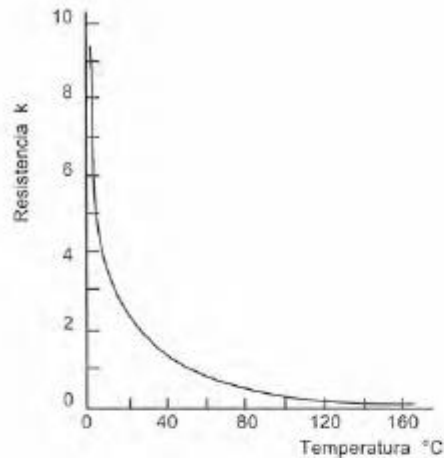
Figura 2.51 Termistores

### 2.9.3 Termistores

Los termistores son pequeñas piezas de materiales hechas con mezclas de óxidos metálicos, por ejemplo, de cromo, cobalto, hierro, manganeso y níquel. Todos estos óxidos son semiconductores. El material puede tener formas diversas como cuentas, discos y varillas (figura 2.51). La resistencia de los termistores convencionales de óxido metálico disminuye de una manera no lineal con el aumento en la temperatura, como ilustra la figura 2.52. Estos termistores tienen coeficientes de temperatura negativos (CTN), aunque también los hay con coeficientes de temperatura positivos (CTP). El cambio en la resistencia por cada grado de cambio en la temperatura es mucho mayor que el que ocurre con los metales. La relación resistencia-temperatura de un termistor se puede expresar con una ecuación de la forma:

$$R_t = K e^{\beta/t}$$

donde  $R_t$  es la resistencia de la temperatura  $t$ , y  $K$  y  $\beta$  son constantes. Si se comparan con otros sensores de temperatura, los termistores ofrecen muchas ventajas. Son fuertes y pueden ser muy pequeños, por lo cual permiten el monitoreo de temperaturas casi en cualquier punto. Gracias a su reducido tamaño, responden muy rápido a los cambios de temperatura. Producen cambios de resistencia muy grandes por cada grado de cambio en la temperatura, pero su principal desventaja es su no linealidad.



**Figura 2.52** Variación de la resistencia en función de la temperatura de un termistor típico

### 2.9.4 Termodiodos y termotransistores

El diodo semiconductor de unión con frecuencia se utiliza como sensor de temperatura. Cuando cambia la temperatura de semiconductores con impurezas, también se modifica la movilidad de sus portadores de carga, lo cual afecta la velocidad de difusión de electrones y huecos a través de una unión p-n. Por lo tanto, si una unión p-n tiene una diferencia de potencial  $V$ , la corriente  $I$  que circula por la unión será una función de la temperatura, la cual está dada por:

$$I = I_0 (e^{eV/kT} - 1)$$

donde  $T$  es la temperatura en la escala Kelvin,  $e$  la carga de un electrón y  $k$  e  $I_0$  son constantes. Utilizando logaritmos, la ecuación anterior se puede expresar en términos del voltaje como:

$$V = \left( \frac{kT}{e} \right) \ln \left( \frac{I}{I_0} + 1 \right)$$

Así, si la corriente es constante,  $V$  es proporcional a la temperatura en la escala Kelvin, por lo que la medida de la diferencia de potencial en un diodo con corriente constante puede servir como medida de la temperatura. Este tipo de sensores es tan compacto como los termistores, pero tienen además la gran ventaja de que su respuesta es una función lineal de la temperatura. Circuitos integrados como el LM3911 tienen este tipo de diodos que se utilizan como sensores de temperatura y proporcionan el acondicionamiento de señal respectivo. El voltaje de salida del LM3911 es proporcional a la temperatura a razón de 10 mV/°C.

De manera similar al termodiodo, en un termotransistor el voltaje en la unión de la base y el emisor depende de la temperatura y sirve como medida de la misma. Un método común es usar dos transisto-

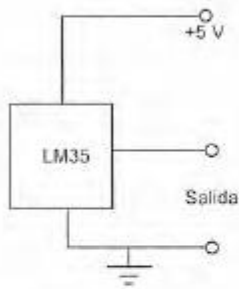


Figura 2.53 LM35

res con corrientes de colector diferentes y determinar la diferencia de sus voltajes base-emisor, la cual es directamente proporcional a la temperatura en la escala Kelvin. Estos transistores se combinan con otros componentes de circuito en un solo *chip* para obtener un sensor de temperatura con su acondicionador de señal asociado, por ejemplo, el LM35 (figura 2.53). Este sensor se puede usar en un intervalo de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $110^{\circ}\text{C}$  y produce una salida de  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ .

### 2.9.5 Termopares

Cuando dos metales diferentes se unen, en la unión se produce una diferencia de potencial. Ésta depende de los metales utilizados y la temperatura de la unión. Un termopar es un circuito completo con dos uniones de este tipo (figura 2.54). Si ambas uniones están a la misma temperatura, no existe una fem neta. En cambio, si la temperatura es diferente, sí se produce una fem. El valor  $E$  de esta fem depende de los dos metales utilizados y de las temperaturas  $t$  de ambas uniones. Por lo general una de ellas se mantiene a  $0^{\circ}\text{C}$ , y entonces se cumple, hasta cierto punto,

$$E = at + bt^2$$



Figura 2.54 Un termopar

donde  $a$  y  $b$  son las constantes de los metales utilizados. En la tabla 2.1 se muestran los termopares de uso más común, los intervalos de temperatura en los que se usan y sus sensibilidades características. A estos termopares de uso común se les asignan letras de referencia. Por ejemplo, el de hierro-constantán se conoce como termopar tipo J. La figura 2.55 muestra cómo la fem varía con la temperatura en pares de metales de uso común.

Tabla 2.1 Termopares

Ref.	Materiales	Intervalo en $^{\circ}\text{C}$	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
B	Rodio/platino, platino 30%, rodio 6%	0 a 1800	3
E	Cromel/constantán	$-200$ a $1000$	63
J	Hierro/constantán	$-200$ a $900$	53
K	Cromel/alumel	$-200$ a $1300$	41
N	Nirosil/nísil	$-200$ a $1300$	28
R	Platino/platino con 13% rodio	0 a $1400$	6
S	Platino/platino con 10% rodio	0 a $1400$	6
T	Cobre/constantán	$-200$ a $400$	43



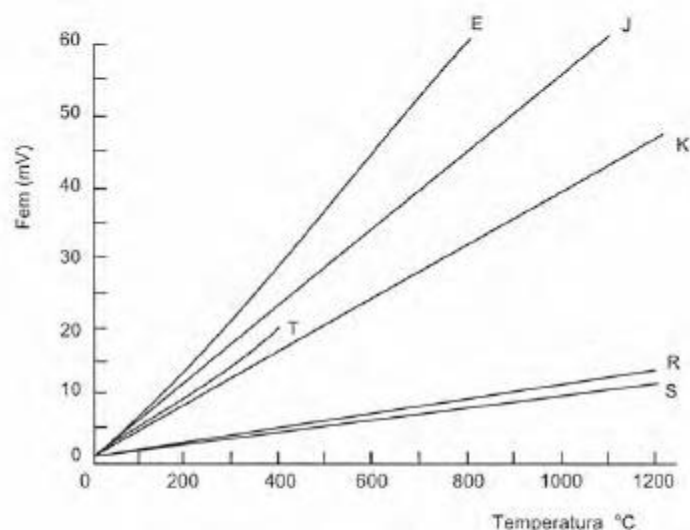


Figura 2.55 Gráfica fem termoeléctrica – temperatura



Lo anterior es igual a:



Figura 2.56 Ley de temperaturas intermedias

Aunque en un circuito de termopar haya otros metales, éstos no tienen efecto en la fem termoeléctrica, siempre y cuando todas sus uniones estén a la misma temperatura. Es posible que la temperatura de la unión de referencia de un termopar no sea  $0^{\circ}\text{C}$ . Sin embargo, en las tablas estándar se supone que dicha unión está a  $0^{\circ}\text{C}$ , por lo que antes de usarlas habrá que hacer la corrección respectiva, que se hace aplicando lo que se conoce como *ley de temperaturas intermedias*, a saber:

$$E_{t,0} = E_{t,I} + E_{I,0}$$

La fem  $E_{t,0}$  a la temperatura  $t$  cuando la unión fría está a  $0^{\circ}\text{C}$  es igual a la fem  $E_{t,I}$  a la temperatura intermedia  $I$ , más la fem  $E_{I,0}$  a la temperatura  $I$  cuando la unión fría está a  $0^{\circ}\text{C}$  (figura 2.56). Con frecuencia no es conveniente mantener la unión de un termopar a  $0^{\circ}\text{C}$ , es decir, tenerlo inmerso en una mezcla de agua y hielo. Se puede utilizar un circuito de compensación para producir una fem que varía con la temperatura de la unión fría de manera que cuando dicha fem se suma a la del termopar genera una fem combinada que es la misma que se habría generado si la unión fría hubiese estado a  $0^{\circ}\text{C}$  (figura 2.57). La fem de compensación se puede obtener con la caída de voltaje del termómetro de resistencia.

Los termopares de base-metal E, J, K y T son más o menos baratos, pero se deterioran con el tiempo. Su exactitud característica es alrededor de  $\pm 1$  a  $3\%$ . Los termopares de metales nobles, por ejemplo R, son más caros, pero también más estables y de mayor duración. Su exactitud es del orden de  $\pm 1\%$ , o mejor.

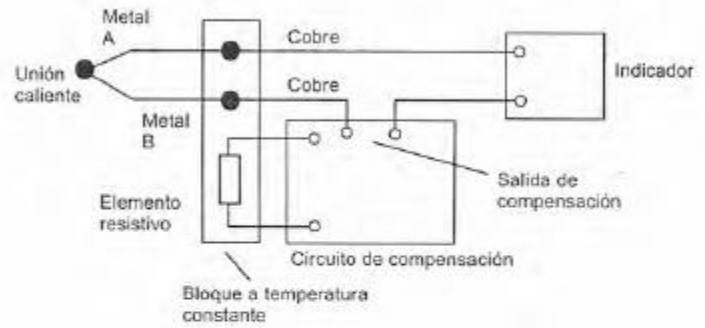


Figura 2.57 Compensación de unión fría

Por lo general los termopares están montados dentro de una cubierta que les da protección mecánica y química. El tipo de cubierta depende de las temperaturas en las que se utilizará el termopar. En algunos casos la cubierta se rellena de un mineral que sea buen conductor del calor y buen aislante eléctrico. El tiempo de respuesta de los termopares sin cubierta es muy rápido. Cuando se emplea una cubierta grande este tiempo puede aumentar en varios segundos. En algunos casos un grupo de termopares se conecta en serie, de manera que hay diez o más uniones calientes que detectan la temperatura; las fem de todos los termopares se suman. Este arreglo se conoce como termopila.

Como ejemplo, considere un termopar tipo E que mide temperaturas con una unión fría a  $20^{\circ}\text{C}$ . ¿Cuál es su fem termoelectrónica a  $200^{\circ}\text{C}$ ? Los siguientes datos se tomaron de las tablas estándar:

Temp. ( $^{\circ}\text{C}$ )	0	20	200
fem (mV)	0	1.192	13.419

Utilizando la ley de las temperaturas intermedias:

$$E_{200,0} = E_{200,20} + E_{20,0} = 13.419 - 1.192 = 12.227 \text{ mV}$$

Observe que la anterior no es la fem que aparece en las tablas para una temperatura de  $180^{\circ}\text{C}$  cuando la unión fría está a  $0^{\circ}\text{C}$ , que es, 11.949 mV.

## 2.10 Sensores de luz

Los *fotodiodos* son diodos de unión hechos con semiconductores (en la sección 7.3.1 se presenta una explicación de diodos), los cuales están conectados en un circuito con polarización inversa, por lo que su resistencia es muy elevada. Cuando la luz incide en la unión, la resistencia del diodo disminuye y la corriente del circuito aumenta de manera notable. Por ejemplo, cuando no hay luz y con polarización inversa de 3 V, la corriente puede ser  $25 \mu\text{A}$  y cuando se ilumina con

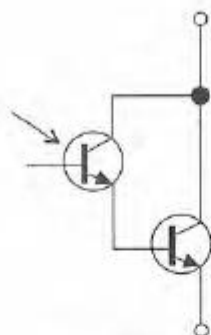


Figura 2.58 Fototransistor Darlington

25 000 lúmenes/m<sup>2</sup> se eleva a 375  $\mu$ A. La resistencia del dispositivo cuando no hay luz es  $3/(25 \times 10^{-6}) = 120 \text{ k}\Omega$ , y cuando hay luz es  $3/(375 \times 10^{-6}) = 8 \text{ k}\Omega$ . Es decir, un fotodiodo se puede usar como dispositivo de resistencia variable, controlado por la luz que incide en él. Los fotodiodos responden muy rápido a la presencia de la luz.

Los *fototransistores* (en la sección 7.3.3 se presenta una explicación de transistores) tienen una unión base colector p-n sensible a la luz. Cuando la luz no incide, la corriente colector-emisor es muy pequeña. Al incidir la luz, se produce una corriente de base directamente proporcional a la intensidad luminosa. Debido a ello se produce una corriente de colector que es una medida de la intensidad luminosa. Es común encontrar fototransistores en forma de paquetes integrados, donde el fototransistor está conectado en una configuración Darlington con un transistor convencional (figura 2.58). Como este arreglo da una ganancia en corriente mayor, este dispositivo produce una corriente de colector mucho mayor para una intensidad de luz dada.

Los *fotorresistores* tienen una resistencia que depende de la intensidad luminosa que reciben, y que disminuye de manera lineal cuando la intensidad aumenta. El fotorresistor de sulfuro de cadmio es el más sensible a la luz con longitudes de onda son de menos de 515 nm; el de selenido de cadmio se usa para longitudes de onda de menos de 700 nm.

Para determinar las variaciones de intensidad luminosa en un espacio reducido por lo común se necesita un arreglo de sensores de luz, por ejemplo, en una cámara automática para determinar la exposición más adecuada para tomar en cuenta las intensidades luminosas variables presentes en toda la imagen. Para estos casos se cuenta con arreglos de dispositivos con una gran cantidad de fotodiodos en el arreglo.

## 2.11 Selección de sensores

Al seleccionar un sensor para una aplicación específica deben considerarse varios factores:

1. El tipo de medición que se requiere, por ejemplo, la variable que se va a medir, su valor nominal, el intervalo de valores, la exactitud, velocidad de medición y confiabilidad requeridas, las condiciones ambientales en las que se realizará la medición.
2. El tipo de salida que se requiere del sensor, lo cual determinará las necesidades de acondicionamiento de la señal a fin de contar con señales de salida idóneas a partir de la medición.
3. Se pueden identificar algunos sensores posibles, teniendo en cuenta intervalo, exactitud, linealidad, velocidad de respuesta, confiabilidad, facilidad de mantenimiento, duración, requerimientos de alimentación eléctrica, solidez, disponibilidad y costo.

La elección de un sensor no se puede hacer sin considerar el tipo de salida que el sistema debe producir después de acondicionar la señal;



por ello, es necesaria una integración adecuada entre el sensor y el acondicionador de señal.

Como ejemplo de lo anterior, considere la selección de un sensor para medir el nivel de ácido corrosivo en un recipiente. Dicho nivel varía entre 0 y 2 m y el recipiente es de forma circular con diámetro de 1 m. El recipiente vacío pesa 100 kg. La variación mínima de nivel que se desea detectar es 10 cm. La densidad del ácido es  $1050 \text{ kg/m}^3$ . El sensor debe producir una salida eléctrica.

Debido a lo corrosivo del ácido, parece apropiado usar un método indirecto para determinar el nivel. Así, se utilizaría uno o varios indicadores de presión, para monitorear el peso del recipiente. Estos indicadores darían una salida eléctrica. El peso del líquido cambia de 0 cuando el recipiente está vacío, a  $1050 \times 2 \times \pi(1^2/4) \times 9.8 = 16.2 \text{ kN}$  cuando está lleno. Si el peso anterior se suma al del recipiente cuando está vacío, se obtiene un peso que varía de 1 a 17 kN. La resolución requerida es de cambios de nivel de 10 cm, es decir, cambios en el peso de  $0.10 \times 1050 \times \pi(1^2/4) \times 9.8 = 0.8 \text{ kN}$ . Si se usan tres indicadores de presión para sostener el tanque, cada uno de ellos necesitará un intervalo aproximado de 0 a 6 kN y una resolución de 0.27 kN. A continuación se pueden consultar los catálogos del fabricante para verificar si dichos indicadores de presión están a la venta.

## 2.12 Ingreso de datos mediante interruptores

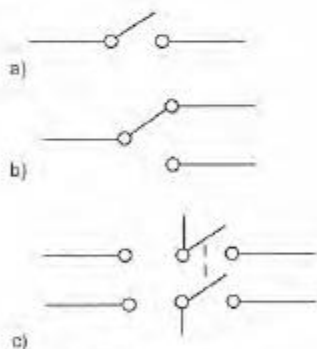


Figura 2.59 Interruptores: a) SPST; b) SPDT; c) DPDT

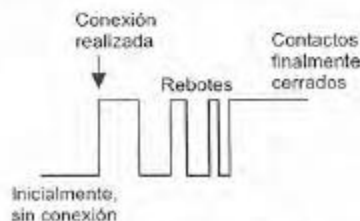


Figura 2.60 Rebote producido durante el cierre de un interruptor

Los interruptores mecánicos tienen uno o varios pares de contactos que se abren y cierran en forma mecánica, con lo que se cierran o abren circuitos eléctricos. Es decir, al abrir o cerrar un interruptor se transmiten señales 0 o 1.

Los interruptores mecánicos se especifican en función de su cantidad de polos y tiros. Los *polos* son el número de circuitos independientes que se operan con una sola acción de conmutación y los *tiros* son el número de contactos individuales para cada polo. La figura 2.59a muestra un interruptor de un polo-un tiro (SPST); un interruptor de un polo-dos tiros (SPDT) se muestra en la figura 2.59b; y la figura 2.59c muestra un interruptor de dos polos-dos tiros (DPDT).

### 2.12.1 Rebote de los interruptores

Un problema que presentan los interruptores mecánicos es el *rebote del interruptor*. Cuando un interruptor mecánico se mueve para cerrar contactos, un contacto se acerca al otro. El primero golpea al segundo y dado que los elementos de contacto son elásticos, se produce un rebote. El contacto puede rebotar varias veces (figura 2.60) antes de quedar en su estado de cierre, por lo general unos 20 ms después. Durante el tiempo de rebotes, cada contacto se puede registrar como un contacto independiente. Por lo tanto, a un microprocesador puede parecerle que ocurrieron dos o más acciones de conmutación. También se puede producir un rebote al abrir un interruptor. Para eliminar este problema, se puede recurrir a métodos basados en hardware o en software.

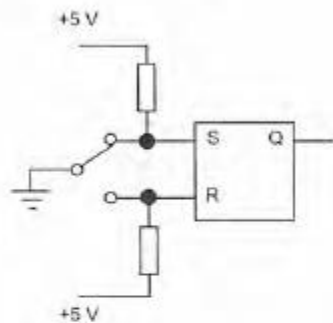


Figura 2.61 Eliminación del rebote de un interruptor SPDT

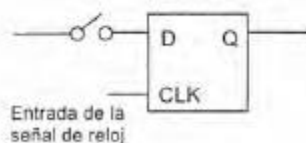


Figura 2.62 Eliminación del rebote de un interruptor SPDT

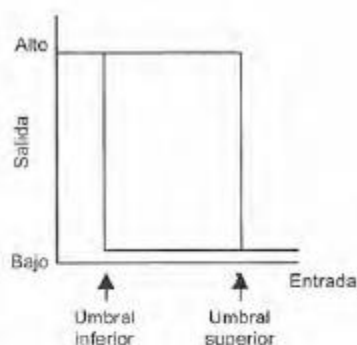


Figura 2.63 Características del Schmitt trigger

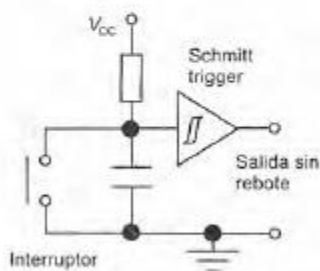


Figura 2.64 Circuito para evitar el rebote en interruptores

Si se usa software, el microprocesador se programa para detectar si el interruptor está cerrado y esperar, digamos, 20 ms. Después de verificar que terminó el rebote y que el interruptor está en la misma posición de cierre, se procede con la siguiente parte del programa. La solución del problema del rebote con hardware consiste en utilizar un flip-flop (circuito astable). La figura 2.61 muestra un circuito que elimina el efecto de rebote de un interruptor SPDT, el cual se basa en el empleo de un flip-flop SR (vea la sección 14.7). Como se puede observar, S está en 0 y R en 1, con salida de 0. Cuando el interruptor pasa a su posición inferior, al principio S se convierte en 1 y R en 0, lo que da una salida de 1. Un rebote que cambia S de 1 a 0 a 1 a 0, etcétera, no altera la salida. Este flip-flop se puede construir con dos compuertas NOR o dos compuertas NAND. Para eliminar el rebote de un interruptor SPDT se puede utilizar un flip-flop D (vea la sección 14.7). En la figura 2.62 se muestra este circuito. La salida de este flip-flop cambia sólo cuando la señal de reloj también cambia. Es decir, si se elige un periodo de reloj mayor que el tiempo de duración del rebote, digamos 20 ms, las señales de rebote serán ignoradas.

Un método alternativo para evitar el rebote con hardware es usar un *disparador Schmitt* (*Schmitt trigger*). Este dispositivo tiene la característica de histéresis mostrada en la figura 2.63. Cuando la entrada de voltaje es mayor que un umbral de conmutación superior y de una salida de nivel bajo, entonces para que la salida esté en un nivel alto, se necesita que el voltaje de entrada sea menor que un umbral inferior de conmutación. Por el contrario, cuando el voltaje de entrada es menor que un umbral inferior de conmutación y da nivel alto, la entrada debe aumentar a más del umbral superior antes de que la salida pueda cambiar a nivel bajo. Este dispositivo se puede usar para formar señales de cambio lento, esto es, cuando la señal pasa el umbral, se convierte en una señal de conmutación con un flanco recto y vertical entre dos niveles lógicos definidos. El circuito de la figura 2.64 se puede usar para evitar el rebote; se resalta el símbolo para el Schmitt trigger. Con el interruptor abierto, el capacitor se carga y el voltaje que se aplica al Schmitt trigger está en un nivel alto y por ello da una salida de voltaje bajo. Cuando el interruptor está cerrado, el capacitor se descarga rápidamente y así el primer rebote descarga al capacitor; el Schmitt trigger conmuta a un estado alto en su salida. Los rebotes sucesivos del interruptor no dan tiempo para que se recargue el capacitor al umbral de voltaje requerido, de manera que los rebotes adicionales no logran que el Schmitt trigger conmute.

## 2.12.2 Teclados

Los teclados están formados por arreglos de interruptores como el teclado de una computadora o el teclado de membrana de dispositivos como el horno de microondas. La figura 2.65a muestra la tecla tipo contacto que en general se utiliza en un teclado; al oprimir el pulsador de la tecla se fuerza la unión de los contactos y cuando la tecla se libera, el resorte la regresa a su posición desactivada. Los interruptores de membrana típicos (figura 2.65b) constan de dos pelícu-



las plásticas del espesor de una oblea, sobre las cuales se han depositado dos capas conductoras. Éstas están separadas por una capa espaciadora. Al oprimir el área de interruptor de la membrana, la capa del contacto superior se cierra con la inferior y se hace la conexión; cuando se deja de presionar, cesa la conexión.

Si bien los interruptores de estos arreglos se podrían conectar de manera que produjesen señales independientes al cerrar, un método más económico es conectarlos en un arreglo que no requiera una salida independiente por cada tecla, sino que cada una de ellas produzca una combinación renglón-columna única. En la figura 2.66 se muestran las conexiones de un conjunto de teclas de 16 vías.

## Problemas

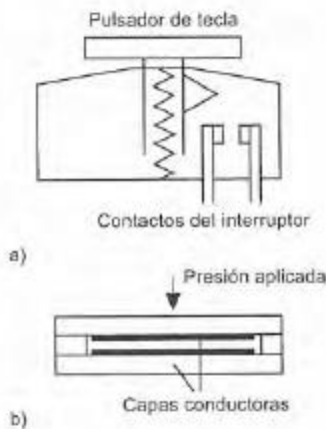


Figura 2.65 a) Tecla de contacto; b) tecla de membrana

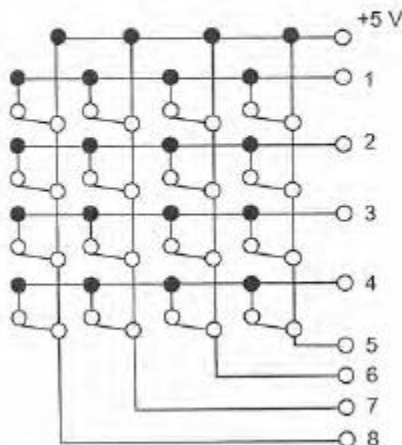


Figura 2.66 Teclado de 16 vías

1. Explique qué significa la siguiente información proporcionada en las especificaciones de los siguientes transductores:

- Un acelerómetro piezoeléctrico.  
No linealidad:  $\pm 0.5\%$  del intervalo completo.
- Un transductor de desplazamiento lineal capacitivo.  
No linealidad e histéresis:  $\pm 0.01\%$  del intervalo completo.
- Un transductor para medición de fuerza por extensómetro de resistencia.  
Sensibilidad a la temperatura:  $\pm 1\%$  del intervalo completo en el intervalo de temperaturas ambientales normales.
- Un transductor de presión de fluidos por capacitancia.  
Exactitud:  $\pm 1\%$  de la lectura presentada.
- Termopar.  
Sensibilidad: termopar de níquel cromo-níquel aluminio:  $0.039 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  cuando la unión fría está a  $0^\circ\text{C}$ .
- Giroscopio para medición de la velocidad angular.  
Repetibilidad:  $\pm 0.01\%$  del intervalo completo.
- Transductor de desplazamiento inductivo.  
Linealidad:  $\pm 1\%$  de la carga especificada.
- Indicador de presión.  
Error total debido a no linealidad, histéresis y no repetibilidad:  $\pm 0.1\%$ .

2. Se utiliza un termopar de cobre-constantán para medir temperaturas entre  $0$  y  $200^\circ\text{C}$ . La fem a  $0^\circ\text{C}$  es  $0 \text{ mV}$ , a  $100^\circ\text{C}$  es  $4.277 \text{ mV}$  y a  $200^\circ\text{C}$  es  $9.286 \text{ mV}$ . ¿Cuál sería el error por no linealidad a  $100^\circ\text{C}$  expresado como porcentaje del intervalo completo de salida, suponiendo que la relación en todo el intervalo entre la fem y la temperatura es lineal?

3. Un termopar extraído de un líquido a temperatura de  $50^\circ\text{C}$  y sumergido en un líquido que está a  $100^\circ\text{C}$  en el instante  $t = 0$  produjo los siguientes valores de fem. Determine un tiempo de respuesta de  $95\%$ .

Tiempo (s)	0	20	40	60	80	100	120
fem (mV)	2.5	3.8	4.5	4.8	4.9	5.0	5.0



4. ¿Cuál es el error por no linealidad, expresado como porcentaje del intervalo completo, que se produce cuando un potenciómetro de  $1\text{ k}\Omega$  tiene una carga de  $10\text{ k}\Omega$  y está a un tercio de su desplazamiento máximo?
5. ¿Cuál sería el cambio de la resistencia de un extensómetro de resistencia eléctrica, cuyo factor de calibración es 2.1 y su resistencia es de  $50\ \Omega$  sometido a una deformación de 0.001?
6. Si le dan a escoger entre un codificador incremental y un codificador absoluto para medir un desplazamiento angular en un eje, ¿cuál sería la principal diferencia en los resultados que puede obtener con estos métodos?
7. Para monitorear un desplazamiento lineal se utiliza un codificador con un disco de pista con un radio de 50 mm. Si el codificador produce 256 pulsos por revolución, ¿cuántos pulsos producen un desplazamiento lineal de 200 mm?
8. Las especificaciones de un transformador diferencial de variación rotacional presentan la siguiente información:

Intervalos:  $\pm 30^\circ$ , error de linealidad  $\pm 0.5\%$  del intervalo completo  
 $\pm 60^\circ$ , error de linealidad  $\pm 2.0\%$  del intervalo completo

Sensibilidad: 1.1 (mV/V entrada)/grado

Impedancia: primario  $750\ \Omega$ , secundario  $2000\ \Omega$

¿Cuál será a) el error en una lectura de  $40^\circ$  debido a la no linealidad cuando el transformador se usa en el intervalo de  $\pm 60^\circ$ , b) el cambio en la salida del voltaje por cada grado, si el voltaje de entrada es 3 V?

9. ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del potenciómetro tipo película de plástico al compararlo con el potenciómetro de bobina de alambre?
10. La información de las especificaciones de un sensor de presión formado por un diafragma que tiene extensómetros adheridos en su superficie es la siguiente:

Intervalos: 0 a 1400 kPa, 0 a 35 000 kPa

Error por no linealidad:  $\pm 0.15\%$  del intervalo completo

Error por histéresis:  $\pm 0.05\%$  del intervalo completo

¿Cuál es el error total por no linealidad e histéresis para una lectura de 1000 kPa en el intervalo de 0 a 1400 kPa?

11. Para monitorear el nivel de agua en un recipiente abierto se utiliza una celda de presión diferencial que responde a la diferencia de presión entre la base del recipiente y la atmósfera. Determine el intervalo de presiones diferenciales a las que la celda deberá responder si el nivel del agua varía entre una altura cero arriba del punto de medición de la celda y 2 m arriba de este punto.
12. Para medir temperaturas entre 0 y  $400^\circ\text{C}$  se utiliza un termopar de hierro-constantán. ¿Cuál será el error por no linealidad expresado como porcentaje de la lectura a escala total a  $100^\circ\text{C}$  si se supone que existe una relación lineal entre la fem y la temperatura?

Fem a  $100^\circ\text{C} = 5.268\text{ mV}$ ; fem a  $400^\circ\text{C} = 21.846\text{ mV}$

13. Un detector de temperatura por resistencia hecho de platino tiene una resistencia de  $100.00 \Omega$  a  $0^\circ\text{C}$ ,  $138.50 \Omega$  a  $100^\circ\text{C}$  y  $175.83 \Omega$  a  $200^\circ\text{C}$ . ¿Cuál sería el error por no linealidad en  $^\circ\text{C}$  a  $100^\circ\text{C}$ , si el detector muestra una relación lineal entre 0 y  $200^\circ\text{C}$ ?
14. ¿Un sensor de presión con extensómetro con las siguientes especificaciones sería adecuado para medir presiones del orden de 100 kPa con una exactitud de  $\pm 5$  kPa en un ambiente donde la temperatura permanece razonablemente constante en cerca de  $20^\circ\text{C}$ ?

Intervalos: 2 a 70 MPa, 70 kPa a 1 MPa

Excitación: 10 V cd o ca (r.m.s)

Intervalo completo de la salida: 40 mV

Errores por no linealidad e histéresis:  $\pm 0.5\%$

Intervalo de temperatura:  $-54$  a  $+120^\circ\text{C}$

Desviación del cero térmico: 0.030% de la salida del intervalo completo/ $^\circ\text{C}$

Sensibilidad de la desviación térmico: 0.030% de la salida del intervalo completo/ $^\circ\text{C}$

15. Un sensor de flotador para determinar el nivel del agua en un recipiente tiene un flotador cilíndrico de masa 2.0 kg, un área transversal de  $20 \text{ cm}^2$  y una longitud de 1.5 m. Flota en forma vertical en el agua, ejerce una presión hacia arriba sobre una varilla unida a su extremo superior. ¿Cuáles serán las fuerzas hacia arriba mínima y máxima que el flotador ejerce en la varilla? Sugiera un método para monitorear la deformación de la varilla debida a la acción de la fuerza hacia arriba.
16. Sugiera un sensor que sea parte del sistema de control de un horno para monitorear la rapidez con la que el combustible fluye por la tubería. La salida producida por el sistema de medición debe ser una señal eléctrica que pueda utilizarse para ajustar la velocidad de la bomba de combustible. El sistema debe ser capaz de operar de manera continua y automática, sin ajuste, durante largos periodos.
17. Sugiera un tipo de sensor que forme parte de un sistema de control y sirva para determinar la diferencia de niveles entre los líquidos de dos recipientes. La señal de salida debe ser una señal eléctrica para el sistema de control.
18. Sugiera un tipo de sensor que sea parte de un sistema para controlar el espesor de una hoja de metal laminado mediante el monitoreo de su grosor, conforme sale de los rodillos. La hoja de metal se mueve de manera constante por lo que la medición debe realizarse con rapidez para dar tiempo a que se emprenda la acción correctiva. El sistema de medición deberá proporcionar una señal eléctrica.

# 3 Acondicionamiento de señales

## 3.1 Acondicionamiento de señales

La señal de salida del sensor de un sistema de medición en general se debe procesar de una forma adecuada para la siguiente etapa de la operación. La señal puede ser, por ejemplo, demasiado pequeña y tener que amplificarse; podría contener interferencias que eliminar; ser no lineal y requerir linealización; ser analógica y requerir digitalización; ser digital y convertirse en analógica; ser un cambio en el valor de la resistencia y convertirse en un cambio de corriente; consistir en un cambio de voltaje y convertirse en un cambio de corriente de magnitud adecuada, etcétera. A todas estas modificaciones se les designa en general con el término *acondicionamiento de la señal*. Por ejemplo, la salida de un termopar es un voltaje pequeño de unos cuantos milivolts. Puede usarse un módulo acondicionador de señal para convertir esta salida en una señal de corriente de tamaño adecuado, proporcionar un medio para rechazar ruido, linealizar y compensar por unión fría (es decir, la compensación cuando la unión fría no está a 0°C).

### 3.1.1 Enlace con un microprocesador

Los dispositivos de entrada y salida están conectados con un sistema de microprocesador a través de *puertos*. El término *interfase* se refiere a un elemento que se usa para interconectar dispositivos y un puerto. Existen entradas de sensores, interruptores y teclados, y salidas para indicadores y actuadores. La más sencilla de las interfases podría ser un simple trozo de alambre. En realidad, la interfase cuenta con acondicionamiento y protección de señal; esta última previene daños en el sistema del microprocesador. Por ejemplo, cuando es necesario proteger las entradas de voltajes excesivos o señales de polaridad equivocada.

Los microprocesadores requieren entradas de tipo digital; por ello, cuando un sensor produce una salida analógica, es necesario convertir la señal analógica a digital. Sin embargo, muchos sensores sólo producen señales muy pequeñas, a veces de unos cuantos milivolts. Este tipo de señales es insuficiente para convertirla de analógica a digital en forma directa sin antes amplificarla. En las señales di-



giales también es necesario acondicionar la señal para mejorar la calidad. La interfase contiene entonces varios elementos.

También debe considerarse la salida del microprocesador, quizás para operar un actuador. Aquí también es necesaria una interfase adecuada. Si el actuador requiere una señal analógica, la salida digital del microprocesador deberá convertirse en señal analógica. Podría también presentarse la necesidad de una protección para impedir que las señales que acaban de salir vuelvan a entrar al mismo puerto de salida, lo que dañaría al microprocesador.

### 3.1.2 Procesos del acondicionamiento de señales

Los siguientes son algunos de los procesos que se pueden presentar en el acondicionamiento de una señal:

1. *Protección* para evitar daño al siguiente elemento, por ejemplo un microprocesador, como consecuencia de un voltaje o una corriente elevados. Así, puede haber resistores limitadores de corriente en serie, fusibles que se funden si la corriente es muy alta, circuitos para protección por polaridad y limitadores de voltaje (vea la sección 3.3).
2. Convertir una señal *en un tipo de señal adecuado*. Esto podría significar convertir una señal en un voltaje o una corriente de cd. Por ejemplo, el cambio en la resistencia de un extensómetro se debe convertir en un cambio de voltaje. Para ello se utiliza un puente de Wheatstone y se aprovecha el voltaje de desbalance (vea la sección 3.5). Aquí también podría necesitarse una señal analógica o digital (vea la sección 3.6 sobre convertidores analógico-digital).
3. Obtención del *nivel* adecuado de la señal. En un termopar, la señal de salida es de unos cuantos milivolts. Si la señal se va a alimentar a un convertidor analógico a digital para después entrar a un microprocesador, será necesario amplificarla en forma considerable a volts en lugar de milivolts. En la amplificación es muy común utilizar amplificadores operacionales (vea la sección 3.2).
4. Eliminación o reducción del *ruido*. Por ejemplo, para eliminar el ruido en una señal se utilizan filtros (vea sección 3.4).
5. *Manipulación* de la señal, por ejemplo, convertirla en una función lineal de una variable. Las señales que producen algunos sensores, como los medidores de flujo, son no lineales y tal vez se use un acondicionador de señal para que la señal que se alimenta, al siguiente elemento sea lineal (vea la sección 3.2.6).

Las siguientes secciones describen algunos elementos que se pueden emplear para acondicionar señales.

## 3.2 El amplificador operacional

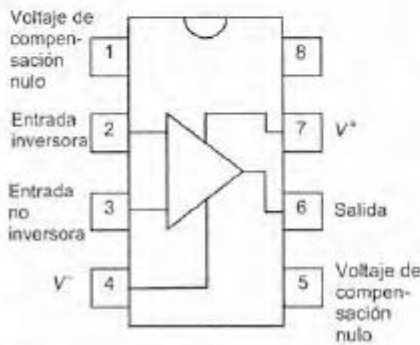


Figura 3.1 Conexiones de las terminales de un amplificador operacional 741

El elemento básico de muchos módulos para acondicionamiento de señal es el *amplificador operacional*. Este es un amplificador de alta ganancia de cd, en general de 100 000 o más, y está disponible como circuito integrado en *chips* de silicio. Tiene dos entradas: entrada inversora (-) y entrada no inversora (+). La salida depende de cómo se hagan las conexiones de estas entradas. El amplificador operacional tiene otras entradas: una alimentación de voltaje negativo, una alimentación de voltaje positivo y dos entradas conocidas como voltaje de compensación nulo, cuyo propósito es permitir las correcciones que se deben hacer por el comportamiento no ideal del amplificador (vea sección 3.2.8). La figura 3.1 muestra las conexiones de las terminales de un amplificador operacional tipo 741.

En los siguientes párrafos se indica qué tipo de circuitos se utilizan con los amplificadores operacionales como acondicionadores de señal. Para ver más detalles se recomiendan libros especializados: *Feedback Circuits and Op. Amps* de D.H. Horrocks (Chapman y Hall, 1990) o *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits* de P.R. Gray y R.G. Meyer (Wiley, 1993).

### 3.2.1 Amplificador inversor

La figura 3.2 muestra las conexiones de un amplificador cuando se usa como *amplificador inversor*. La entrada se lleva a la entrada inversora a través del resistor  $R_1$ , en tanto que la entrada no inversora se conecta a tierra. Se establece una trayectoria de realimentación que inicia en la salida, pasa por el resistor  $R_2$  y llega a la entrada inversora. El amplificador operacional tiene una ganancia de voltaje de unos 100 000 y el cambio del voltaje de salida en general se limita casi a  $\pm 10$  V. El voltaje de entrada deberá estar entonces entre  $+0.0001$  V y  $-0.0001$  V, que de hecho es cero; por ello el punto X es prácticamente un potencial de tierra y se le conoce como *tierra virtual*. La diferencia de potencial a través de  $R_1$  es  $(V_i - V_x)$ . Por lo tanto, un amplificador operacional ideal con ganancia infinita, y por ello  $V_x = 0$ , el voltaje de entrada  $V_i$  puede considerarse a través de  $R_1$ . Entonces:

$$V_i = I_1 R_1$$

La impedancia entre las terminales de entrada del amplificador operacional es muy alta; para el 741 es de unos 2 M $\Omega$ . Entonces de hecho en él no fluye una corriente a través de X. En un amplificador operacional ideal la impedancia de entrada es infinita, y por eso no fluye corriente por X. Por lo tanto, la corriente  $I_1$  que fluye por  $R_1$  debe ser la misma que fluye por  $R_2$ . La diferencia de potencial en  $R_2$  es  $(V_x - V_o)$ , entonces dado que  $V_x$  es cero en un amplificador operacional ideal, la diferencia de potencial en  $R_2$  es  $-V_o$ . Por lo tanto:

$$-V_o = I_1 R_2$$

Dividiendo estas dos ecuaciones:

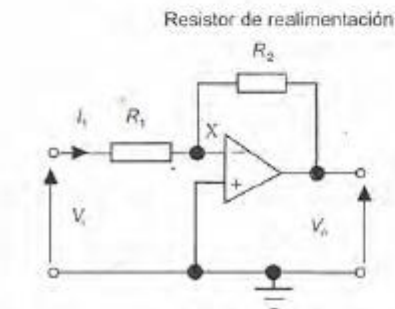


Figura 3.2 Amplificador inversor



$$\text{Ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Así, la ganancia en voltaje del circuito sólo dependerá de los valores relativos entre  $R_2$  y  $R_1$ . El signo negativo indica que la salida está invertida, es decir, con un desfase de  $180^\circ$  en relación con la entrada.

Un ejemplo de lo anterior es un circuito de amplificador operacional con una resistencia en la línea de entrada inversora de  $1\text{ M}\Omega$  y una resistencia de realimentación de  $10\text{ M}\Omega$ . ¿Cuál es la ganancia en voltaje del circuito?

$$\text{Ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10}{1} = -10$$

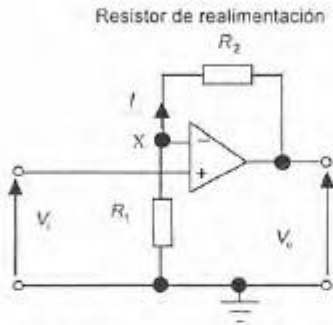


Figura 3.3 Amplificador no inversor

### 3.2.2 Amplificador no inversor

La figura 3.3 muestra el amplificador operacional conectado como amplificador no inversor. La salida se puede considerar como tomada de un circuito divisor de voltaje formado por un resistor  $R_1$  conectada en serie con  $R_2$ . El voltaje  $V_X$  es, por lo tanto, la fracción  $R_1/(R_1 + R_2)$  del voltaje de salida.

$$V_X = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o$$

Dado que casi no hay corriente entre las dos entradas del amplificador operacional, tampoco hay diferencia de potencial entre ellas. Dado que en el caso de un amplificador operacional ideal debemos tener  $V_X = V_i$ , se cumple que:

$$\text{Ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Un caso especial de este amplificador es cuando la malla de realimentación está en cortocircuito, es decir,  $R_2 = 0$ . Entonces la ganancia en voltaje es 1. La entrada al circuito se realiza mediante un resistor de valor grande, en general de  $2\text{ M}\Omega$ . La resistencia de salida, es decir, la resistencia medida entre la terminal de salida y la línea de tierra es mucho menor, por ejemplo de  $75\ \Omega$ . De esta manera, la resistencia del circuito siguiente es más o menos pequeña y es menos probable que produzca una carga para ese circuito. Este tipo de amplificador se conoce como *seguidor de voltaje*; la figura 3.4 muestra el circuito básico.

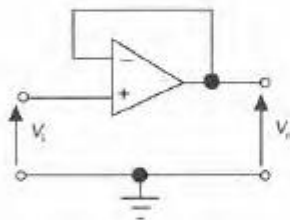


Figura 3.4 Seguidor de voltaje

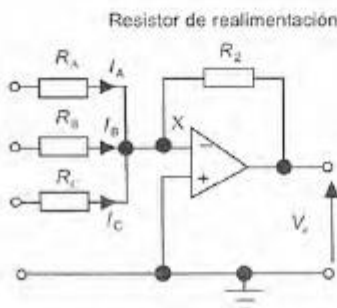


Figura 3.5 Amplificador sumador

### 3.2.3 Amplificador sumador

La figura 3.5 muestra el circuito de un amplificador sumador. Al igual que el amplificador inversor (sección 3.2.1), X es una tierra virtual. Por lo tanto, la suma de las corrientes que entran a X debe ser igual a la suma de corrientes que salen. Por consiguiente:

$$I = I_A + I_B + I_C$$



Pero,  $I_A = V_A/R_A$ ,  $I_B = V_B/R_B$  e  $I_C = V_C/R_C$ . Además, esta misma corriente  $I$  pasa por el resistor de realimentación. La diferencia de potencial en  $R_2$  es  $(V_X - V_o)$ . Por lo tanto, dado que  $V_X$  puede valer cero, dicha diferencia es  $-V_o$  y por eso  $I = -V_o/R_2$ . Entonces

$$-\frac{V_o}{R_2} = \frac{V_A}{R_A} + \frac{V_B}{R_B} + \frac{V_C}{R_C}$$

De esta manera, la salida es la suma de las partes proporcionales de las entradas, es decir:

$$V_o = -\left(\frac{R_2}{R_A}V_A + \frac{R_2}{R_B}V_B + \frac{R_2}{R_C}V_C\right)$$

Si  $R_A = R_B = R_C = R_1$  entonces:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1}(V_A + V_B + V_C)$$

Para ejemplificar lo anterior, considere el diseño de un circuito para producir un voltaje de salida que sea el promedio de los voltajes de entrada de tres sensores. Suponiendo que una salida invertida es aceptable, se puede usar el circuito de la figura 3.5. Cada una de las tres entradas debe dimensionarse a una proporción de 1/3 para que dé una salida del promedio. Por lo tanto, en el circuito se requiere una ganancia de voltaje de 1/3 del valor de cada entrada. Así, si el resistor de realimentación es 4 k $\Omega$ , los resistores de cada entrada serán de 12 k $\Omega$ .

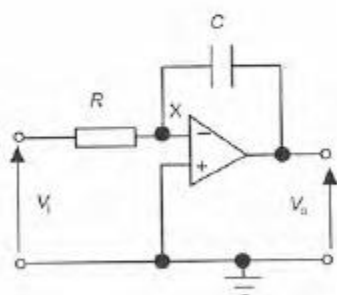


Figura 3.6 Amplificador integrador

### 3.2.4 Amplificador integrador

Considere el circuito de un amplificador operacional inversor en el que la realimentación la realiza el capacitor, como muestra la figura 3.6. La corriente es la rapidez con que se mueve una carga  $q$ , y dado que para un capacitor la carga es  $q = Cv$ , donde  $v$  es el voltaje, entonces la corriente a través del capacitor es  $i = dq/dt = C dv/dt$ . La diferencia de potencial en  $C$  es de  $(v_X - v_o)$ , y dado que  $v_X$  en realidad es cero, por ser la tierra virtual, es igual a  $-v_o$ . Entonces, la corriente que pasa por el capacitor es igual a  $-C dv_o/dt$ . Pero ésta también es la corriente que pasa por la resistencia de entrada  $R$ . Por lo tanto:

$$\frac{v_i}{R} = -C \frac{dv_o}{dt}$$

Rearreglando:

$$dv_o = -\left(\frac{1}{RC}\right)v_i dt$$

Integrando ambos lados de la ecuación:

$$v_o(t_2) - v_o(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} v_i dt$$

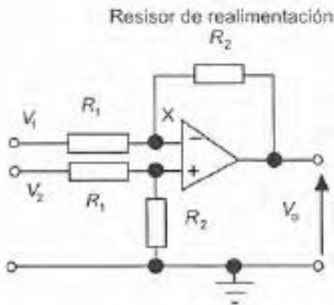


Figura 3.7 Amplificador diferencial

donde  $v_o(t_2)$  es el voltaje de salida en el momento  $t_2$  y  $v_o(t_1)$  es el voltaje de salida en el momento  $t_1$ . La salida es proporcional a la integral del voltaje de entrada, es decir, el área bajo la gráfica del voltaje de entrada en función del tiempo.

Si el capacitor y el resistor se intercambian en el circuito por el amplificador integrador, se obtiene un circuito diferenciador.

### 3.2.5 Amplificador diferencial

El amplificador diferencial amplifica la diferencia entre dos voltajes de entrada. En la figura 3.7 se muestra el circuito correspondiente. Dado que por la elevada resistencia del amplificador operacional no circula corriente entre las dos terminales de entrada, no hay caída de voltaje y, por lo tanto, las dos entradas X están al mismo potencial. El voltaje  $V_2$  está en los resistores en serie  $R_1$  y  $R_2$ . El potencial  $V_X$  en X es

$$\frac{V_X}{V_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La corriente a través del resistor de realimentación debe ser igual a la de  $V_1$  y que pasa por  $R_1$ . Por lo tanto:

$$\frac{V_1 - V_X}{R_1} = \frac{V_X - V_o}{R_2}$$

La cual se puede reorganizar para obtener:

$$\frac{V_o}{R_2} = V_X \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_1}{R_1}$$

Sustituyendo  $V_X$  por su valor en la ecuación anterior:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Es decir, la salida es una medida de la diferencia entre los dos voltajes de entrada.

Para ilustrar la aplicación de este circuito en un sensor, la figura 3.8 muestra su uso en un termopar. La diferencia de voltaje en las fem de las dos uniones del termopar se amplifica. Se eligen los valores de  $R_1$  y  $R_2$  para producir un circuito con una salida de, por ejemplo, 10 mV para una diferencia de 10 °C en la temperatura de las uniones del termopar si tal diferencia de temperatura produce entre las uniones una diferencia de fem de 530  $\mu$ V. Para el circuito se tiene:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

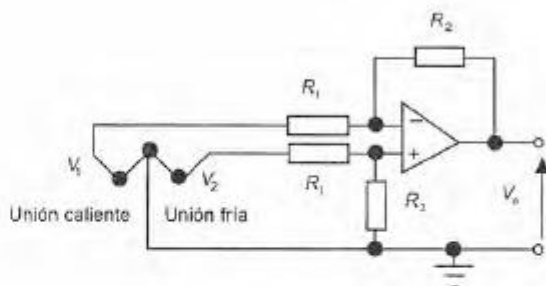


Figura 3.8 Amplificador diferencial con un termopar

$$10 \times 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \times 530 \times 10^{-6}$$

Por lo tanto,  $R_2/R_1 = 18.9$ . Suponga que  $R_1$  es un resistor de  $10 \text{ k}\Omega$ , entonces  $R_2$  debe ser de  $189 \text{ k}\Omega$ .

El amplificador diferencial se puede usar junto con un puente de Wheatstone (sección 3.6), quizá del tipo que tiene sensores con extensómetro en sus brazos, para amplificar la diferencia de potencial del desbalance que se produce cuando cambia la resistencia en uno o varios brazos. Si el puente está balanceado, las dos terminales de salida del puente están al mismo potencial; entonces, no hay diferencia de potencial de salida. Las terminales de salida del puente podrían estar, digamos a  $5.00 \text{ V}$ . Así, las dos entradas del amplificador diferencial están a  $5.00 \text{ V}$ . Cuando el puente ya no está balanceado puede tener una terminal de salida a  $5.01 \text{ V}$  y la otra a  $4.99 \text{ V}$ , por lo que las entradas al amplificador diferencial son  $5.01$  y  $4.99 \text{ V}$ . El amplificador amplifica esta diferencia de  $0.02 \text{ V}$  en el voltaje; la señal original de  $5.00 \text{ V}$  común a las dos entradas se conoce como *voltaje en modo común*,  $V_{MC}$ . Para que el amplificador sólo amplifique la diferencia entre las dos señales, se supone que los dos canales de entrada están acoplados con perfección y que la alta ganancia del amplificador operacional es la misma en ambos. En la práctica, esto no se logra de manera perfecta y la salida no es exactamente proporcional a la diferencia entre los dos voltajes de entrada. La salida es:

$$V_o = G_d \Delta V + G_{MC} V_{MC}$$

donde  $G_d$  es la ganancia de la diferencia en voltaje  $\Delta V$ ,  $G_{MC}$  la ganancia del voltaje en modo común,  $V_{MC}$ . Cuanto menor sea el valor de  $G_{MC}$  menor será el efecto del voltaje en modo común de la salida. El grado de desviación de un amplificador operacional respecto de una situación ideal se define mediante la *razón de rechazo en modo común* (RRMC)

$$\text{RRMC} = \frac{G_d}{G_{MC}}$$



Para minimizar el efecto del voltaje en modo común en la salida es necesario utilizar una RRMCC grande. El valor de las razones de rechazo en modo común en general se especifican en decibeles (dB). Por lo tanto, en una escala de decibeles una RRMCC, digamos de 10 000 sería igual a  $20 \log 10\,000 = 80$  dB. Un amplificador operacional típico tiene una RRMCC de entre 80 y 100 dB.

En un *amplificador para instrumentación* típico se utilizan tres amplificadores operacionales (figura 3.9), en vez de uno solo y está disponible como circuito integrado. Este tipo de circuitos tienen una impedancia de entrada alta en general de unos 300 MΩ, una ganancia de voltaje alta y una RRMCC excelente, de más de 100 dB. En la primera etapa se encuentran los amplificadores  $A_1$  y  $A_2$ , uno de ellos conectado como amplificador inversor y el otro como no inversor. El  $A_3$  es un amplificador diferencial cuyas entradas provienen de  $A_1$  y de  $A_2$ .

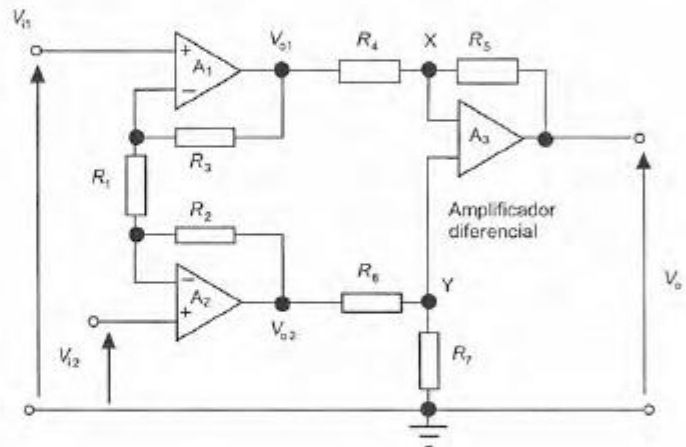


Figura 3.9 Amplificador usado en instrumentación

Dado que por  $A_3$  casi no pasa corriente, la que pasa por  $R_4$  es igual a la de  $R_5$ . Por lo tanto:

$$\frac{V_{01} - V_X}{R_4} = \frac{V_X - V_0}{R_5}$$

La entrada diferencial en  $A_3$  es cero, entonces  $V_Y = V_X$ . Así, la ecuación anterior se puede escribir como:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) V_Y - \frac{R_5}{R_4} V_{01}$$

$R_6$  y  $R_7$  forman un divisor de voltaje para el voltaje  $V_{02}$ , de manera que:

$$V_Y = \frac{R_6}{R_6 + R_7} V_{02}$$

Con base en la ecuación anterior:

$$V_o = \frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{1 + \frac{R_7}{R_6}} V_{o2} - \frac{R_5}{R_4} V_{oi}$$

Eligiendo valores de resistencia adecuados se obtienen factores multiplicadores idénticos para las dos entradas del amplificador operacional. Para esto se requiere:

$$1 + \frac{R_5}{R_4} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \frac{R_5}{R_4}$$

y, por lo tanto,  $R_4/R_5 = R_6/R_7$ .

Podemos aplicar el principio de superposición, es decir, considerar que la salida que produce cada fuente actúa sola y luego sumarlas para obtener la respuesta total. En el amplificador  $A_1$  la entrada es la señal diferencial  $V_{i1}$  y está en su entrada no inversora, la cual amplifica ésta con ganancia de  $1 + R_3/R_1$ . También tiene una entrada  $V_{i2}$  en su entrada inversora, que se amplifica con una ganancia de  $-R_3/R_1$ . Además,  $A_1$  amplifica el voltaje en modo común,  $V_{MC}$ , de la entrada no inversora. Por lo tanto, la salida de  $A_1$  es:

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) V_{i1} - \left(\frac{R_3}{R_1}\right) V_{i2} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) V_{MC}$$

Asimismo, con el amplificador  $A_2$  se obtiene:

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{i2} - \left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_{i1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{MC}$$

La entrada diferencial en  $A_3$  es  $V_{o1} - V_{o2}$  y por lo tanto:

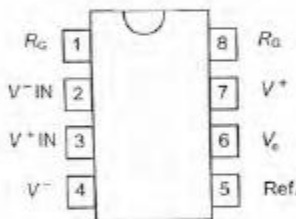
$$V_{o2} - V_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{i1} - \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_3}{R_1}\right) V_{i2} + \left(\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_2}{R_1}\right) V_{MC}$$

Si  $R_2 = R_3$  desaparece el término del voltaje en modo común y así:

$$V_{o2} - V_{o1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (V_{i1} - V_{i2})$$

La ganancia total es entonces  $(1 + 2R_2/R_1)$  que en general se ajusta variando  $R_1$ .

La figura 3.10 muestra las conexiones de terminales y algunos detalles de las especificaciones de un amplificador de instrumentación bajo costo (Burr-Brown INA114) usa esta forma de diseño de tres amplificadores operacionales. La ganancia se define conectando un resistor externo  $R_G$  entre las terminales 1 y 8, esta ganancia es igual a  $1 + 50/R_G$  cuando  $R_G$  se expresa en  $k\Omega$ . El término  $50 k\Omega$  se obtiene de la suma de los dos resistores de realimentación internos.



Impedancia de entrada, modo común  
diferencial:  $10^{10} \Omega$  en paralelo  
con 6 pF  
Intervalo común de entrada:  $\pm 13.5$  V  
Rechazo en modo común,  
 $G = 1.90$  dB,  $G = 1000:110$  dB  
Intervalo de ganancia 1 a 10 000  
Error de ganancia: 2% máx.  
Voltaje de salida:  $\pm 13.7$  V ( $V_S = \pm 15$  V)

Figura 3.10 INA114

### 3.2.6 Amplificador logarítmico

La salida de algunos sensores es no lineal. Por ejemplo, la salida de un termopar no es una función perfectamente lineal de la diferencia de temperatura entre sus uniones. Entonces se puede utilizar un acondicionador de señal para linealizar la salida de estos sensores. Para ello se utiliza un circuito con amplificador operacional diseñado para que la relación entre su entrada y su salida sea no lineal, de manera que cuando su entrada es no lineal, la salida será lineal. Esto se logra con las componentes adecuadas en el lazo de realimentación.

El amplificador logarítmico de la figura 3.11 es un ejemplo de este acondicionador de señal. En el lazo de realimentación hay un diodo (o un transistor con base aterrizada). El diodo tiene una característica no lineal. Su comportamiento podría representarse por  $V = C \ln I$ , donde  $C$  es una constante. Como la corriente del lazo de realimentación es idéntica a la corriente del resistor de entrada y la diferencia de potencial en el diodo es  $-V_o$ , tenemos que:

$$V_o = -C \ln(V_i/R) = K \ln V_i$$

donde  $K$  es una constante. Ahora bien, si la entrada  $V_i$  la proporciona un sensor con entrada  $t$ , donde  $V_i = A e^{at}$ , con  $A$  y  $a$  constantes, entonces:

$$V_o = K \ln V_i = K \ln(A e^{at}) = K \ln A + Kat$$

El resultado obtenido es una relación lineal entre  $V_o$  y  $t$ .

### 3.2.7 Comparador

Un comparador indica cuál de dos voltajes es mayor. Se puede utilizar un amplificador operacional sin realimentación u otras componentes como comparador. Uno de los voltajes se aplica a la entrada inversora y el otro a la entrada no inversora (figura 3.12a). La figura 3.12b muestra la relación entre el voltaje de salida y la diferencia entre los dos voltajes de entrada. Cuando las dos entradas son iguales no hay salida. Sin embargo, cuando la entrada no inversora es mayor que la inversora por una cantidad mayor a una pequeña fracción de volt, la salida salta a un voltaje de saturación positivo estable, en general de +10 V. Cuando la entrada inversora es mayor que la no inversora, la salida salta a un voltaje de saturación negativo estable, casi siempre de -10 V. Este tipo de circuito puede determinar en qué momento un voltaje excede cierto nivel, y la salida quizá se utilice para iniciar una acción.

Como ejemplo, considere el circuito de la figura 3.13. Está diseñado para que al llegar a una temperatura crítica se active un relevador y se inicie una respuesta. El circuito tiene un puente de Wheatstone con un termistor en un brazo. Los resistores del puente se eligen

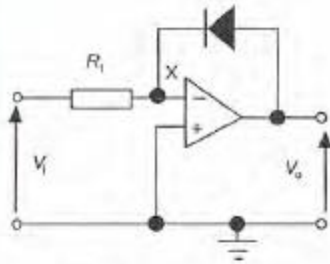


Figura 3.11 Amplificador logarítmico

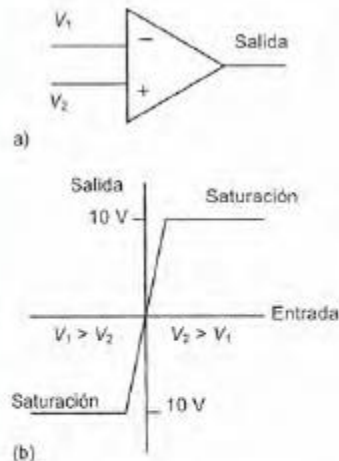


Figura 3.12 Comparador



de manera que a la temperatura crítica el puente esté balanceado. Cuando la temperatura es inferior a este valor, la resistencia  $R_1$  del termistor es mayor que la resistencia  $R_2$  y el puente está desbalanceado. En consecuencia existe una diferencia de voltaje entre las entradas del amplificador operacional y produce una salida en su nivel inferior de saturación. Con ello, el transistor permanece apagado, es decir, las uniones base-emisor y base-colector están polarizadas en inversa por lo que en la bobina del relevador no pasa corriente. Cuando la temperatura aumenta y la resistencia del termistor disminuye, el puente se balancea y el amplificador operacional pasa a su nivel de saturación superior. Así, el transistor se enciende, es decir, sus uniones se polarizan en directa y el relevador se energiza.

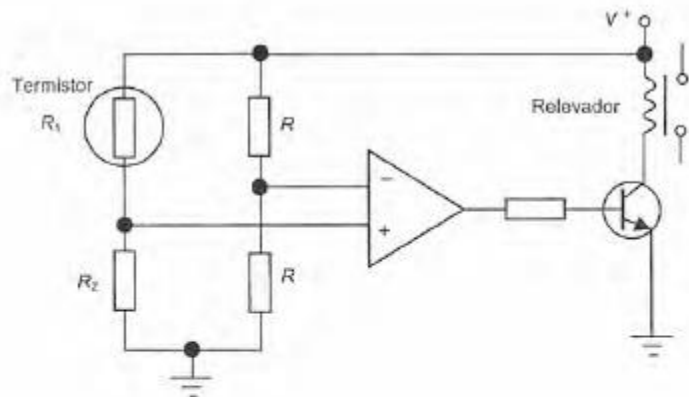


Figura 3.13 Circuito interruptor de temperatura

Otro ejemplo de la aplicación de un comparador es el sistema que se usa para garantizar que el haz de rayo láser en un reproductor de CD se enfoque en la superficie del disco. En este caso, se usan lentes para enfocar el haz de láser en el CD; éste tiene la información de audio guardada en forma de una secuencia de marcas microscópicas hundidas y al ras. La luz que refleja el disco incide en cuatro fotodiodos (figura 3.14). La salida de estos fotodiodos se emplea para reproducir el sonido. La razón para tener cuatro fotodiodos es que este arreglo también sirve para determinar si el haz de láser está bien enfocado. Cuando el haz está bien enfocado en el disco, el punto circular de luz cae sobre el arreglo de fotodiodos donde cae la misma cantidad de luz en cada uno. En consecuencia, la salida del amplificador operacional, configurado como un comparador, es cero. Si el haz está desenfocado, se produce un punto luminoso de forma elíptica en vez de circular. Con esto, la cantidad de luz que incide en cada fotocelda es distinta. Se comparan las salidas que producen los dos grupos diagonales de celdas y como son diferentes, el comparador produce una salida que indica si el haz está desenfocado y en qué dirección. La salida puede emplearse para iniciar una acción correctiva que ajuste las lentes que enfocan el haz en el disco.

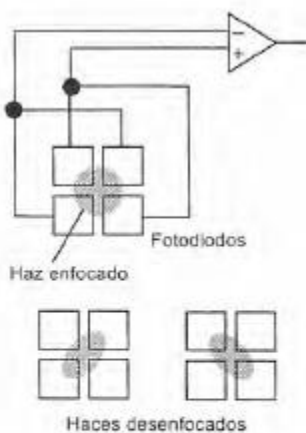


Figura 3.14 Sistema de enfoque de un reproductor de CD

### 3.2.8 Errores de los amplificadores

Los amplificadores operacionales reales no son el elemento perfecto (ideal) descrito en las secciones anteriores de este capítulo. Un problema en especial importante es el del *voltaje de desbalance de cd*.

Un amplificador operacional es un amplificador de alta ganancia que también amplifican la diferencia entre sus dos entradas. Así, si las dos entradas se ponen en corto se espera que no haya salida. Sin embargo, en la práctica esto no sucede y es posible detectar la presencia de un voltaje de salida bastante grande. Este efecto se produce por desbalances de los circuitos internos de los amplificadores operacionales. Para reducir a cero el voltaje de salida se aplica un voltaje adecuado entre las terminales de entrada, que se conoce como *voltaje de desbalance de cd*. Muchos amplificadores operacionales están diseñados de manera que este voltaje se aplique a través de un potenciómetro. En el 741 se hace conectando un potenciómetro de 10 k $\Omega$  entre las terminales 1 y 5 (vea la figura 3.1) y conectando el contacto deslizable del potenciómetro a una fuente de voltaje negativa (figura 3.15). Los desbalances dentro del amplificador operacional se corrigen ajustando la posición del contacto deslizable hasta que al no haber una entrada en el amplificador no hay una salida.

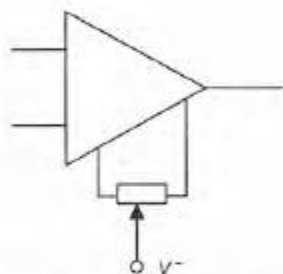


Figura 3.15 Corrección del voltaje de desbalance de cd

Para ver más detalles y otras características no ideales se sugiere consultar los libros mencionados en la sección 3.1.

### 3.3 Protección

Existen muchas situaciones en las que la conexión de un sensor con la unidad siguiente, como un microprocesador, lleva a la posibilidad de daños que resultan de un voltaje o corriente elevados. Para protegerse contra corrientes altas en la línea de entrada se incorpora una serie de resistores que limitan la corriente a un nivel aceptable y un fusible que se funde cuando la corriente excede un nivel seguro. Contra altos voltajes y polaridades equivocadas se utiliza un circuito con diodo Zener (figura 3.16). Los diodos Zener se comportan como diodos comunes hasta un voltaje de ruptura, a partir del cual se convierten en conductores. Si se desea el paso de un voltaje como máximo de 5 V, pero que se rechacen voltajes de más de 5.1 V, se utiliza un diodo Zener con especificación de voltaje de 5.1 V. Cuando el voltaje sube a 5.1 V, el diodo de ruptura Zener y su resistencia caen a un valor muy bajo. El resultado es que el voltaje que pasa por el diodo y, por lo tanto, el que llega al siguiente circuito, disminuye. Dado que el diodo Zener tiene baja resistencia a la corriente en una dirección y resistencia alta en la dirección contraria, también sirve como protección contra polaridades invertidas. Si el diodo se conecta con la polaridad correcta, produce una resistencia alta en la salida y una caída de voltaje grande. Si la polaridad de la fuente está invertida, la resistencia del diodo es baja y ocurre una caída de voltaje pequeña en la salida.

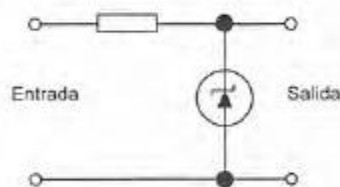


Figura 3.16 Circuito protector con diodo Zener

En algunas situaciones es deseable aislar por completo los circuitos y eliminar todas las conexiones eléctricas entre ellos. Para ello se utiliza un *optoaislador*. Entonces se puede tener la salida de un microprocesador aplicada a un diodo emisor de luz (LED), el cual



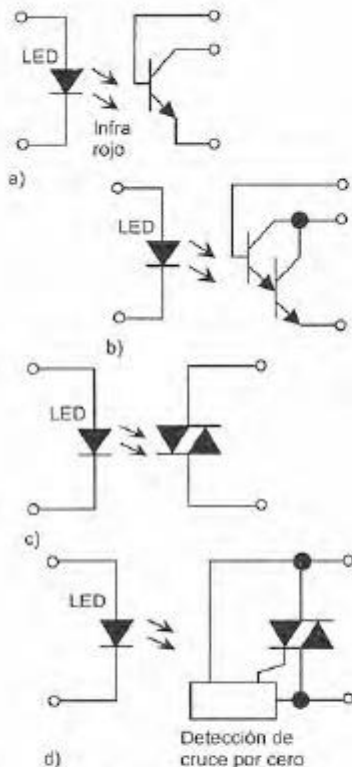


Figura 3.17 Optoaisladores con: a) transistor, b) Darlington, c) triac, d) triac con detección de cruce por cero

emite radiación infrarroja. Esta radiación se detecta con un fototransistor o un triac y produce un aumento en la corriente como respuesta a los cambios que ocurren en el voltaje aplicado al LED. La figura 3.17 muestra algunas formas de optoaisladores. El término *razón de transferencia* se usa para especificar el cociente entre las corrientes de salida y la de entrada. Típicamente, un optoaislador con transistor (figura 3.17a) da una corriente de salida más pequeña que la de entrada y una razón de transferencia quizás de 30% con un valor máximo de corriente de 7 mA. Sin embargo, el optoaislador con Darlington (figura 3.17b) da una corriente de salida mayor que la de entrada, por ejemplo, el 6N139 de Siemens tiene una razón de transferencia de 800% y una corriente máxima de 60 mA. Otra forma de optoaislador usa un triac (figura 3.17c) y se puede usar para corriente alterna, un optoaislador con triac típico es capaz de operar con voltajes de alimentación residenciales. Otra forma de optoaislador es el que usa un triac con detección de cruce por cero (figura 3.17d), por ejemplo, el MOC3011 de Motorola sirve para reducir los transitorios y la interferencia electromagnética.

Las salidas de los optoaisladores se puede utilizar para conmutar directamente cargas de baja potencia. Así, un optoaislador con Darlington se puede utilizar como una interfase entre un microprocesador y las lámparas o relevadores. Para conmutar cargas de alta potencia, se podría usar un optoaislador que opere un relevador y éste a su vez conmute el dispositivo de alta potencia.

El circuito protector de un microprocesador es muy parecido al que muestra la figura 3.18; para evitar que la polaridad del LED esté invertida o aplicar un voltaje demasiado elevado, se puede proteger con el circuito con diodo Zener de la figura 3.16; si en la entrada hay una señal alterna en la línea de entrada se coloca un diodo para rectificarla.

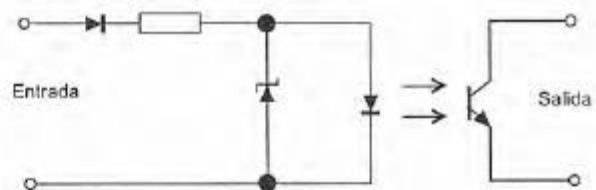


Figura 3.18 Circuito protector

### 3.4 Filtrado

El término *filtrado* se refiere al proceso de eliminación de cierta banda de frecuencias de una señal y permite que otras se transmitan. El intervalo de frecuencias que pasa por un filtro se conoce como *banda de paso*, y el que no pasa como *banda de supresión* y la frontera entre lo que se suprime y lo que se pasa es la *frecuencia de corte*. Los filtros se clasifican de acuerdo con los intervalos de frecuencia que transmiten o rechazan. Un *filtro paso bajas* (figura 3.19a) tiene una paso banda que acepta la transmisión de todas las frecuencias desde 0, hasta cierto valor. El *filtro paso altas* (figura 3.19b) tiene una paso banda que permite la transmisión de todas las frecuencias a partir de cierto valor hasta infinito. El *filtro paso banda* (figura 3.19c) permi-



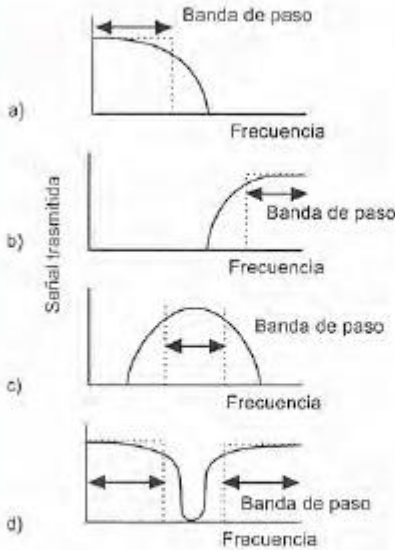


Figura 3.19 Características de los filtros ideales: a) paso bajas, b) paso altas, c) paso banda, d) supresor de banda

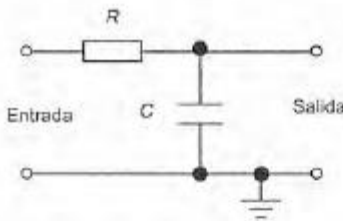


Figura 3.20 Filtro pasivo paso bajas

### 3.5 El puente de Wheatstone

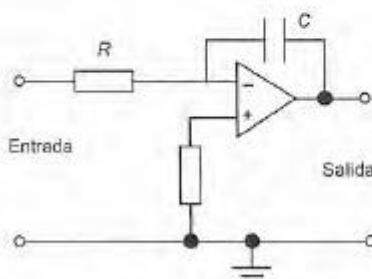


Figura 3.21 Filtro activo paso bajas

te la transmisión de todas las frecuencias que están dentro de una banda especificada. El *filtro supresor de banda* (figura 3.19d) rechaza e impide la transmisión de todas las frecuencias de cierta banda. En todos los casos, la frecuencia de corte se define como aquella cuyo voltaje de salida es 70.7% del de la banda de paso. El término *atenuación* se aplica a la razón de las potencias de entrada y salida, expresada como el cociente del logaritmo de la razón, por lo que la atenuación se expresa en unidades de bels. Como ésta es una magnitud bastante grande, se utilizan los decibeles (dB), de ahí que la atenuación expresada en  $\text{dB} = 10 \log(\text{potencia de entrada/potencia de salida})$ . Puesto que la potencia en una impedancia es proporcional al cuadrado del voltaje, la atenuación en  $\text{dB} = 20 \log(\text{voltaje de entrada/voltaje de salida})$ . El voltaje de salida correspondiente a 70.7% del de la banda de paso corresponde, por lo tanto, a una atenuación de 3 dB.

El término *pasivo* describe un filtro en el cual sólo hay resistores, capacitores e inductores. El término *activo* se refiere a un filtro en el que también hay un amplificador operacional. Los filtros pasivos tienen la desventaja de que la corriente que absorbe el siguiente elemento puede modificar la característica de frecuencia del filtro. Estos problemas no se presentan en los filtros activos.

Es muy común que los filtros paso bajas se usen como parte del acondicionamiento de señales, debido a que la mayor parte de la información útil que se transmite es de baja frecuencia. Dado que el ruido tiende a producirse a frecuencias mayores, el filtro paso bajas puede ser útil para bloquearlo. Entonces, el filtro paso bajas se elige con una frecuencia de corte de 40 Hz para bloquear las señales de interferencia de la línea de alimentación comercial y el ruido en general. La figura 3.20 muestra las configuraciones básicas que se pueden utilizar para un filtro paso bajas pasivo y la figura 3.21, la forma básica de un filtro paso bajas activo. Se encuentran más detalles sobre filtros en *Filter Handbook* de S. Niewiadomski (Heinemann Newnes, 1989).

El *puente de Wheatstone* se utiliza para convertir un cambio de resistencia en uno de voltaje. En la figura 3.22 se muestra la configuración básica de este puente. Cuando el voltaje de salida  $V_o$  es cero, el potencial en B debe ser igual al potencial en D. La diferencia de potencial en  $R_1$ , es decir,  $V_{AB}$ , debe ser igual a la diferencia en  $R_3$ , o sea,  $V_{AD}$ . Por lo tanto,  $I_1 R_1 = I_2 R_2$ . También significa que la diferencia de potencial en  $R_2$ , es decir,  $V_{BC}$ , debe ser igual a la de  $R_4$ , es decir  $V_{DC}$ . Dado que en BD no hay corriente, la de  $R_2$  debe ser igual a la que hay en  $R_1$  y la corriente en  $R_4$  debe ser la misma que en  $R_3$ . Por consiguiente,  $I_1 R_2 = I_2 R_4$ . Dividiendo las dos ecuaciones se obtiene:

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

Se dice que el puente está *balanceado*.

Considere qué sucede cuando una de las resistencias cambia su condición de balance. El voltaje de alimentación  $V_s$  se conecta entre

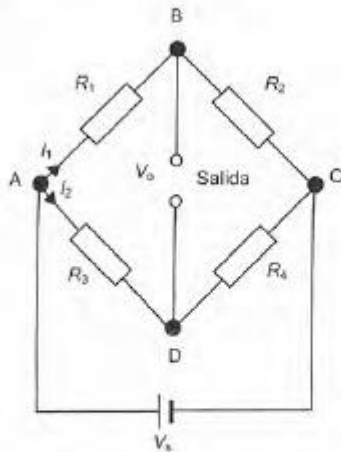


Figura 3.22 Puente de Wheatstone

los puntos A y C, y por eso la caída de potencial en el resistor  $R_1$  es la fracción  $R_1 / (R_1 + R_2)$ . Por lo tanto,

$$V_{AB} = \frac{V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

De igual manera, la diferencia de potencial en  $R_3$  es

$$V_{AD} = \frac{V_s R_3}{R_3 + R_4}$$

Entonces, la diferencia de potencial entre B y D, es decir, la diferencia de potencial a la salida  $V_o$  es

$$V_o = V_{AB} - V_{AD} = V_s \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Esta ecuación expresa la condición de balance cuando  $V_o = 0$ .

Suponga que el resistor  $R_1$  es un sensor que experimenta un cambio en su resistencia. Un cambio en la resistencia de  $R_1$  a un valor  $R_1 + \delta R_1$  da un cambio en la salida que va de  $V_o$  a  $V_o + \delta V_o$ , donde:

$$V_o + \delta V_o = V_s \left( \frac{R_1 + \delta R_1}{R_1 + \delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Por lo tanto:

$$(V_o + \delta V_o) - V_o = V_s \left( \frac{R_1 + \delta R_1}{R_1 + \delta R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Si  $\delta R_1$  es mucho menor que  $R_1$ , la ecuación anterior se aproxima a:

$$\delta V_o \approx V_s \left( \frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Con esta aproximación, el cambio del voltaje de salida es proporcional al cambio en la resistencia del sensor. Así se obtiene el voltaje de salida cuando no hay resistencia de carga en la salida. Si la hubiera, se tendría que considerar el efecto de la carga.

Como ejemplo de lo anterior, considere un sensor de temperatura por resistencia de platino cuya resistencia a  $0^\circ\text{C}$  es de  $100 \Omega$  y que forma un brazo de un puente de Wheatstone. El puente está balanceado a esta temperatura y cada uno de sus otros brazos también vale  $100 \Omega$ . Si el coeficiente de temperatura de la resistencia de platino es  $0.0039/\text{K}$ , ¿cuál será el voltaje de salida del puente por cada grado que cambia la temperatura si se puede suponer que la carga en la salida es infinita? El voltaje de alimentación, con resistencia interna despreciable, es  $6.0 \text{ V}$ . La variación de la resistencia del platino con la temperatura se representa por

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t)$$



Donde  $R_t$  es la resistencia a  $t^\circ\text{C}$ ,  $R_0$  la resistencia a  $0^\circ\text{C}$  y  $\alpha$  el coeficiente de temperatura de la resistencia. En consecuencia,

$$\begin{aligned}\text{Cambio en la resistencia} &= R_t - R_0 = R_0 \alpha t \\ &= 100 \times 0.0039 \times 1 = 0.39 \Omega / \text{K}\end{aligned}$$

Como este cambio en la resistencia es pequeño comparado con el valor de  $100 \Omega$ , es posible utilizar la ecuación aproximada. Por lo tanto,

$$\delta V_0 \approx V_s \left( \frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{6.0 \times 0.39}{100 + 100} = 0.012 \text{ V}$$

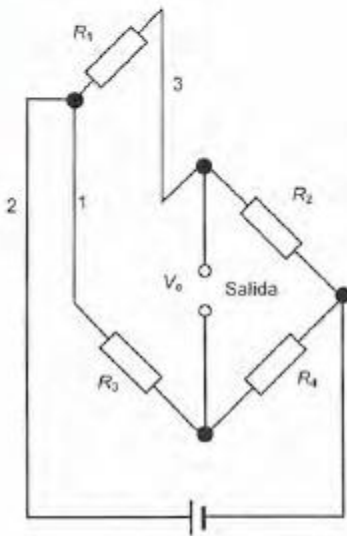


Figura 3.23 Compensación por conductores

### 3.5.1 Compensación por temperatura

En muchas mediciones en las que participa un sensor de tipo resistivo, el elemento sensor puede estar en uno de los extremos de conductores largos. Los cambios de temperatura afectan no sólo al sensor, también a la resistencia de estos conductores. Por ejemplo, un sensor de temperatura por resistencia de platino está formado por una bobina de platino que se encuentra en los extremos de los conductores. Cuando la temperatura cambia, no sólo cambia la resistencia de la bobina, sino también la de los conductores. Lo único que se necesita es la resistencia de la bobina, por lo que se requieren ciertos procedimientos para compensar la resistencia de los conductores. Una forma de hacerlo es unir tres conductores a la bobina, como muestra la figura 3.23. La bobina se conecta al puente de Wheatstone de manera que el conductor 1 esté en serie con el resistor  $R_3$  y el conductor 3 esté en serie con la bobina de resistencia de platino  $R_1$ . El conductor 2 es la conexión con la fuente de alimentación. Cualquier cambio que se produzca en la resistencia de los conductores es probable que afecte a los tres conductores restantes por igual, dado que son del mismo material, diámetro y longitud y todos están juntos. El resultado es que los cambios en la resistencia del conductor se producen exactamente igual en dos brazos del puente, y se anulan cuando  $R_1$  y  $R_3$  tienen el mismo valor.

El extensómetro de resistencia eléctrica es otro sensor en el que es necesario compensar los efectos de la temperatura. La resistencia del extensómetro cambia al aplicar un esfuerzo. Por desgracia, también cambia con la temperatura. Una manera de eliminar el efecto por la temperatura es usar un *extensómetro patrón inactivo*. Éste es idéntico al que está sometido a esfuerzo, el indicador activo, y está montado en el mismo material, aunque no está sometido al esfuerzo. Se encuentra cerca del indicador activo, por lo que sufre los mismos cambios de temperatura. Por lo tanto, un cambio de temperatura producirá en ambos indicadores un cambio en sus resistencias de la misma magnitud. El indicador activo está montado en un brazo del puente de Wheatstone (figura 3.24) y el indicador patrón inactivo en el otro, de manera que los efectos de los cambios en la resistencia inducidos por la temperatura se anulan entre sí.

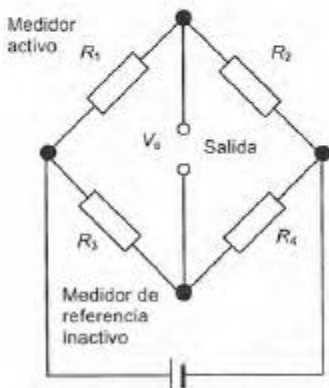


Figura 3.24 Compensación mediante extensómetros



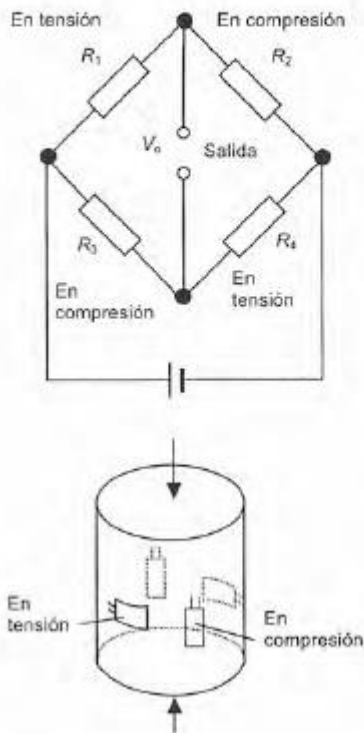


Figura 3.25 Puente extensómetro activo con cuatro brazos

Los extensómetros se utilizan con frecuencia en combinación con otros sensores como los indicadores de carga o los indicadores de presión tipo diafragma para medir desplazamientos. En estos casos todavía se requiere una compensación por temperatura. Si bien es posible utilizar los indicadores patrón inactivos, es más recomendable emplear cuatro extensómetros. Se colocan de manera que dos de ellos al aplicarles fuerzas estén en tensión y los dos restantes estén en compresión. El indicador de presión de la figura 3.25 muestra esta configuración. Los indicadores que están en tensión aumentarán su resistencia, en tanto que los que están comprimidos la disminuirán. Dado que los indicadores se conectan como los cuatro brazos de un puente de Wheatstone (figura 3.25) y los cambios de temperatura afectan a todos de idéntica manera, el arreglo se compensa por temperatura. Esta configuración produce un voltaje de salida mucho mayor que el que se obtiene con un indicador activo.

Para ejemplificar esto, considere un indicador de presión con cuatro extensómetros dispuestos como en la figura 3.25, que se utilizará con un puente extensómetro de cuatro brazos activos. El factor de calibración de los indicadores es 2.1 y tienen una resistencia de 100  $\Omega$ . Cuando el indicador se somete a una fuerza de compresión, los indicadores verticales muestran una compresión y, dado que cuando se oprime un objeto también se produce una extensión en sentido lateral, los indicadores horizontales están sujetos a un esfuerzo de tracción (la razón entre esfuerzos transversales y esfuerzos longitudinales se conoce como razón de Poisson y por lo general es cercana a 0.3). Por lo tanto, si los indicadores de compresión se someten a un esfuerzo de  $-1.0 \times 10^{-5}$  y los indicadores de tracción a uno de  $+0.3 \times 10^{-5}$ , el voltaje de alimentación del puente es 6 V y el voltaje de salida del puente se amplifica con un circuito de amplificador operacional diferencial, ¿cuál será la razón del resistor de realimentación respecto a los resistores de entrada en las dos entradas del amplificador, si la carga produce una salida de 1 mV?

El cambio en la resistencia de un indicador sujeto a un esfuerzo de compresión está dado por  $R/R = G$  :

$$\begin{aligned} \text{Cambio en la resistencia} &= GeR = -2.1 \times 10 \times 10^{-5} \times 100 \\ &= -2.1 \times 10^{-3} \Omega \end{aligned}$$

Para un indicador sometido a una tensión:

$$\begin{aligned} \text{Cambio en la resistencia} &= GeR = 2.1 \times 0.3 \times 10^{-5} \times 100 \\ &= 6.3 \times 10^{-4} \Omega \end{aligned}$$

La diferencia de potencial de desbalance está dada por (sección 3.5):

$$\begin{aligned} V_o &= V_s \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \\ &= V_s \left( \frac{R_1(R_3 + R_4) - R_3(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) \end{aligned}$$

$$= V_s \left( \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right)$$

Ahora cada resistor está cambiando. Sin embargo, se pueden despreciar los cambios si se comparan con los denominadores donde el efecto de los cambios en la suma de las dos resistencias es insignificante. Por lo tanto:

$$V_o = V_s \left( \frac{(R_1 + \delta R_1)(R_4 + \delta R_4) - (R_2 + \delta R_2)(R_3 + \delta R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right)$$

Si se desprecian los productos de los términos con  $\delta$  y como el puente al inicio está balanceado con  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ , entonces

$$V_o = \frac{V_s R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} = \left( \frac{\delta R_1}{R_1} - \frac{\delta R_2}{R_2} - \frac{\delta R_3}{R_3} + \frac{\delta R_4}{R_4} \right)$$

Por lo tanto

$$V_o = \frac{6 \times 100 \times 100}{200 \times 200} \left( \frac{2 \times 6.3 \times 10^{-4} + 2 \times 2.1 \times 10^{-3}}{100} \right)$$

La salida es entonces  $3.6 \times 10^{-5}$  V. Este valor será la entrada del amplificador diferencial, y utilizando la ecuación desarrollada en la sección 3.2.7,

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

$$1.0 \times 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \times 3.6 \times 10^{-5}$$

Entonces  $R_2/R_1 = 27.8$ .

### 3.5.2 Compensación de un termopar

Un termopar produce una fem que depende de la temperatura de sus dos uniones (vea la sección 2.9.5). De manera ideal una de las uniones se mantiene a  $0^\circ\text{C}$  y la temperatura correspondiente a la fem se obtiene directamente de las tablas. Sin embargo, esto no siempre es posible, ya que la unión fría con frecuencia está a temperatura ambiente. Para compensar esto se añade al termopar una diferencia de potencial. Esta compensación debe ser igual a la fem que generaría un termopar con una unión a  $0^\circ\text{C}$  y la otra a temperatura ambiente. Esta diferencia de potencial se produce usando un sensor de temperatura de resistencia en un puente de Wheatstone. Éste está balanceado a  $0^\circ\text{C}$  y su voltaje de salida proporciona la diferencia de potencial de corrección para otras temperaturas.

La siguiente relación describe la resistencia de un sensor de temperatura con resistencia metálica:

$$R_t = R_0(1 + at)$$

donde  $R_t$  es la resistencia a una temperatura de  $t^\circ\text{C}$ ,  $R_0$  la resistencia a  $0^\circ\text{C}$ , y  $a$  el coeficiente de temperatura de la resistencia. Así,

$$\text{cambio en la resistencia} = R_t - R_0 = R_0 at$$

El voltaje de salida del puente, suponiendo que  $R_1$  es el sensor de temperatura de la resistencia, está dado por

$$\delta V_0 \approx V_s \left( \frac{\delta R_1}{R_1 + R_2} \right) = \frac{V_s R_0 at}{R_0 + R_2}$$

Es muy probable que la fem,  $e$ , del termopar varíe con la temperatura  $t$  de manera razonablemente lineal en todo el pequeño intervalo de temperatura que se está considerando: desde  $0^\circ\text{C}$  hasta la temperatura ambiente. Por lo tanto,  $e = at$ , donde  $a$  es una constante, es decir, la fem producida por cada grado de cambio en la temperatura. Por consiguiente, para la compensación se debe tener

$$at = \frac{V_s R_0 at}{R_0 + R_2}$$

y, por lo tanto

$$aR_2 = R_0(V_s a - a)$$

Para un termopar de hierro-constantán que produce  $51 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , la compensación se puede obtener mediante un elemento con una resistencia de  $10 \Omega$  a  $0^\circ\text{C}$  y un coeficiente de temperatura de  $0.0067/\text{K}$ , para un voltaje de alimentación del puente de  $1.0 \text{ V}$  y  $R_2$  igual a  $1304 \Omega$ .

### 3.6 Señales digitales

La salida producida por casi todos los sensores es de tipo analógico. Cuando un microprocesador forma parte del sistema de medición o de control, es necesario convertir la salida analógica del sensor a una forma digital antes de alimentarla al microprocesador. De igual manera, muchos actuadores funcionan con entradas analógicas, por lo que la salida digital de un microprocesador debe convertirse a su forma analógica antes de utilizarla como entrada del actuador.

El *sistema binario* se basa sólo en dos símbolos o estados: 0 y 1. Éstos se conocen como *dígitos binarios* o *bits*. Cuando un número se representa por este sistema, la posición del dígito en el número indica el peso asignado a cada dígito, peso que aumenta por un factor de 2 al avanzar de derecha a izquierda:

$$\begin{array}{ccccccc} \dots & & 2^3 & & 2^2 & & 2^1 & & 2^0 \\ & & \text{bit 3} & & \text{bit 2} & & \text{bit 1} & & \text{bit 0} \end{array}$$



Por ejemplo, el número decimal 15 en un sistema binario se representa como  $2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 = 1111$ . En un número binario el bit 0 se denomina *bit menos significativo* (LSB) y al bit mayor *bit más significativo* (MSB). La combinación de bits que representa un número se denomina *palabra*. Por lo tanto, 1111 es una palabra de cuatro bits. El término *byte* se usa para designar un grupo de 8 bits. En el capítulo 14 consulte más información sobre los números binarios.

### 3.6.1 Conversión de señales analógicas a digitales

La *conversión analógica a digital* implica la conversión de señales analógicas a palabras binarias. En la figura 3.26 se muestran los elementos básicos de la conversión analógica-digital.

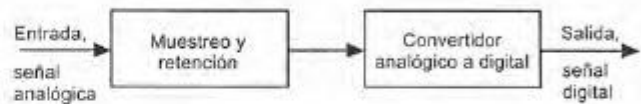


Figura 3.26 Conversión analógica a digital

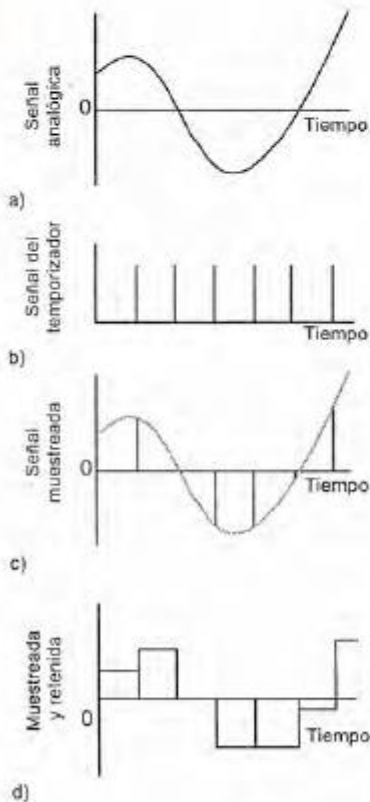


Figura 3.27 Señales: a) analógica, b) del reloj, c) muestreada y d) muestreada y retenida

El procedimiento utilizado es un temporizador que proporciona al convertidor analógico a digital (ADC) impulsos de señal de duración regular y cada vez que éste recibe un impulso, muestrea la señal analógica. La figura 3.27 ilustra esta conversión analógica a digital mostrando los tipos de señales en cada etapa. La figura 3.27a muestra la señal analógica y la figura 3.27b, la señal del reloj que proporcionan las señales de tiempo en las que se realiza el muestreo. El resultado del muestreo es una serie de impulsos angostos (figura 3.27c). Después se usa una unidad de *muestreo y retención* para retener cada valor de muestreo hasta que se produce el siguiente impulso; el resultado final se muestra en la figura 3.27d. La unidad de muestreo y retención es necesaria porque el convertidor analógico a digital requiere una cantidad finita de tiempo, llamada *tiempo de conversión*, para convertir la señal analógica en una señal digital.

La relación entre la entrada muestreada y retenida y la salida de un convertidor analógico a digital se ilustra en la gráfica de la figura 3.28 para una salida digital restringida a tres bits. Cuando hay tres bits, existen  $2^3 = 8$  niveles de salida posibles. Por lo tanto, dado que la salida del ADC para representar la entrada analógica sólo puede ser uno de estos ocho niveles posibles, existe un intervalo de entradas donde la salida no cambia. Estos ocho niveles de salida posibles se conocen como *niveles de cuantización* y la diferencia en el voltaje analógico entre dos niveles adyacentes se llama *intervalo de cuantización*. Así, en el ADC de la figura 3.28, el intervalo de cuantización es 1 V. Dada la naturaleza tipo escalón de la relación, la salida digital no siempre es proporcional a la entrada analógica, por lo que siempre habrá un error denominado *error de cuantización*. Cuando la entrada está centrada en el intervalo, el error de cuantización es cero; el error máximo es igual a la mitad del intervalo o  $\pm \frac{1}{2}$  bit.

La longitud posible de la palabra determina la *resolución* del elemento, es decir, el cambio más pequeño en la entrada que produce un cambio en la salida digital. El cambio más pequeño en la salida digital es un bit en la posición del bit menos significativo de la palabra, es decir, el bit que está en el extremo derecho. Así, en una palabra con longitud de  $n$  bits la entrada analógica a escala total,  $V_{FS}$ , está dividida en  $2^n$  piezas, por lo que el mínimo cambio detectable en la entrada, es decir, la *resolución*, es  $V_{FS}/2^n$ .

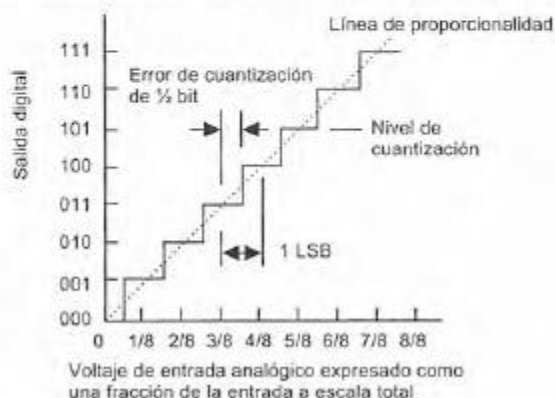


Figura 3.28 Entrada-salida de un ADC

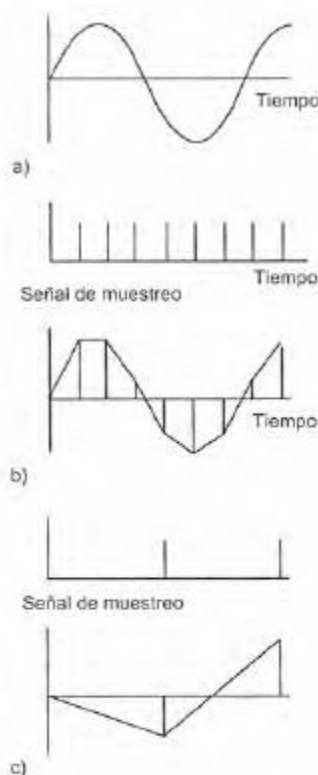


Figura 3.29 Efecto de la frecuencia de muestreo: a) señal analógica, b) señal muestreada y c) señal muestreada

De esta manera, en un convertidor analógico a digital que tiene una palabra de 10 bits, con intervalo de entrada de su señal analógica de 10 V, el número de niveles en una palabra de 10 bits es  $2^{10} = 1024$ , y por ello la resolución es  $10/1024 = 9.8$  mV.

Considere un termopar que produce una salida de  $0.5$  mV/°C. ¿Cuál será la longitud de la palabra requerida cuando la salida pasa por un convertidor analógico a digital, si se desea medir temperaturas de  $0$  a  $200$ °C con una resolución de  $0.5$ °C? La salida a escala total del sensor es  $200 \times 0.5 = 100$  mV. Para una longitud de palabra de  $n$ , este voltaje se divide entre  $100/2^n$  escalones de mV. Para una resolución de  $0.5$ °C debemos poder detectar una señal del sensor de  $0.5 \times 0.5 = 0.25$  mV. De ahí que se requiere

$$0.25 = \frac{100}{2^n}$$

Por lo tanto,  $n = 8.6$ ; es decir, se necesita una longitud de palabra de 9 bits.

### 3.6.2 Teorema del muestreo

Los convertidores analógico a digital muestrean señales analógicas a intervalos regulares y convierten estos valores en palabras binarias. ¿Con qué frecuencia debe muestrearse una señal analógica para que produzca una salida representativa de la señal analógica?

La figura 3.29 ilustra este problema utilizando diversas velocidades de muestreo para una misma señal analógica. Al reconstruir la señal a partir de las muestras, sólo cuando la tasa de muestreo es al menos el doble de la frecuencia más alta de la señal analógica es posible reproducir la forma original de la señal. Este criterio se conoce



como *criterio de Nyquist* o *teorema de muestreo de Shannon*. Cuando la tasa de muestreo es menor que el doble de la frecuencia máxima, la reconstrucción podría representar otra señal analógica y se obtendría una imagen falsa de la señal real. Esto se conoce como *falsa duplicación*. En la figura 3.29c se observa una señal analógica cuya frecuencia es mucho menor que la de la señal analógica que se muestreó.

Cuando el muestreo de una señal es demasiado lento, puede darse una falsa interpretación a los componentes de alta frecuencia, interpretados en forma errónea como duplicación de frecuencias más bajas. El ruido de las altas frecuencias también puede crear errores en el proceso de conversión. Para minimizar los errores debidos tanto a falsa duplicación como a ruido de alta frecuencia, se usa un filtro paso bajas antes del ADC, el filtro tiene un ancho de banda que permite sólo el paso de frecuencias bajas con las que la tasa de muestreo no produce errores de duplicación. Estos filtros se conocen como *filtros antiduplicación*.

### 3.6.3 Conversión de señal digital a analógica

La entrada de un convertidor digital a analógico (DAC) es una palabra binaria; la salida es una señal analógica que representa la suma ponderada de los bits que no son cero representados por la palabra. Por ejemplo, una entrada de 0010 produce una salida analógica que es el doble de lo que se obtiene con una entrada de 0001. La figura 3.30 ilustra la entrada de un DAC con resolución de 1 V para palabras binarias. Cada bit adicional aumenta el voltaje de salida en 1 V.

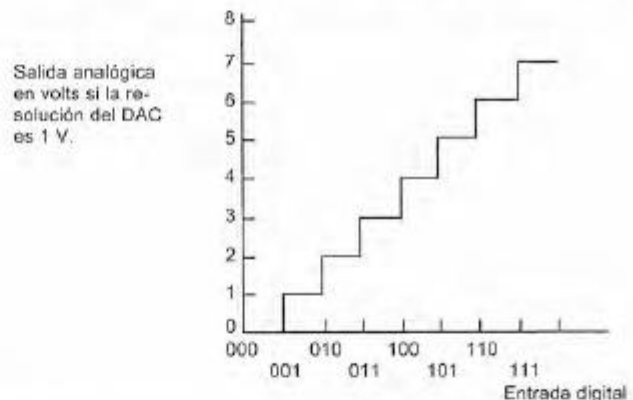


Figura 3.30 Entrada—salida de un DAC

Considere un microprocesador que produce la salida de una palabra de 8 bits. Ésta se alimenta a través de un convertidor digital a analógico de 8 bits a una válvula de control. Ésta requiere 6.0 V para estar completamente abierta. Si el estado de apertura total de la válvula se indica por 1111111, ¿cuál será la salida de la válvula para un cambio de 1 bit?

El voltaje de salida a escala total de 6.0 V se divide en  $2^8$  intervalos. Por lo tanto, un cambio de 1 bit corresponde a un cambio en el voltaje de salida de  $6.0/2^8 = 0.023$  V.



### 3.6.4 Convertidores de señal digital a analógica

En una versión sencilla de convertidor digital a analógico se utiliza un amplificador sumador (sección 3.2.3) para formar la suma ponderada de todos los bits que no son cero en la palabra de entrada (figura 3.31). El voltaje de referencia se conecta a los resistores por medio de interruptores electrónicos que responden al 1 binario. Los valores de las resistencias de entrada dependerán de a qué bit de la palabra responde un interruptor; el valor de la resistencia para los bits sucesivos del LSB se reduce a la mitad. Por lo tanto, la suma de los voltajes es una suma ponderada de los dígitos de la palabra. Un sistema como el anterior se conoce como *circuito de resistores ponderados*.

Un problema de este circuito es que requiere usar resistencias exactas para cada resistor, lo cual es difícil para el amplio intervalo que se necesita. Por ello, esta modalidad de DAC tiende a estar limitada a conversiones de 4 bits.

Otra versión, más común, usa el *circuito en escalera R-2R* (figura 3.32). Esto resuelve el problema de obtener resistencias exactas en un intervalo de valores amplio, ya que sólo se necesitan dos valores. El voltaje de salida se genera conmutando las secciones de la escalera con el voltaje de referencia o a 0 V, dependiendo de si hay un 1 o un 0 en la entrada digital.

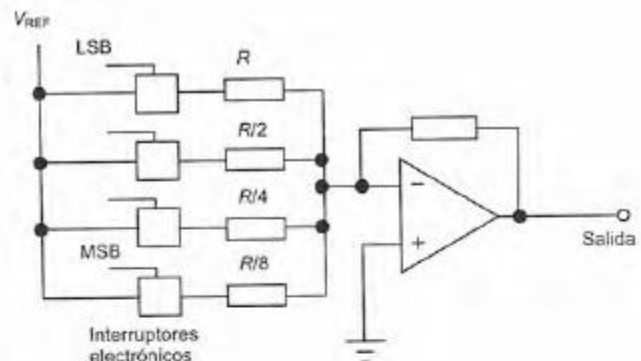


Figura 3.31 DAC con resistores ponderados

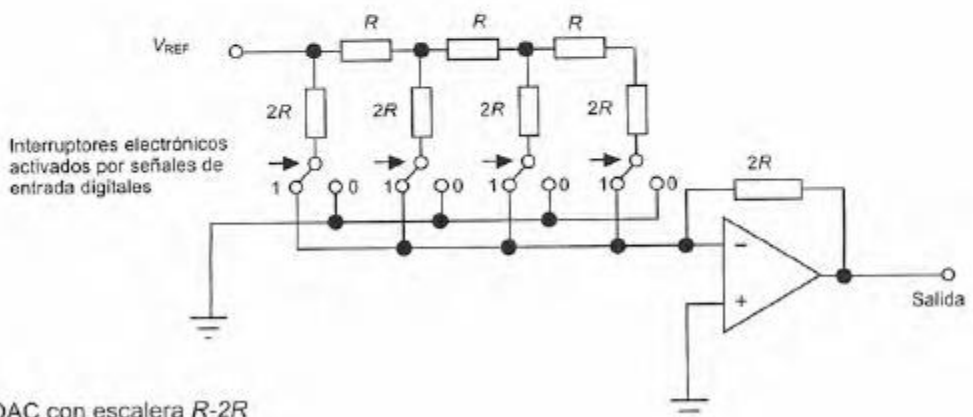


Figura 3.32 DAC con escalera R-2R

La figura 3.33 muestra los detalles del convertidor digital a analógico con entrada retenida de 8 bits GEC Plessey ZN558D. Una vez concluida la conversión, el resultado de 8 bits se pone en una retención interna hasta que concluye la siguiente conversión. Los datos se guardan en la retención cuando HABILITAR es alta; se dice que la retención es transparente cuando HABILITAR es baja. Una *retención* es un dispositivo que retiene la salida hasta que una nueva la reemplaza. Cuando un DAC tiene una retención se puede conectar en forma directa con el bus de datos de un microprocesador que lo considerará como una dirección más para el envío de datos. Un DAC sin retención se puede conectar a través de un adaptador de interfase periférico (PIA), para proporcionar la retención (vea la sección 18.4). En la figura 3.34 se muestra cómo utilizar el ZN558D con un microprocesador cuando es necesario que la salida sea un voltaje que varíe entre cero y el voltaje de referencia, lo cual se denomina *operación unipolar*. Si  $V_{ref\ in} = 2.5\text{ V}$ , el intervalo de salida es de  $+5\text{ V}$  cuando  $R_1 = 8\text{ k}\Omega$  y  $R_2 = 8\text{ k}\Omega$ ; el intervalo es de  $+10\text{ V}$  cuando  $R_1 = 16\text{ k}\Omega$  y  $R_2 = 5.33\text{ k}\Omega$ .

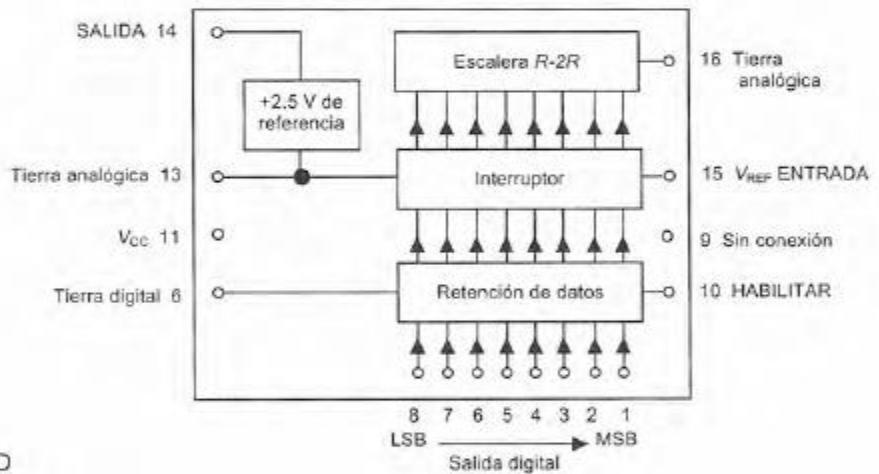


Figura 3.33 DAC ZN558D

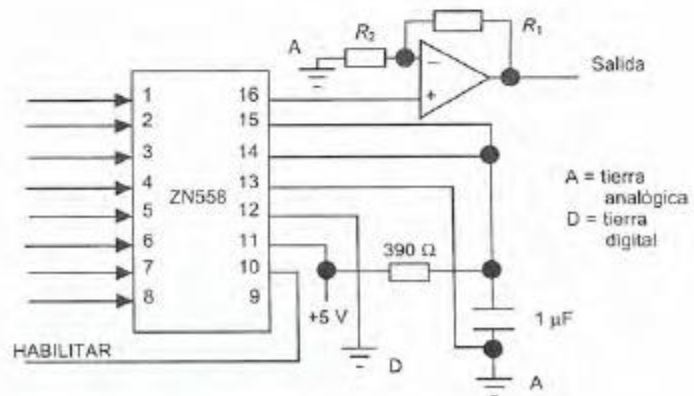


Figura 3.34 Operación unipolar

Las especificaciones de los DAC incluyen términos como los siguientes:

1. *Salida a escala total*, es decir, la salida cuando la palabra de entrada está formada sólo por 1s. En el ZN558D un valor típico es 2.550 V.
2. *La resolución*, los DAC de 8 bits en general son adecuados para la mayoría de los sistemas de control por microprocesador. El ZN558D es de 8 bits.
3. *El tiempo de asentamiento* es el tiempo que tarda el DAC para alcanzar un valor dentro de  $\frac{1}{2}$  del LSB de su nuevo voltaje, después de un cambio binario. En el ZN558D es de 800 ns.
4. *La linealidad* es la desviación máxima respecto a la línea recta que pasa por cero y el intervalo total de salida. En el ZN558D es un máximo de  $\pm 0.5$  LSB.

### 3.6.5 Convertidores de señal analógica a señal digital

La entrada de un convertidor analógico a digital es una señal analógica y la salida es una palabra binaria que representa el nivel de la señal de entrada. Existen diversos tipos de convertidores analógico-digitales; los más comunes son los de aproximaciones sucesivas, rampa, doble rampa y destello.

El de *aproximaciones sucesivas* es quizás el método que más se usa. La figura 3.35 ilustra los subsistemas involucrados. El voltaje se genera mediante un temporizador que emite una secuencia regular de impulsos que se cuentan en forma binaria y la palabra binaria resultante se convierte a un voltaje analógico utilizando un convertidor digital a analógico. Este voltaje aumenta en escalones y se compara con el voltaje de entrada analógico del sensor. Cuando el voltaje generado por el temporizador sobrepasa el voltaje analógico de la entrada, los impulsos del temporizador se detienen mediante el cierre de una compuerta. La salida que en ese momento produce el contador es una representación analógica del voltaje analógico. Si la comparación se puede realizar iniciando el conteo en 1, el bit menos significativo, y luego continuar bit tras bit en forma ascendente, el método más rápido es el de las aproximaciones sucesivas. Se elige el bit más significativo que sea menor que el valor analógico y después se agregan bits sucesivos menores para los cuales el total no excede el valor analógico. Por ejemplo, se inicia una comparación con 1000. Si este número es demasiado grande probamos con 0100. Si es demasiado pequeño, se intenta 0110. Si es demasiado grande probamos con 0101. Como cada uno de los bits de la palabra se prueba en secuencia, en una palabra de  $n$ -bit sólo se requieren  $n$  pasos para hacer la comparación. Por lo tanto, si la frecuencia del reloj es  $f$ , el tiempo entre impulsos es  $1/f$ . De esta manera, el tiempo necesario para generar la palabra, es decir, el tiempo de conversión, es  $n/f$ .



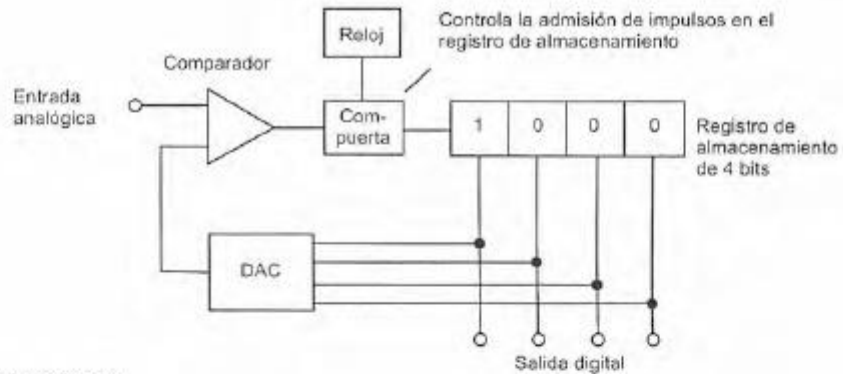


Figura 3.35 ADC de aproximaciones sucesivas

La figura 3.36 muestra la configuración típica de un convertidor analógico a digital de 8 bits (ZN439 Plessey GEC) diseñado para usarlo con microprocesadores aplicando el método de aproximaciones sucesivas. En la figura 3.37 se muestra cómo conectar este convertidor de manera que lo controle un microprocesador, y envíe su salida digital al microprocesador. Todos los circuitos activos, incluido el reloj, están en un solo circuito integrado. Lo primero que se debe elegir es el ADC y para ello la terminal de selección del *chip* se pone en posición inferior. Cuando la terminal de inicio de conversión recibe un impulso de tendencia negativa se inicia la conversión. Al término de la conversión, la terminal de estado queda en posición baja. La salida digital se envía a un búfer interno donde se retiene hasta que se lee debido a que la terminal de activación quedó en posición baja.

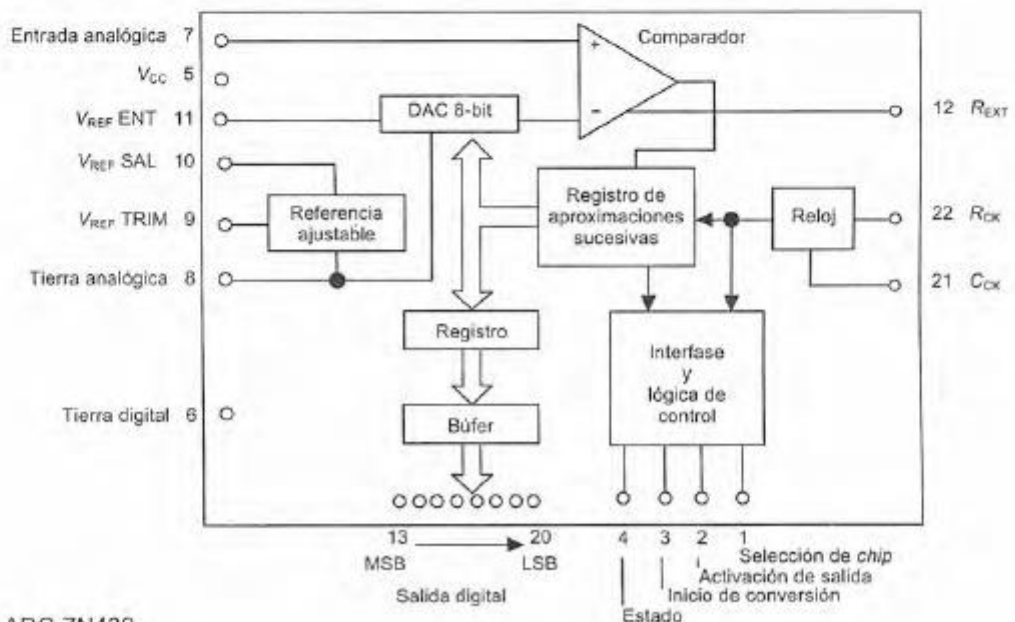


Figura 3.36 ADC ZN439

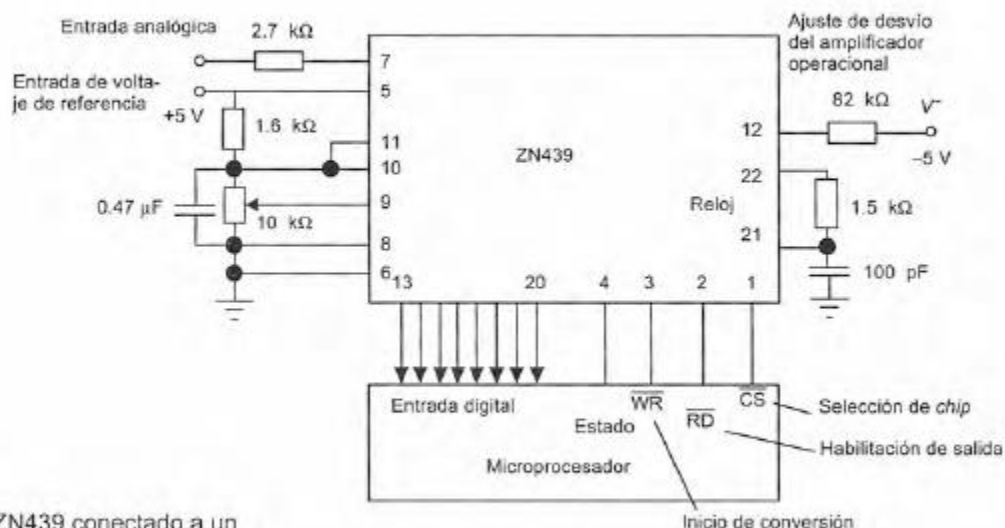


Figura 3.37 ZN439 conectado a un microprocesador

En la modalidad *rampa* del convertidor analógico a digital se utiliza un voltaje analógico que se aumenta a una tasa constante, lo que se conoce como voltaje rampa, y se aplica a un comparador donde se compara con el voltaje analógico del sensor. El tiempo que el voltaje rampa tarda en tener el valor del voltaje del sensor dependerá de la magnitud del voltaje analógico muestreado. Cuando inicia el voltaje de rampa, se abre una compuerta para arrancar un contador binario que cuenta los impulsos regulares del temporizador. Cuando ambos voltajes son iguales, la compuerta se cierra y la palabra que indica el contador es la representación digital del voltaje analógico muestreado. La figura 3.38 muestra el subsistema de la modalidad rampa del convertidor analógico a digital.

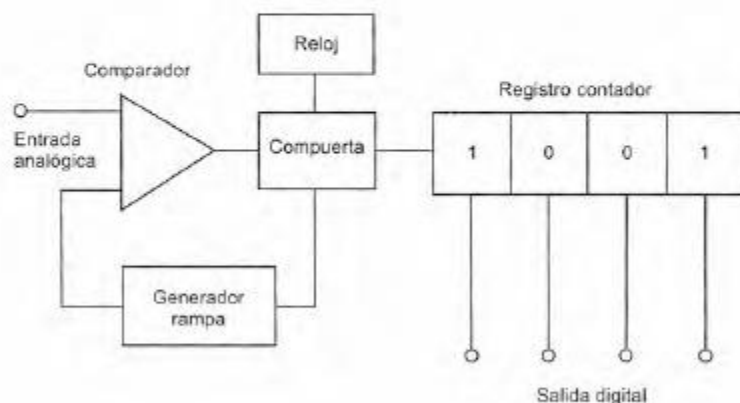


Figura 3.38 ADC rampa

El *convertidor de rampa doble* es más común que el de una sola rampa; la figura 3.39 muestra el circuito básico. El voltaje analógico se aplica al integrador que maneja el comparador. La salida del comparador aumenta en cuanto la salida del integrador es mayor que unos cuantos milivolts. Cuando la salida del comparador es alta, una compuerta AND pasa impulsos a un contador binario. Éste cuenta los impulsos hasta que se produce un desbordamiento. El contador vuelve al valor cero y envía una señal a un interruptor que desconecta el voltaje desconocido, conecta el voltaje de referencia e inicia de nuevo el conteo. La polaridad del voltaje de referencia es opuesta a la del voltaje de entrada. El voltaje del integrador entonces disminuye a una tasa proporcional al voltaje de referencia. Cuando la salida del integrador es cero, el comparador produce un valor bajo, con lo cual la compuerta AND también tiene un valor bajo y el temporizador se apaga. Entonces el conteo es una medida del voltaje de entrada analógico. Los convertidores analógico a digital de rampa doble tienen un excelente rechazo al ruido debido a que la acción integral promedia las contribuciones aleatorias negativas y positivas a lo largo del periodo de muestreo. Sin embargo, estos convertidores son muy lentos.

El *convertidor analógico a digital instantáneo o flash* es muy rápido. En un convertidor de  $n$  bits, se utilizan en paralelo  $2^n - 1$  comparadores de voltaje, y en cada uno de ellos el voltaje de entrada analógico es una entrada (figura 3.40). Un voltaje de referencia se aplica a una escalera de resistores de manera que el voltaje aplicado como entrada en cada comparador tenga una magnitud un bit mayor que el voltaje aplicado al comparador anterior de la escalera. Por lo tanto, cuando al ADC se aplica el voltaje analógico, todos los comparadores con voltaje analógico mayor que el voltaje de referencia de un comparador producirán una salida alta y en los que el voltaje es menor darán una salida baja. Las salidas obtenidas se alimentan en paralelo a un sistema de compuertas lógico que las traduce en una palabra digital.

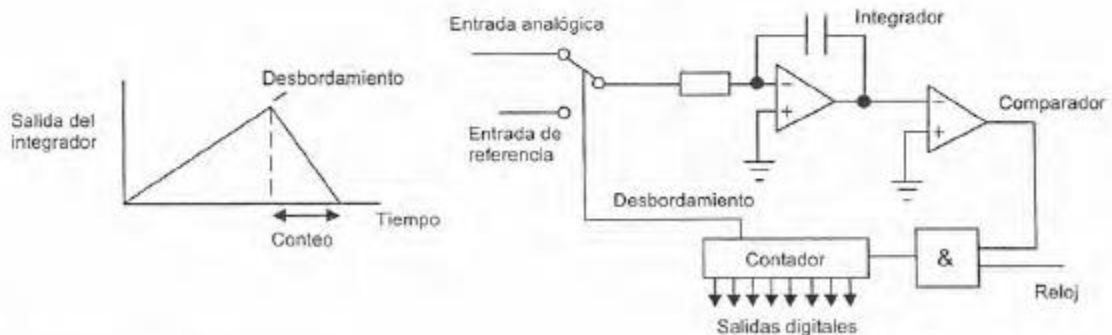


Figura 3.39 ADC de rampa doble



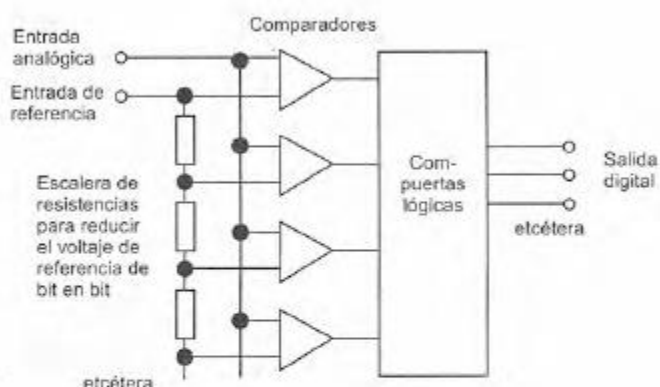


Figura 3.40 ADC instantáneo

Al considerar las especificaciones de los ADC se encontrarán los siguientes términos:

1. *Tiempo de conversión* es el tiempo necesario para completar la conversión de la señal de entrada. Define la frecuencia superior de la señal para realizar el muestreo sin producir una falsa duplicación; la frecuencia máxima es  $1/(2 \times \text{tiempo de conversión})$ .
2. *Resolución* es la señal a escala total dividida entre  $2^n$ , donde  $n$  es la cantidad de bits. Con frecuencia se especifica sólo indicando el número de bits.
3. *Error de linealidad* es la desviación respecto a una línea recta que pasa por cero y a escala total. Su valor máximo es  $\pm 1/2$  de LSB.

La tabla 3.1 muestra detalles de las especificaciones de los convertidores analógico a digital más utilizados.

Tabla 3.1 Convertidores analógico a digital

ADC	Tipo	Resolución (bits)	Tiempo de conversión (ns)	Error de linealidad (LSB)
ZN439	AS	8	5 000	$\pm 1/2$
ZN448E	AS	8	9 000	$\pm 1/2$
ADS7806	AS	12	20 000	$\pm 1/2$
ADS7078C	AS	16	20 000	$\pm 1/2$
ADC302	F	8	20	$\pm 1/2$

AS = aproximaciones sucesivas, F = destello

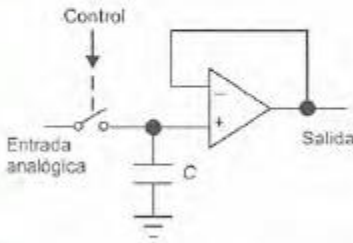


Figura 3.41 Muestreador y retén

### 3.6.6 Amplificadores de muestreo y retención

Se requiere un tiempo finito para que un ADC convierta una señal analógica a digital y pueden surgir problemas si la señal analógica cambia durante el tiempo de conversión. Para resolver esto, se usa un sistema de muestreo y retención que muestrea la señal analógica y la retiene mientras se realiza la conversión.

El circuito básico (figura 3.41) consiste en un interruptor electrónico para tomar la muestra, un capacitor para la retención y un seguidor de voltaje en un amplificador operacional. El interruptor electrónico se controla de manera que la muestra se tome en el momento que lo dicta la entrada de control. Una vez que el interruptor se cierra, el voltaje de entrada se aplica en el capacitor y el voltaje de salida se vuelve igual al voltaje de entrada. Si el voltaje de entrada cambia mientras el interruptor está cerrado, el voltaje en el capacitor y el voltaje de salida reflejarán el cambio. Cuando el interruptor se abre, el capacitor retiene su carga y el voltaje de salida sigue siendo igual al voltaje de entrada en el momento que se abrió el interruptor. El voltaje queda retenido hasta que el interruptor se vuelve a cerrar. El tiempo necesario para que el capacitor se cargue hasta el valor del voltaje analógico de entrada de una nueva muestra se llama *tiempo de adquisición* y depende del valor de la capacitancia y de la resistencia del circuito cuando el interruptor está conectado. Sus valores típicos son del orden de 4  $\mu$ s.

## 3.7 Multiplexores

Un *multiplexor* es un circuito que puede recibir datos de diversas fuentes y después seleccionar un canal de entrada para producir una salida correspondiente a sólo uno de ellos. En las aplicaciones en que se necesita hacer mediciones en varias ubicaciones, en vez de utilizar un ADC y un microprocesador para cada medición, se usa un multiplexor para seleccionar cada entrada en turno y conmutarlas a través de un solo ADC y un microprocesador (figura 3.42). El multiplexor es, en esencia, un dispositivo de conmutación electrónica con el que las entradas se muestrean por turno.

Un ejemplo de los tipos de multiplexores analógicos es el DG508ACJ, el cual tiene ocho canales de entrada cada uno con una dirección binaria de 3 bits, que se utiliza en la selección. El tiempo de transición entre cada toma de muestras es 0.6  $\mu$ s.

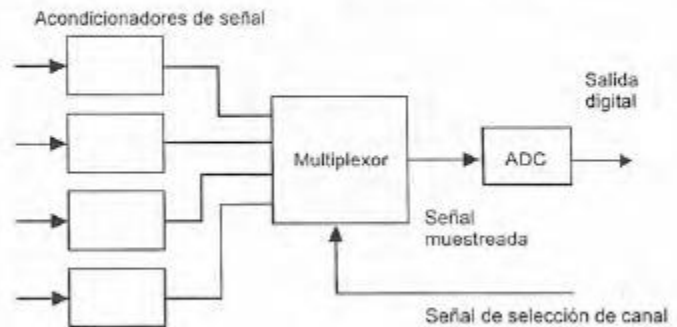


Figura 3.42 Multiplexor

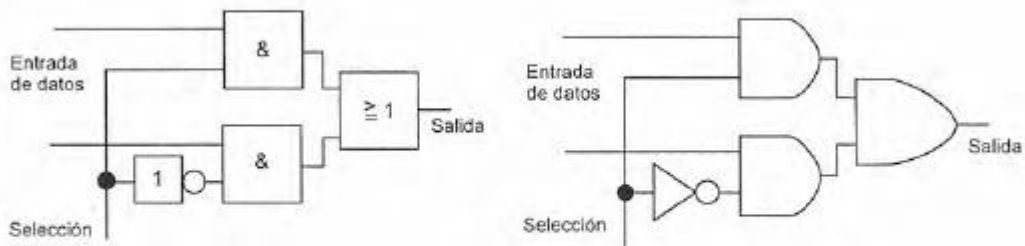


Figura 3.43 Multiplexor de dos canales

### 3.7.1 Multiplexor digital

La figura 3.43 ilustra el principio básico de un multiplexor que se usa para seleccionar entradas de datos digitales. Para simplificar se muestra un sistema con sólo dos canales de entrada. El nivel lógico aplicado a la entrada de selección determina qué compuerta AND se activa para que la entrada de datos pase por la compuerta OR y salga. Existen paquetes integrados en los que se pueden obtener varios tipos de multiplexores. El tipo 151 permite seleccionar una línea entre ocho; el tipo 153, una línea de entre cuatro entradas, las cuales llegan como datos en dos líneas cada una; el tipo 157 sirve para elegir una línea entre dos entradas que llegan como datos a través de cuatro líneas.

### 3.7.2 Multiplexación por división de tiempo

Con frecuencia se necesita que diversos dispositivos periféricos compartan las mismas líneas de entrada/salida de un microprocesador. Por lo tanto, a cada dispositivo se le proporcionan los datos característicos necesarios para asignar a cada uno una ranura de tiempo particular durante la que se transmiten datos. Esto se llama *multiplexación por división de tiempo*. La figura 3.44 ilustra cómo se utiliza para controlar dos dispositivos de indicación. En la figura 3.44a el sistema no está multiplexado en tiempo, pero en la 3.44b sí.

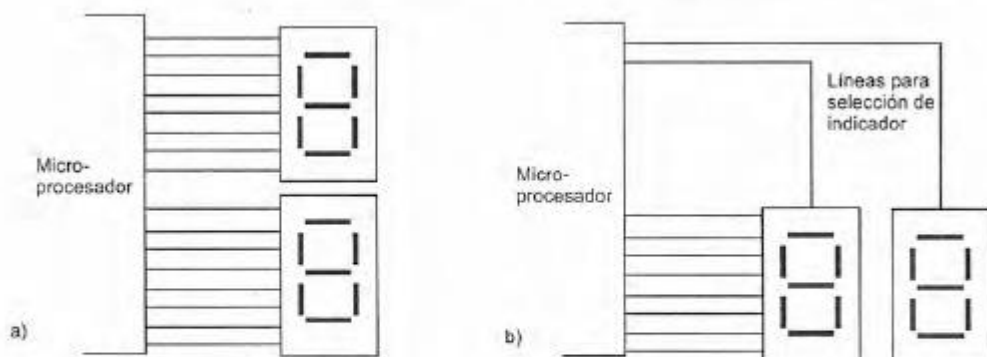


Figura 3.44 Multiplexación por división de tiempo



### 3.8 Adquisición de datos

El término *adquisición de datos*, o DAQ, describe el proceso que consiste en tomar datos de los sensores e introducirlos en una computadora para procesarlos. Los sensores están conectados, por lo general después de algún acondicionamiento de señal, a una tarjeta de adquisición de datos conectada en la parte posterior de una computadora (figura 3.45a). La DAQ es una tarjeta de circuito impreso para entradas analógicas, que cuenta con circuitos para realizar funciones de multiplexión, amplificación, conversión analógica a digital, registro y control, a fin de alimentar las señales digitales muestreadas al sistema de computación. En la figura 3.45b se presentan los elementos básicos de estas tablillas.

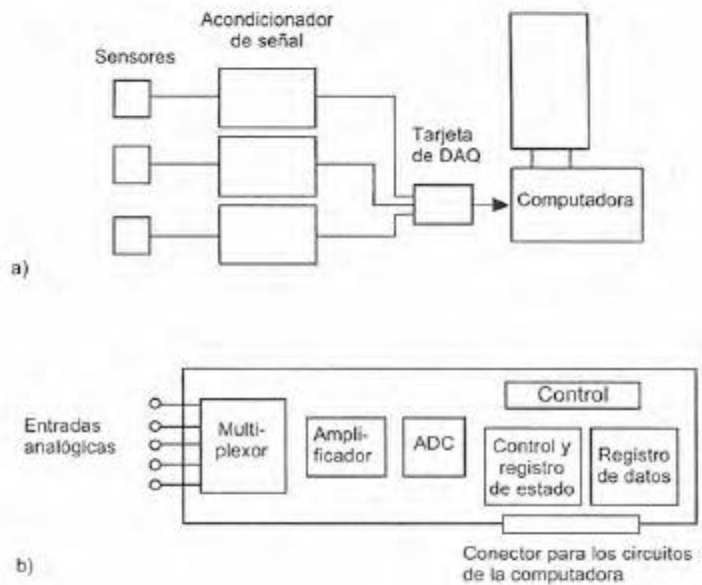


Figura 3.45 Sistema de adquisición de datos (DAQ)

El software de la computadora controla la adquisición de datos a través de la tarjeta DAQ. Cuando el programa requiere la entrada de un sensor en particular, activa la tablilla enviando una palabra de control al registro de control y estado. En esta palabra se especifica el tipo de operación que debe realizar la tarjeta. Ésta conmuta al multiplexor con el canal de entrada respectivo. La entrada del sensor conectada al canal de entrada en cuestión pasa por un amplificador y llega al convertidor analógico a digital. Después de la conversión, la señal digital obtenida pasa al registro de datos y la palabra que se encuentra en el registro de control y estado se modifica para indicar la llegada de la señal. A continuación la computadora envía una señal para que se lean los datos y se introduzcan en la computadora para su procesamiento. Esta señal es necesaria para asegurar que la computadora no estará en espera sin hacer nada mientras la tarjeta realiza su adquisición de datos, sino que la use para indicar a la computadora en qué momento concluye una adquisición; la computadora puede

interrumpir los programas que esté implantando, leer los datos del DAQ y continuar con sus programas. En sistemas más rápidos la computadora no se utiliza en la transferencia de los datos a la memoria, sino que pasan directamente de la tarjeta a la memoria sin la intervención de la computadora. Esto se conoce como *direccionamiento directo de memoria* (DMA).

Las especificaciones de una tablilla de DAQ incluyen la tasa de muestreo de las entradas analógicas, que puede ser de 100 kS/s (100 mil muestras por segundo). El criterio de Nyquist para muestreo indica que la frecuencia máxima de una señal analógica que se puede muestrear con este tipo de tarjeta es 50 kHz; la tasa de muestreo debe ser el doble de la frecuencia máxima. Además de esas funciones básicas de la tarjeta de DAQ, también puede proporcionar salidas analógicas, temporizadores y contadores que se utilizan como disparadores del sistema sensor.

Como ejemplo de una tarjeta de bajo costo con varias funciones que se puede utilizar con una computadora, la figura 3.46 presenta la estructura básica de la DAQ PC-LPM-16 de National Instruments. Esta tarjeta tiene 16 canales para entradas analógicas, una tasa de muestreo de 50 kS/s, una entrada digital de 8 bits y una salida digital de 8 bits, así como un contador/temporizador que también puede entregar salidas. Los canales se pueden explorar en secuencia, haciendo una lectura por cada canal en turno, o explorando en forma continua un solo canal.

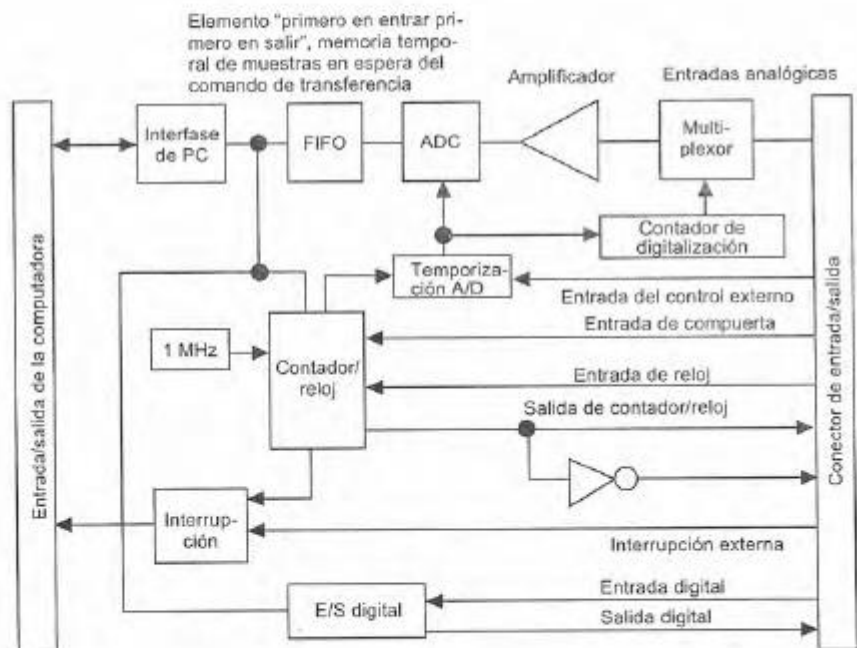


Figura 3.46 Tarjeta de adquisición de datos PC-LPM-16

### 3.9 Procesamiento de señales digitales

El término *procesamiento de señales digitales* o *procesamiento de señales en tiempo discreto* se refiere al procesamiento que realiza el microprocesador a una señal. Las señales digitales son señales de tiempo discreto, es decir, no son funciones continuas del tiempo, sino que existen sólo en momentos discretos. En el acondicionamiento de señales analógicas se necesitan componentes como amplificadores y circuitos de filtrado, en cambio, el acondicionamiento de una señal digital se puede llevar a cabo mediante un programa en un microprocesador, es decir, procesando la señal. Para modificar las características de un filtro usado para señales analógicas es necesario cambiar las componentes de hardware; mientras que, para modificar las características de un filtro digital basta cambiar el software, es decir, el programa de instrucciones dado al microprocesador.

En la entrada de un sistema de procesamiento de señales digitales se recibe una palabra que representa la magnitud de un pulso y se produce la salida de otra palabra. El pulso de salida en un instante determinado se calcula en el sistema como el resultado de procesar la entrada actual del pulso presente, junto con el producto de las entradas de pulsos anteriores y, quizá, de salidas anteriores del sistema.

Por ejemplo, el programa que usa el microprocesador puede leer el valor de la entrada actual y agregarle el valor de la salida anterior, con lo cual se obtiene una nueva salida. Suponiendo que la entrada actual es el  $k$ -ésimo pulso de la secuencia de pulsos de entrada, la representación de este pulso es  $x[k]$ . La  $k$ -ésima salida de una secuencia de pulsos se representa como  $y[k]$ . La salida anterior, es decir, el pulso  $(k-1)$  se representa como  $y[k-1]$ . Por lo tanto, el programa que produce una salida que resulta de sumar al valor de la entrada actual el valor de la salida anterior, se representaría como:

$$y[k] = x[k] + y[k-1]$$

Esta ecuación se conoce como *ecuación en diferencias*. Representa la relación entre la salida y la entrada de un sistema de tiempo discreto y es comparable con una ecuación diferencial que se usa para describir la relación entre la salida y la entrada de un sistema cuyas entradas y salidas varían de manera continua en el tiempo.

En una ecuación en diferencias suponga que la entrada es una señal senoidal muestreada que da la siguiente secuencia de pulsos:

$$0.5, 1.0, 0.5, -0.5, -1.0, -0.5, 0.5, 1.0, \text{ etc.}$$

La magnitud del pulso de entrada en  $k = 1$  es 0.5. Suponiendo que la salida anterior fue cero, entonces  $y[k-1] = 0$ , por lo que  $y[1] = 0.5 + 0 = 0.5$ . La magnitud del pulso de entrada en  $k = 2$  es 1, por lo que  $y[2] = x[2] + y[2-1] = 1.0 + 0.5 = 1.5$ . La magnitud del pulso de entrada en  $k = 3$  es 0.5, por lo que  $y[3] = x[3] + y[3-1] = 0.5 + 1.5 = 2.0$ . La magnitud del pulso de entrada en  $k = 4$  es  $-0.5$ , por lo que  $y[4] = x[4] + y[4-1] = -0.5 + 2.0 = 1.5$ . La magnitud del pulso de entrada en  $k = 5$  es  $-1.0$ , por lo que  $y[5] = x[5] + y[5-1] = -1.0 + 1.5 = 0.5$ . La salida está formada entonces, por los pulsos:



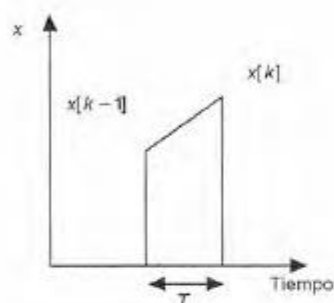


Figura 3.47 Integración

0.5, 1.5, 2.0, 1.5, 0.5, ...

Podríamos continuar de esta manera hasta obtener la salida para todos los pulsos.

Otro ejemplo de ecuación en diferencias sería:

$$y[k] = x[k] + ay[k - 1] - by[k - 2]$$

La salida es el valor de la entrada actual más  $a$  veces la salida anterior, menos  $b$  veces la última salida excepto una. Si  $a = 1$  y  $b = 0.5$ , y se supone que la entrada es la señal senoidal muestreada antes, la salida ahora es :

0.5, 1.5, 1.75, 0.5, -1.37, ...

También existe una ecuación en diferencias que produce una salida similar a la que se habría obtenido mediante la integración de una señal continua en el tiempo. La integración de esta señal entre dos instantes se puede considerar como el área bajo la curva de la función continua en el tiempo entre esos dos instantes. Así, si se consideran dos señales en tiempo discreto,  $x[k]$  y  $x[k-1]$ , que ocurren con un intervalo,  $T$ , entre ellas (figura 3.47), el cambio en el área es  $\frac{1}{2}T(x[k] + x[k-1])$ . Entonces, si la salida es la suma del área anterior y el cambio en esta área, la ecuación en diferencias es:

$$y[k] = y[k - 1] + \frac{1}{2}T(x[k] + x[k - 1])$$

Esto se conoce como *aproximación de Tustin* para la integración.

La diferenciación se puede aproximar determinando la tasa de cambio de una entrada. Si la entrada cambia de  $x[k-1]$  a  $x[k]$  en un tiempo  $T$ , la salida es:

$$y[k] = (x[k] - x[k - 1])/T$$

### 3.10 Modulación por pulsos

Un problema frecuente en la transmisión de señales de cd de bajo nivel generadas por sensores es que la ganancia del amplificador operacional usado para amplificar estas señales puede experimentar una deriva, al igual que la salida. Este problema se puede corregir si la señal es una secuencia de pulsos en vez de una señal continua en el tiempo.

Una manera de lograr esta conversión es dividiendo la señal de cd como se sugiere en la figura 3.48. La salida del divisor es una cadena de pulsos cuyas alturas se relacionan con el nivel de cd de la señal de entrada. Este proceso se llama *modulación por amplitud de pulsos*. Concluida la amplificación y demás acondicionamiento de la señal, la señal modulada se demodula para obtener una salida de cd. En la modulación por amplitud de pulsos, la altura de los pulsos se relaciona con la magnitud del voltaje de cd.

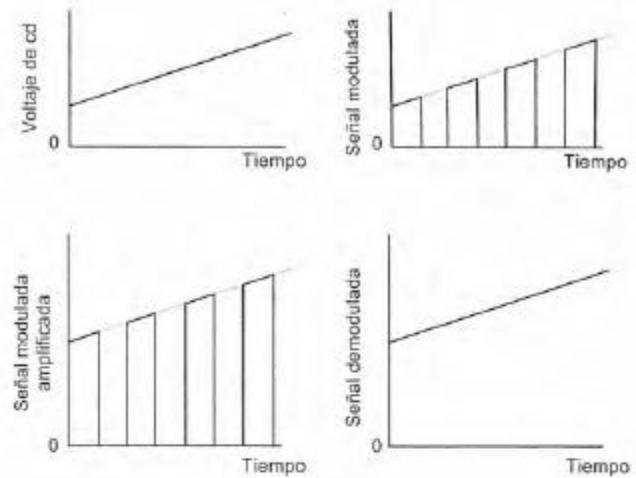


Figura 3.48 Modulación por amplitud de pulsos

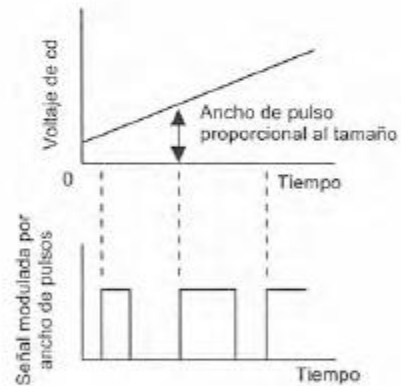
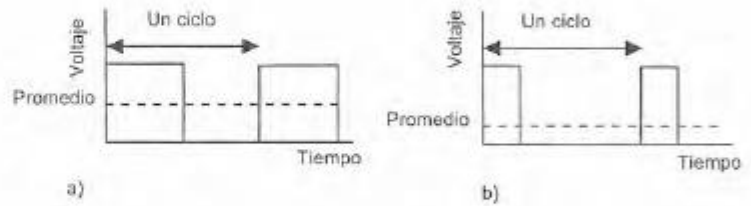


Figura 3.49 Modulación por ancho de pulsos

Una alternativa a lo anterior es la *modulación por ancho de pulsos* (PWM), donde del ancho, es decir, de la duración del pulso y no su amplitud depende la magnitud del voltaje (figura 3.49).

La modulación por ancho de pulsos se utiliza mucho en los sistemas de control para controlar el valor promedio de un voltaje de cd. Entonces, si hay un voltaje analógico constante y se divide en pulsos variando el ancho de los pulsos, de manera que el valor promedio del voltaje pueda modificarse. En la figura 3.50 se ilustra esto. El término *ciclo de trabajo* se refiere a la fracción de cada ciclo en el cual el voltaje es alto. En el caso de una señal PWM, el valor es alto durante la mitad de cada ciclo y el ciclo de trabajo es  $\frac{1}{2}$  o 50%. Si esto sucede sólo durante una cuarta parte de cada ciclo, el ciclo de trabajo es de  $\frac{1}{4}$  o 25%.



**Figura 3.50** Modulación por ancho de pulsos para control de voltaje: a) ciclo de trabajo del 50%, b) ciclo de trabajo del 25%

## Problemas

1. Diseñe un circuito con amplificador operacional que produzca una salida en un intervalo de 0 a  $-5$  V, suponiendo que la entrada varía entre 0 y 100 mV.
2. La resistencia de entrada de un amplificador inversor es  $2$  k $\Omega$ . Calcule la resistencia de realimentación necesaria para obtener una ganancia en voltaje de 100.
3. Diseñe el circuito de un amplificador sumador que produzca una salida que varía entre  $-1$  y  $-5$  V, suponiendo que la entrada varía entre 0 y 100 mV.
4. Un amplificador diferencial se utiliza con un sensor de termopar, como se muestra en la figura 3.8. ¿Qué valores de  $R_1$  y  $R_2$  permiten obtener un circuito cuya salida es 10 mV cuando la diferencia de temperatura entre las uniones del termopar es  $100^\circ\text{C}$ . Suponga que el termopar es de cobre-constantán y que su sensibilidad constante tiene un valor de  $43$   $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .
5. La salida de un sensor de presión diferencial que se usa en una placa de orificio para medir gastos es no lineal; el voltaje de salida es proporcional al cuadrado del gasto. Determine qué características debe tener un elemento de la malla de realimentación del circuito acondicionador de señal que usa un amplificador operacional para que linealice la salida antes mencionada.
6. Se desea que un amplificador diferencial tenga una ganancia en voltaje de 100. ¿Cuál será la resistencia de realimentación que requiere si las dos resistencias de entrada son de  $1$  k $\Omega$ ?
7. Un amplificador diferencial tiene una ganancia de voltaje diferencial de 2 000 y una ganancia en modo común de 0.2 ¿Cuál es la razón de rechazo en modo común expresada en dB?
8. Las señales digitales de un sensor están contaminadas con ruido e interferencias de la línea de voltaje comercial, y su magnitud es del orden de 100 V o más. Explique cómo se puede proteger un microprocesador que se alimentará con estas señales.
9. La resistencia de un sensor de temperatura con resistencia de platino es  $120$   $\Omega$  a  $0^\circ\text{C}$  y ocupa un brazo de un puente de Wheatstone. A esta temperatura el puente está balanceado y la resistencia de los otros brazos es  $120$   $\Omega$ . El coeficiente de temperatura de una resistencia de platino es de  $0.0039/\text{K}$ . ¿Cuál será el voltaje de salida del puente por un cambio en la temperatura de  $20^\circ\text{C}$ ? La carga a la salida se puede considerar como un cir-



- cuito abierto y el voltaje de alimentación del puente se obtiene de una fuente de 6.0 V con resistencia interna despreciable.
10. En un manómetro de diafragma se utilizan cuatro extensómetros que monitorean el desplazamiento del diafragma. Estos extensómetros activos forman los brazos de un puente de Wheatstone, como se ve la figura 3.24. El factor de calibración de los extensómetros es 2.1 con una resistencia de  $120\ \Omega$ . Al aplicar una presión diferencial al diafragma, dos de los extensómetros de un lado quedan sometidos a una tensión de tracción de  $1.0 \times 10^{-5}$ ; los del otro lado se someten a un esfuerzo de compresión de  $1.0 \times 10^{-5}$ . La fuente de voltaje del puente es de 10 V. ¿Cuál será el voltaje de salida del puente?
  11. Uno de los brazos de un puente de Wheatstone es un extensómetro; los otros brazos son resistencias cuya magnitud es la misma que la del extensómetro que no está sometido a tensión. Muestre que el voltaje de salida del puente es  $\frac{1}{4} V_s G$ , donde  $V_s$  es el voltaje de alimentación del puente,  $G$  el factor de calibración del extensómetro y  $V$  la tensión aplicada.
  12. ¿Cuál es la resolución de un convertidor analógico a digital con una longitud de palabra de 12 bits y un intervalo de entrada de la señal analógica de 100 V?
  13. Un sensor produce una salida analógica máxima de 5 V. ¿Qué longitud de palabra se necesita en un convertidor analógico a digital para obtener una resolución de 10 mV?
  14. La salida de una escalera de resistores de un DAC  $R$ - $2R$  se alimenta a un amplificador operacional que tiene una resistencia de retroalimentación de  $2R$ . Si el voltaje de referencia es 5 V, calcule la resolución del convertidor.
  15. En un DAC de resistencia ponderada binario, ¿cómo se ponderan los valores de las resistencias de entrada para un DAC de 4 bits?
  16. ¿Cuál es el tiempo de conversión de un ADC de 12 bits cuya frecuencia de temporizador es 1 MHz?
  17. Para monitorear las entradas de varios termopares se utiliza la siguiente secuencia de módulos en cada uno de los termopares conectados a un microprocesador.  
 Protección, compensación de unión fría, amplificación, linealización, muestreo y retención, conversión analógica a digital, búfer, multiplexión.  
 Explique qué función desempeña cada uno de estos módulos.
  18. Indique qué tipo de módulos serán necesarios para funcionar como interfase entre la salida de un microprocesador y un actuador.

# 4 Sistemas de presentación de datos

## 4.1 Dispositivos para presentación visual (displays)\*

En este capítulo se estudia la presentación visual de datos, por ejemplo, como dígitos en un display de LED o en la pantalla de una computadora, y cómo se guardan esos datos, por ejemplo, en el disco duro de una computadora.

Los sistemas de medición constan de tres elementos: sensor, acondicionador de señal y exhibidor o elemento para la presentación de datos (vea la sección 1.3). Existe una amplia gama de elementos que pueden usarse para presentar datos. Por tradición se clasifican en dos grupos: indicadores y registradores. Los *indicadores* proporcionan un aviso visual instantáneo de la variable medida, en tanto que los *registradores* graban la señal de salida durante cierto tiempo y proporcionan en forma automática un registro permanente. El registrador es la opción más deseable si el evento tiene una alta velocidad o es transitorio y es imposible que un observador lo siga, si hay una gran cantidad de datos o es esencial tener un registro de los datos.

Tanto indicadores como registradores se subdividen en dos grupos de dispositivos, *analógicos* y *digitales*. Ejemplo de un indicador analógico es el medidor cuya aguja se desplaza por una escala; un medidor digital es un exhibidor de números. Ejemplo del registrador analógico es un registrador graficador con una pluma que se mueve en una hoja de papel que corre; en el registrador digital la salida es una secuencia numérica que se imprime en una hoja de papel.

Este capítulo también puede considerarse la conclusión de los capítulos que estudian los sistemas de medición: sensores, acondicionamiento de señal y ahora presentación visual. Por ello, su propósito es conjuntar todos estos elementos mediante ejemplos de sistemas de medición completos.

### 4.1.1 Carga

Un aspecto que debe tenerse en cuenta al conectar un sistema de medición es la *carga*, es decir, el efecto que produce la conexión de una carga en las terminales de salida de algún elemento del sistema de medición.

\* N. de T.: La palabra *display* es de uso común en México, *exhibidor* o *visualizador* son términos correctos pero menos conocidos.

Al conectar un amperímetro en un circuito para medir una corriente cambia la resistencia del circuito y por lo tanto la corriente. El hecho de intentar realizar la medición modifica la corriente que se desea medir. Conectar un voltímetro en un resistor de hecho equivale a conectar dos resistores en paralelo y si la resistencia del voltímetro no es mucho mayor que la del resistor, la corriente que pasa por éste cambia de manera notable y, por lo tanto, se altera el voltaje que interesa medir. Al intentar esta medición se modifica el voltaje que se está midiendo. Este hecho se conoce como *efecto de la carga*.

El efecto de la carga también puede ocurrir dentro del sistema de medición, cuando conectar un elemento con otro altera las características del primer elemento. Considere, por ejemplo, un sistema de medición formado por un sensor, un amplificador y un display (figura 4.1). El sensor tiene un voltaje de salida a circuito abierto  $V_s$  y una resistencia  $R_s$ . La resistencia de entrada del amplificador es  $R_i$ , y ésta es la carga propia del sensor. En consecuencia, el voltaje de entrada desde el sensor está dividido de manera que la diferencia de potencial en esta carga y, por lo tanto, el voltaje de entrada  $V_i$  en el amplificador es:

$$V_i = \frac{V_s R_i}{R_s + R_i}$$

Si la ganancia en voltaje del amplificador es  $G$ , la salida de voltaje a circuito abierto es  $GV_i$ . Si la resistencia de salida del amplificador es  $R_o$ , el voltaje a la salida del amplificador se divide y la diferencia de potencial  $V_d$  en el display, es decir la resistencia  $R_d$ , es:

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{GV_i R_d}{R_o + R_d} = \frac{GV_s R_i R_d}{(R_o + R_d)(R_s + R_i)} \\ &= \frac{GV_s}{\left(\frac{R_o}{R_d} + 1\right)\left(\frac{R_s}{R_i} + 1\right)} \end{aligned}$$

Así, para que el efecto de la carga sea despreciable se requiere  $R_o \gg R_d$  y  $R_s \gg R_i$ .

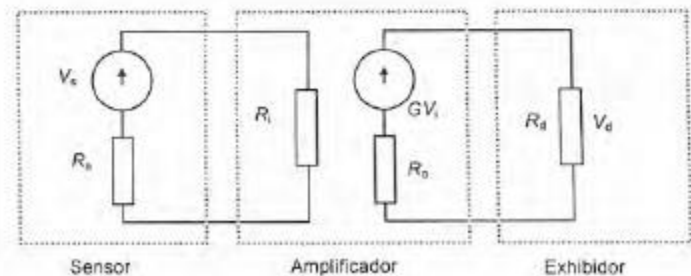


Figura 4.1 Carga del sistema de medición



## 4.2 Elementos para la presentación de datos

Esta sección es un breve resumen con ejemplos de elementos para presentar datos.

### 4.2.1 Medidores analógicos y digitales

El *medidor de bobina móvil* es un indicador analógico cuya aguja se desplaza por una escala. El elemento básico del instrumento es un microamperímetro de cd con derivadores, multiplicadores y rectificadores que sirven para convertir la corriente a otros intervalos de corriente directa y para medir corriente alterna, voltaje de directa y voltaje de alterna. En la corriente y voltajes alternos, el instrumento está limitado a trabajar entre 50 Hz y 10 kHz. La exactitud de este medidor depende de varios factores, entre ellos la temperatura, la cercanía de campos magnéticos o materiales ferrosos, cómo se haya conectado el medidor, la fricción de los cojinetes, inexactitudes en el marcado de la escala durante la fabricación, etcétera. También se producen errores al leer el medidor; por ejemplo, errores de paralaje cuando la posición de la aguja en la escala se lee desde un ángulo que no es recto respecto de la escala, errores por estimar la posición de la aguja entre dos marcas de la escala. La exactitud total en general es del orden de  $\pm 0.1$  a  $\pm 5\%$ . El tiempo que tarda el medidor de bobina móvil para que la desviación alcance el equilibrio es del orden de unos cuantos segundos. Debido a la baja resistencia del medidor es posible que haya problemas por efecto de carga.

Un *voltímetro digital* da una secuencia de dígitos. Este tipo de exhibidor elimina los errores de paralaje e interpolación y su exactitud puede llegar a  $\pm 0.005\%$ . El voltímetro digital es en esencia una unidad de muestreo y retención conectada a un convertidor analógico a digital, y un contador que se encarga de contar la salida (figura 4.2). Su resistencia es elevada, del orden de 10 M $\Omega$ , por lo que sus efectos por carga son menos probables que en el medidor de bobina móvil cuya resistencia es mucho menor. Por ejemplo, si las especificaciones de un voltímetro digital indican "tasa de muestreo aproximada de 5 lecturas por segundo", quiere decir que el voltaje de entrada se muestrea cada 0.2 s. Éste es el tiempo que el instrumento tarda en procesar la señal y obtener una lectura. Entonces, si el voltaje de entrada cambia a una tasa tal que se presenten cambios significativos en 0.2 s, es posible que la lectura del voltímetro tenga errores. La tasa de muestreo típica de un voltímetro digital económico es de 3 por segundo y tiene una impedancia de entrada de 100 M $\Omega$ .

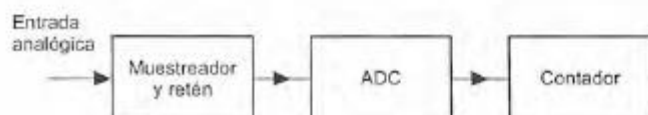


Figura 4.2 Principio de un voltímetro digital

Para ver detalles relacionados con la 'mecánica' de los medidores consulte los libros *Electrical and Electronic Measurement and Testing* de W. Bolton (Longman, 1992) o *Electronic Instruments and Measurement Techniques* de F.F. Mazda (Cambridge University Press, 1987).

#### 4.2.2 Registradores graficadores analógicos

Existen tres tipos básicos de registradores graficadores analógicos: el registrador de lectura directa, el registrador galvanométrico y el registrador potenciométrico o de circuito cerrado. Los datos se pueden registrar en papel utilizando plumas de tinta con punta de fibra, por el impacto de una punta que presiona una cinta de carbón sobre papel, con papel sensible a la temperatura que cambia de color cuando la punta caliente se mueve sobre su superficie, o bien mediante un haz de luz ultravioleta que incide sobre papel sensible a la luz y utilizando un estilete de alambre de tungsteno que recorre la superficie de papel con un recubrimiento especial (una delgada capa de aluminio sobre un tinte donde la descarga eléctrica elimina el aluminio y expone el tinte).

El *registrador de lectura directa* (figura 4.3) tiene una pluma o estilete que se mueve directamente por la acción de desplazamiento del sistema de medición. Para la medición de temperatura, esta puede ser el desplazamiento de una tira bimetálica; en un manómetro, el desplazamiento se origina en un tubo de Bourdon. Se utiliza una gráfica circular que gira a velocidad constante, por lo común, a una revolución cada 12 horas, 24 horas o 7 días. La pluma se mueve sobre líneas curvas radiales, por lo que para graficar se debe usar papel con líneas curvas. Esto dificulta la interpolación, pero con cuatro plumas es posible registrar en forma simultánea hasta cuatro variables independientes. Este instrumento es bastante robusto y su exactitud es del orden de  $\pm 0.5\%$  de la desviación total de la escala.



Figura 4.3 Registrador de lectura directa

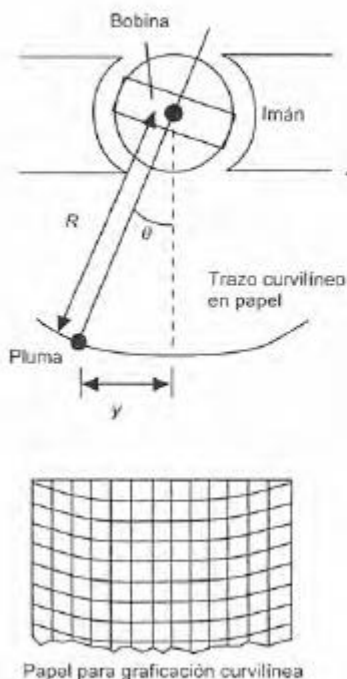


Figura 4.4 Registrador galvanométrico

El registrador graficador *galvanométrico* (figura 4.4) se basa en el mismo principio del medidor de bobina móvil. La bobina está suspendida entre dos puntos fijos por un alambre de suspensión. Al pasar una corriente por la bobina, un par actúa sobre ella haciendo girar la suspensión. La bobina gira hasta un ángulo en que el par se balancea con el par producido por la torsión de la suspensión. La rotación de la bobina hace que la pluma se mueva sobre la gráfica.

Si  $R$  es la longitud de la aguja y  $\theta$  es la desviación angular de la bobina, el desplazamiento  $y$  de la pluma es  $y = R \sin \theta$ . Dado que  $\theta$  es proporcional a la corriente  $i$  que circula por la bobina,  $y$  es proporcional a  $\sin i$ . Esta es una relación no lineal. Sin embargo, si las desviaciones angulares están restringidas a menos de  $\pm 10^\circ$ , la relación puede considerarse razonablemente lineal y el error por no linealidad será menor que 0.5%. No obstante, un problema mayor es que la pluma se mueve en arco y no en línea recta; por lo tanto, debe usarse papel curvilíneo para graficar. En este tipo de gráficas es difícil realizar la interpolación de puntos entre las líneas.

La figura 4.5 ilustra el principio general del *registrador potenciométrico*, que a veces se llama *registrador de lazo cerrado* o *registrador de seguimiento de lazo cerrado*. La posición de la pluma se monitorea mediante un contacto deslizante que se desplaza a lo largo de un potenciómetro lineal. La posición del contacto determina el potencial aplicado a un amplificador operacional. Éste resta la señal del contacto deslizante, la cual se obtiene de la señal de entrada del sensor/acondicionador de señal. La salida del amplificador es, por lo tanto, una señal relacionada con la diferencia entre las señales de la pluma y del sensor. Esta señal se emplea para accionar un servomotor, el cual controla el movimiento de la pluma por la gráfica. La pluma alcanza una posición donde no hay diferencia entre las señales de la pluma y del sensor. A continuación la pluma rastrea la señal del sensor.

Los registradores potenciométricos tienen resistencias de entrada elevadas, su exactitud es mayor que la de los registradores galvanométricos (alrededor de  $\pm 0.1\%$  de la lectura a escala total), pero sus tiempos de respuesta son mucho más lentos. Los tiempos de respuesta característicos son del orden de 1 a 2 s y sólo se utilizan en señales de cd, o frecuencias muy bajas, de hasta unos 2 Hz. Es decir, sólo se utilizan para señales que cambian con lentitud. Debido a la fricción se necesita una corriente mínima para accionar el motor, por ello se produce un error cuando un registrador no responde a una señal de entrada pequeña. Este error se conoce como *banda muerta*, por lo general es de  $\pm 0.3\%$  del intervalo del instrumento. Así, si el intervalo es de 5 mV, la banda muerta equivale casi a  $\pm 0.015$  mV.



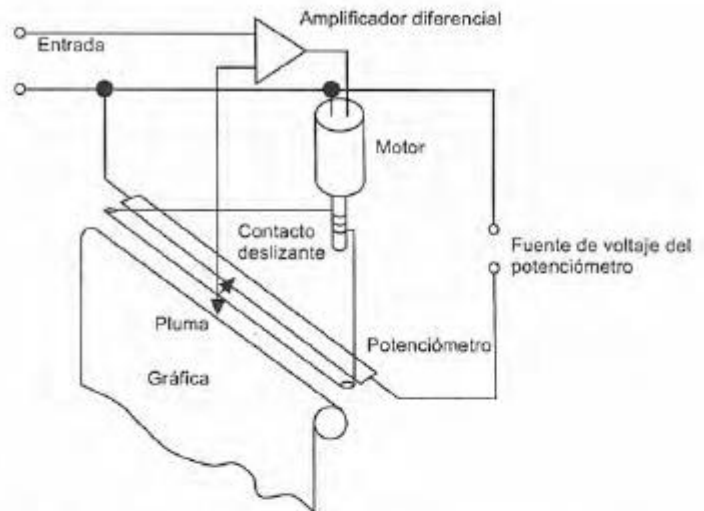


Figura 4.5 Registrador potenciométrico

### 4.2.3 Osciloscopio de rayos catódicos

El osciloscopio de rayos catódicos es un instrumento para medición de voltaje con capacidad para desplegar señales de frecuencias muy elevadas. Un instrumento para propósito general puede responder a señales de hasta 10 MHz, en tanto que hay instrumentos más especializados que llegan a responder a señales de hasta 1 GHz. Con el osciloscopio de doble haz se pueden observar al mismo tiempo dos líneas de exploración en la pantalla mientras que los osciloscopios con memoria guardan la línea de exploración en la pantalla después de que desaparece la señal de entrada; para quitar esta línea debe haber una acción de borrado deliberada. Los osciloscopios con memoria digital digitalizan la señal de entrada obtenida y la guardan en la memoria. Esta señal se puede analizar y manipular en la pantalla analógica del osciloscopio después de reconstruir la señal analógica. Es posible obtener registros permanentes de líneas de exploración con cámaras especiales conectadas directamente al osciloscopio.

Los osciloscopios de propósito general casi siempre tienen desviación vertical, es decir, desviación en el eje Y, y sensibilidades que varían entre 5 mV y 20 V por división de la escala. Para observar componentes de ca en presencia de voltajes de cd elevados, se puede conectar un capacitor de bloqueo a la línea de entrada. Cuando el amplificador funciona con ca, su ancho de banda por lo general va de 2 Hz a 10 MHz y cuando funciona con cd, ese ancho va de cd a 10 MHz. La impedancia de entrada Y es por lo común de 1 M $\Omega$ , derivada con una capacitancia de 20 pF. Cuando un circuito externo se conecta en la entrada Y, los problemas debidos al efecto por carga y a la interferencia pueden distorsionar la señal de entrada. Si bien es posible reducir la interferencia utilizando cable coaxial, la capacitancia de este cable y de la punta de prueba respectiva pueden ser suficientes, en especial a bajas frecuencias, para introducir una impedancia más o menos pequeña a la impedancia de entrada del osciloscopio, con lo cual se crea un efecto por carga significativo. Existen diversos muestreadores que se pueden conectar al cable de

entrada y cuyo diseño permite aumentar la impedancia de entrada y evitar el problema por efecto de carga. Un muestreador de voltaje pasivo de uso frecuente es un atenuador 10 a 1 (figura 4.6). Tiene una resistencia de  $9\text{ M}\Omega$  y un capacitor variable en la junta del muestreador. Sin embargo, esto no sólo reduce el efecto capacitivo de la carga, sino también la sensibilidad de voltaje, por lo que es frecuente emplear una punta de prueba de voltaje que tenga un FET.

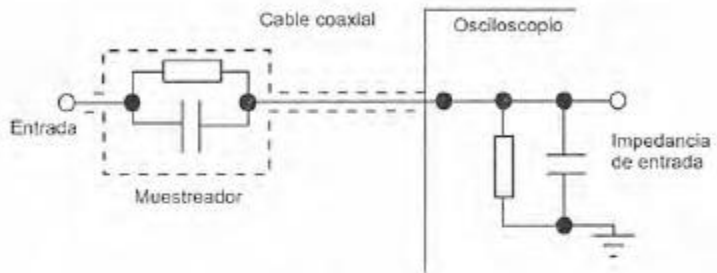


Figura 4.6 Muestreador de voltaje pasivo

Para ver detalles sobre la 'mecánica' de los osciloscopios de rayos catódicos se sugiere consultar libros como *Newnes Instrumentation and Measurement* de W. Bolton (Newnes 1991, 1996, 2000), *Principles of Electronic Instrumentation and Measurement* de H.M. Berlin y F.C. Getz (Merrill, 1988) o *Electronic Instruments and Measurement Techniques* de F.F. Mazda (Cambridge University Press, 1987).

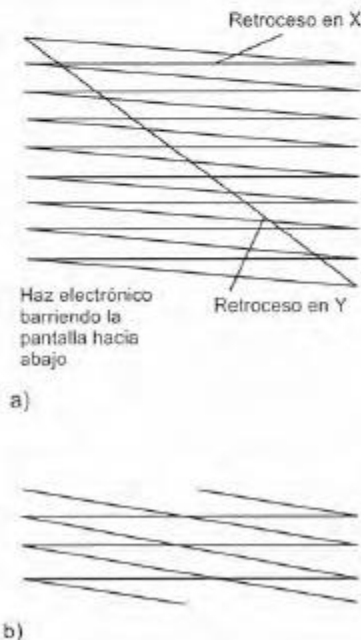


Figura 4.7 a) Pantalla sin entrelazamiento; b) pantalla con entrelazamiento

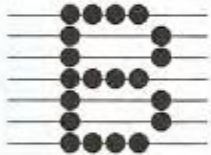
#### 4.2.4 Unidad de presentación visual

Cada vez es más frecuente presentar datos en pantallas tipo televisión llamadas unidades de presentación visual (VDU *visual display unit*). Estas pantallas producen una imagen mediante un tubo de rayos catódicos desplazando el punto originado por el haz electrónico y produciendo una serie de líneas de exploración horizontales que aparecen una tras otra hacia abajo en la pantalla. La imagen se crea variando la intensidad del punto en la pantalla conforme se explora cada línea. Esta pantalla de exploración se conoce como *no entrelazada* (figura 4.7a). Para disminuir los efectos de parpadeo, se utilizan dos exploraciones que recorren la pantalla hacia abajo y trazan una imagen completa. Durante la primera exploración se trazan todas las líneas impares y en la segunda, las pares. Esta técnica se conoce como *exploración entrelazada* (figura 4.7b).

La pantalla de la unidad de presentación visual está recubierta con una gran cantidad de puntos de fósforo, estos puntos forman los *pixeles*. El término pixel denota al mínimo punto utilizable en un display. Un caracter de texto o un diagrama se producen en la pantalla mediante la iluminación selectiva de estos puntos. La figura 4.8 muestra cómo, para una matriz de 7 por 5, los caracteres se construyen por el haz electrónico que se mueve hacia abajo y en zigzag por la pantalla. Los datos de entrada de la VDU por lo general se repre-



Matriz de  
7 por 5  
píxeles



1  
2  
3  
4  
5  
6  
7  
Líneas de  
barrido  
hacia abajo  
de la pantalla

Figura 4.8 Configuración de caracteres mediante iluminación selectiva

san en formato *ASCII* (*American Standard Code for Information Interchange*) digital. Éste es un código de 7 bits, por lo que permite representar  $2^7 = 128$  caracteres. Esta cantidad abarca todos los caracteres estándar de un teclado y algunas funciones, como RETORNO, que indican el final de una línea y el inicio de la siguiente. La tabla 4.1 contiene una lista abreviada de este código.

### 4.2.5 Impresoras

Las impresoras proporcionan un registro de datos en papel. Existen diversas versiones de impresoras: de matriz de puntos, de inyección de tinta/burbuja y láser.

La *impresora de matriz de puntos* tiene una cabeza de impresión (figura 4.9) con 9 o 24 puntos en línea vertical. Cada punto se controla con un electroimán que al activarse impulsa el punto a la cinta entintada. Esto transfiere la tinta al papel que se encuentra detrás de la cinta. Los caracteres se forman cuando la cabeza de impresión se mueve sobre el papel en línea horizontal a la derecha e izquierda y proyecta los puntos adecuados.

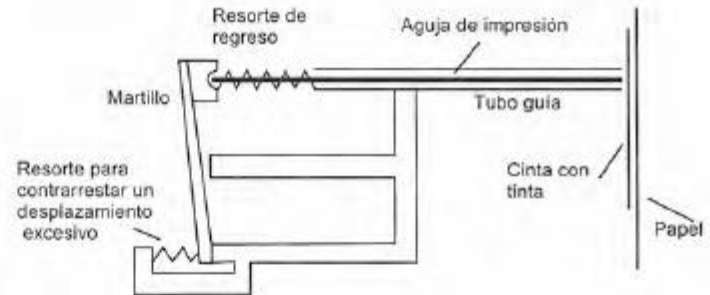


Figura 4.9 Mecanismo de la cabeza de impresión de matriz de puntos

Tabla 4.1 Códigos ASCII

Caracteres	ASCII	Caracteres	ASCII	Caracteres	ASCII
A	100 0001	N	100 1110	0	011 0000
B	100 0010	O	100 1111	1	011 0001
C	100 0011	P	101 0000	2	011 0010
D	100 0100	Q	101 0001	3	011 0011
E	100 0101	R	101 0010	4	011 0100
F	100 0110	S	101 0011	5	011 0101
G	100 0111	T	101 0100	6	011 0110
H	100 1000	U	101 0101	7	011 0111
I	100 1001	V	101 0110	8	011 1000
J	100 1010	W	101 0111	9	011 1001
K	100 1011	X	101 1000		
L	100 1100	Y	101 1001		
M	100 1101	Z	101 1010		



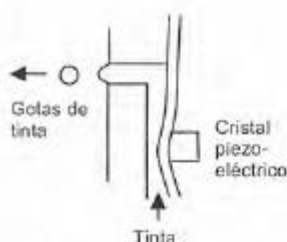


Figura 4.10 Producción de un flujo de gotas



Figura 4.11 Principio del chorro de burbujas

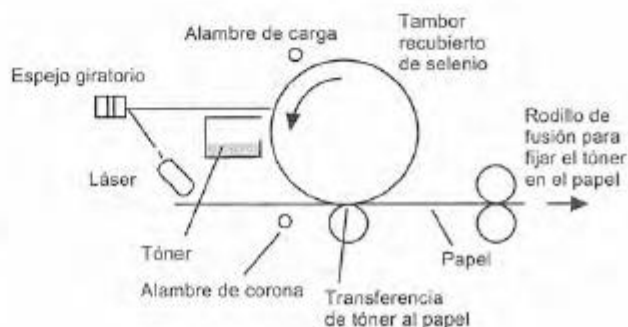


Figura 4.12 Elementos básicos de una impresora láser

La impresora de inyección de tinta utiliza una tinta conductora que pasa por una pequeña boquilla para producir un chorro de gotitas de tinta de diámetro y frecuencia constantes. En una modalidad de esta impresora se lanza una corriente constante de tinta que pasa por un tubo para formar finas gotitas mediante un cristal piezoeléctrico que vibra a una frecuencia de unos 100 kHz (figura 4.10). Otra variante utiliza un pequeño calentador ubicado en la cabeza de impresión y en la cual hay tinta vaporizada en un tubo capilar; que produce burbujas de gas que expulsan gotas de tinta (figura 4.11). En una versión más, cada gota de tinta se carga al pasar por un electrodo de carga; las gotas cargadas se desvían al pasar entre unas placas en las que se mantiene un campo eléctrico. En otra versión se usa un grupo vertical de boquillas y cada uno de los inyectores se activa o se desactiva, según se le indique. Con las impresoras de inyección de tinta se pueden producir impresiones de color usando tres sistemas de color distintos. Lo diminuto de las gotas es tal que permite lograr impresiones con una resolución de más de 600 puntos por pulgada.

La impresora láser tiene un tambor fotosensible recubierto de un material de selenio sensible a la luz (figura 4.12). En la oscuridad, el selenio posee una alta resistencia y, en consecuencia se carga al pasar cerca de un alambre de carga que tiene un alto voltaje. Con un haz luminoso se explora todo el tambor usando un pequeño espejo giratorio de ocho lados. Cuando la luz incide en el selenio, su resistencia disminuye y no puede seguir cargado. Variando la brillantez del haz luminoso, los puntos del tambor se cargan y descargan. Conforme el tambor pasa por el recipiente del tóner (pigmento resinoso negro) las áreas cargadas atraen partículas de tóner que se adhieren a las áreas que no estuvieron expuestas a la luz, en tanto que no se produce adhesión en las áreas expuestas. El papel se carga pasándolo por otro alambre de carga, conocido como alambre de corona, de manera que cuando pasa cerca del tambor, atrae el tóner de éste. A continuación, las partículas de tóner se funden con un cilindro de fusión en caliente de manera que, una vez que pasan entre los rodillos, se adhieren con firmeza al papel. En la actualidad, las impresoras láser más comunes alcanzan una resolución de 600 puntos por pulgada.

### 4.3 Grabación magnética

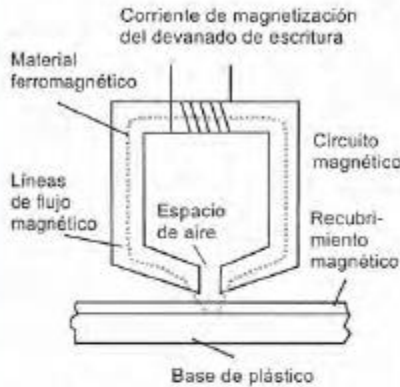


Figura 4.13 Principio básico de una cabeza de grabación magnética

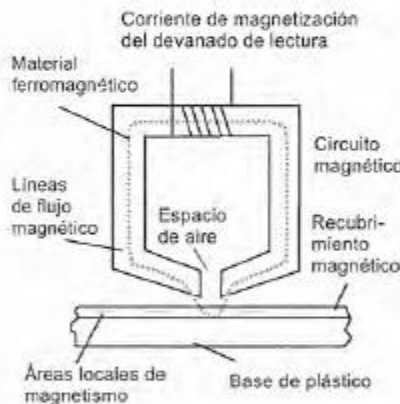


Figura 4.14 Principio básico de una cabeza de reproducción magnética

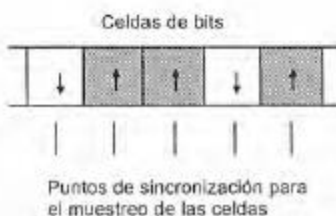


Figura 4.15 Celdas de bits

La grabación magnética se utiliza para guardar datos en discos flexibles y duros de las computadoras. El principio básico de su funcionamiento es que una cabeza de grabación, la cual responde a una señal de entrada, reproduce los patrones magnéticos correspondientes en una delgada capa de material magnético, y una cabeza de lectura produce una salida al convertir los patrones magnéticos del material magnético en señales eléctricas. Además de estas cabezas, el sistema requiere un sistema de transporte para mover de manera controlada el material magnético debajo de las cabezas.

La figura 4.13 muestra los elementos básicos de la cabeza de grabación, la cual consiste de un núcleo de material ferromagnético que tiene un espacio no magnético. Al alimentar señales eléctricas en el devanado enrollado en el núcleo, se produce un flujo magnético en el núcleo. La cercanía del plástico con cubierta magnética al espacio no magnético causa que el flujo magnético siga con facilidad una trayectoria a través del núcleo y en esa parte del recubrimiento magnético que está en el espacio vacío. Cuando hay un flujo magnético que pasa por una región del recubrimiento magnético, éste se magnetiza de modo permanente. De esta manera se produce una grabación magnética a partir de la señal de entrada eléctrica. La inversión de la dirección de la corriente invierte la dirección del flujo.

La cabeza de reproducción (figura 4.14) tiene una construcción similar a la de la cabeza de grabación. Al llenar el espacio vacío no magnetizado con una pieza de recubrimiento magnetizado, se induce un flujo magnético en el núcleo. Los cambios del flujo en el núcleo producen fem en el devanado enrollado alrededor del núcleo. Así, la salida producida por el devanado es una señal eléctrica relacionada con la grabación magnética del recubrimiento.

#### 4.3.1 Códigos de grabación magnética

En la grabación digital las señales se graban como una combinación codificada de bits. La celda de bits es la parte del recubrimiento magnético donde el magnetismo se satura por completo en una dirección o en la opuesta. La saturación se produce cuando el campo magnetizante aumenta a tal grado que el material magnético alcanza su máximo flujo magnético y todo incremento posterior en la corriente magnetizante ya no produce cambios.

Las celdas de bits de la superficie magnética son semejantes a las que muestra la figura 4.15. Una forma evidente de poner datos en el material magnético es el uso del flujo magnético en una dirección para representar a 0 y en la dirección opuesta a 1. Sin embargo, es necesario leer cada celda y, por lo tanto, se requieren puntos de sincronización exactos para indicar con claridad cuándo debe realizarse el muestreo. Si para producir las señales de sincronización se utiliza un temporizador externo pueden surgir algunos problemas, como un desacoplamiento entre las señales de sincronización y la velocidad con que se desplaza la superficie magnética debajo de la cabeza, lo cual podría causar que no se leyera una celda o, incluso, que se leyera dos veces. La sincronización es esencial. Ésta se logra utilizando