

AAU

AMERICAN ANDRAGOGY
UNIVERSITY



educandis orbis

MECATRÓNICA



MECATRÓNICA

SISTEMAS DE CONTROL ELECTRÓNICO EN LA INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UN ENFOQUE MULTIDISCIPLINARIO

Contenido

Prefacio	ix
I INTRODUCCIÓN	1
1. Introducción a la mecatrónica	3
1.1 ¿Qué es la mecatrónica?	3
1.2 El proceso de diseño	5
1.3 Sistemas	6
1.4 Sistemas de medición	8
1.5 Sistemas de control	9
1.6 Controlador lógico programable	21
1.7 Ejemplos de sistemas mecatrónicos	22
Resumen	25
Problemas	26

II. SENSORES Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	27
--	-----------

2. Sensores y transductores

29

2.1 Sensores y transductores	29
2.2 Terminología del funcionamiento	30
2.3 Desplazamiento, posición y proximidad	35
2.4 Velocidad y movimiento	46
2.5 Fuerza	49
2.6 Presión de fluidos	50
2.7 Flujo de líquidos	54
2.8 Nivel de líquidos	55
2.9 Temperatura	56
2.10 Sensores de luz	61
2.11 Selección de sensores	62
2.12 Ingreso de datos mediante interruptores	63
Resumen	65
Problemas	66

3. Acondicionamiento de señales **69**

3.1 Acondicionamiento de señales	69
3.2 Amplificador operacional	70
3.3 Protección	81
3.4 Filtrado	83
3.5 Puente de Wheatstone	84
3.6 Modulación por pulsos	88
3.7 Problemas con las señales	89
3.8 Transferencia de potencia	92
Resumen	92
Problemas	93

4. Señales digitales **95**

4.1 Señales digitales	95
4.2 Señales analógicas y digitales	95
4.3 Convertidores de señales digital a analógica y de analógica a digital	99
4.4 Multiplexores	105
4.5 Adquisición de datos	106
4.6 Procesamiento de señales digitales	109
Resumen	110
Problemas	110

5. Lógica digital **112**

5.1 Lógica digital	112
5.2 Compuertas lógicas	113
5.3 Aplicaciones de las compuertas lógicas	120
5.4 Lógica secuencial	126
Resumen	133
Problemas	133

6. Sistemas de presentación de datos	136	9.3 Interruptores de estado sólido	209
6.1 Pantallas	136	9.4 Solenoides	215
6.2 Elementos para la presentación de datos	137	9.5 Motores de c.d	217
6.3 Grabación magnética	142	9.6 Motores de c.a	225
6.4 Grabación óptica	146	9.7 Motores paso a paso	227
6.5 Pantallas o displays	147	9.8 Selección de un motor	234
6.6 Sistemas de adquisición de datos	151	Resumen	237
6.7 Sistemas de medición	155	Problemas	237
6.8 Prueba y calibración	158		
Resumen	160		
Problemas	160		
III. ACTUACIÓN	163		
7. Sistemas de actuación neumática e hidráulica	165	IV. SISTEMAS DE MICROPROCESADORES	239
7.1 Sistemas de actuación	165	10. Microprocesadores y microcontroladores	241
7.2 Sistemas neumáticos e hidráulicos	165	10.1 Control	241
7.3 Válvulas para control de dirección	169	10.2 Sistemas de microprocesadores	241
7.4 Válvulas de control de presión	173	10.3 Microcontroladores	253
7.5 Cilindros	175	10.4 Aplicaciones	272
7.6 Servoválvulas y válvulas de control proporcional	178	10.5 Programación	274
7.7 Válvulas para el control de procesos	180	Resumen	277
7.8 Actuadores giratorios	185	Problemas	277
Resumen	186		
Problemas	186	11. Lenguaje ensamblador	278
		11.1 Lenguajes	278
		11.2 Conjunto de instrucciones	279
		11.3 Programas en lenguaje ensamblador	285
		11.4 Subrutinas	290
		11.5 Tablas de consulta	293
		11.6 Sistemas embebidos	296
		Resumen	300
		Problemas	300
8. Sistemas de actuación mecánica	188	12. Lenguaje C	302
8.1 Sistemas mecánicos	188	12.1 ¿Por qué el lenguaje C?	302
8.2 Tipos de movimiento	189	12.2 Estructura de un programa	302
8.3 Cadenas cinemáticas	191	12.3 Control de flujo y ciclos	309
8.4 Levas	194	12.4 Arreglos	313
8.5 Engranajes	196	12.5 Apuntadores	314
8.6 Rueda dentada y trinquete	200	12.6 Desarrollo de programas	316
8.7 Bandas y cadenas de transmisión	200	12.7 Ejemplos de programas	317
8.8 Cojinetes (chumaceras)	202	12.8 Programas Arduino	319
Resumen	204	Resumen	323
Problemas	205	Problemas	323
9. Sistemas de actuación eléctrica	207	13. Sistemas de entrada/salida	326
9.1 Sistemas eléctricos	207	13.1 Interfaces	326
9.2 Interruptores mecánicos	207	13.2 Direccionamiento entrada/salida	326

13.3	Requerimientos de una interfaz	329	V. MODELOS DE SISTEMAS	411	
13.4	Adaptadores de interfaz para dispositivos periféricos	336	17. Modelos de sistemas básicos	413	
13.5	Interfaz para comunicaciones en serie	341	17.1	Modelos matemáticos	413
13.6	Ejemplos de acoplamiento mediante interfaz	344	17.2	Bloques funcionales de sistemas mecánicos	414
	Resumen	347	17.3	Bloques funcionales de sistemas eléctricos	422
	Problemas	348	17.4	Bloques funcionales de sistemas de fluidos	426
			17.5	Bloques funcionales de sistemas térmicos	433
				Resumen	436
				Problemas	437
14.	Controladores lógicos programables	349	18. Modelado de sistemas	439	
14.1	Controladores lógicos programables	349	18.1	Sistemas de ingeniería	439
14.2	Estructura básica del PLC	349	18.2	Sistemas rotacional-traslacional	439
14.3	Procesamiento de la entrada/salida	353	18.3	Sistemas electromecánicos	440
14.4	Programación en escalera o ladder	354	18.4	Linealidad	443
14.5	Lista de instrucciones	358	18.5	Sistemas hidromecánicos	445
14.6	Enclavamiento y relevadores internos	361		Resumen	448
14.7	Secuenciación	363		Problemas	448
14.8	Temporizadores y contadores	364			
14.9	Registros de corrimiento	367			
14.10	Controles maestro y de salto	368			
14.11	Manejo de datos	369			
14.12	Entrada/salida analógica	371			
	Resumen	373			
	Problemas	374			
15.	Sistemas de comunicación	376	19. Respuestas dinámicas de sistemas	449	
15.1	Comunicaciones digitales	376	19.1	Modelado de sistemas dinámicos	449
15.2	Control centralizado, jerárquico y distribuido	376	19.2	Terminología	450
15.3	Redes	379	19.3	Sistemas de primer orden	452
15.4	Protocolos	381	19.4	Sistemas de segundo orden	458
15.5	Modelo de interconexión de sistemas abiertos	382	19.5	Medidas de desempeño de los sistemas de segundo orden	464
15.6	Interfaces de comunicación en serie	385	19.6	Identificación de sistemas	467
15.7	Interfaces de comunicación paralela	391		Resumen	467
15.8	Protocolos inalámbricos	394		Problemas	469
	Resumen	395			
	Problemas	395			
16.	Localización de fallas	397	20. Funciones de transferencia de sistemas	471	
16.1	Técnicas para detección de fallas	397	20.1	La función de transferencia	471
16.2	Temporizador vigilante	398	20.2	Sistemas de primer orden	474
16.3	Verificación de paridad y codificación de errores	399	20.3	Sistemas de segundo orden	476
16.4	Fallas comunes de hardware	400	20.4	Sistemas en serie	478
16.5	Sistemas basados en microprocesadores	402	20.5	Sistemas con lazos de realimentación	479
16.6	Emulación y simulación	405	20.6	Efecto de la ubicación de los polos en respuesta transitoria	480
16.7	Sistemas basados en PLC	407		Resumen	484
	Resumen	409		Problemas	484
	Problemas	410			

21. Respuesta en frecuencia	486	23. Inteligencia artificial	528
21.1 Entrada senoidal	486	23.1 ¿Qué significa inteligencia artificial?	528
21.2 Fasores	487	23.3 Percepción y cognición	528
21.3 Respuesta en frecuencia	489	23.3 Razonamiento	530
21.4 Diagramas de Bode	492	23.4 Aprendizaje	533
21.5 Especificaciones de desempeño	501	Resumen	534
21.6 Estabilidad	502	Problemas	534
Resumen	503	VI. CONCLUSIÓN	535
Problemas	504		
22. Controladores en lazo cerrado	505	24. Sistemas mecatrónicos	537
22.1 Procesos continuos y discretos	505	24.1 Diseños mecatrónicos	537
22.2 Terminología	507	24.2 Casos de estudio	548
22.3 Modo de control de dos posiciones	509	24.3 Robótica	563
22.4 Modo de control proporcional	510	Resumen	567
22.5 Control derivativo	512	Problemas y tareas	567
22.6 Control integral	514	Tareas para investigación	568
22.7 Control PID	516	Tareas para diseño	568
22.8 Controles digitales	517	Apéndices	569
22.9 Desempeño de los sistemas de control	520	A. La transformada de Laplace	571
22.10 Sintonización de controladores	521	B. Sistemas numéricos	581
22.11 Control de velocidad	523	C. Álgebra booleana	587
22.12 Control adaptable	523	D. Conjuntos de instrucciones	596
Resumen	526	E. Funciones en biblioteca de C	601
Problemas	527	F. MATLAB y SIMULINK	604
		G. Análisis de circuitos eléctricos	610
		Información adicional	620
		Respuestas	624
		Índice analítico	639



Prefacio

El término mecatrónica fue 'acuñado' en 1969 por un ingeniero japonés, como combinación de 'meca' de la palabra mecanismos y 'trónica' de la palabra 'electrónica'. El término tiene ahora un significado más amplio, ya que es usado para describir una filosofía en la Tecnología de la Ingeniería en la cual hay una integración coordinada y concurrentemente desarrollada de la ingeniería mecánica con la electrónica y el control inteligente por computadora, en el diseño y manufactura de productos y procesos. Como resultado, los productos mecatrónicos tienen varias funciones mecánicas que se sustituyen con las electrónicas. Esto da como resultado una mayor flexibilidad, rediseño y reprogramación sencillos, y la capacidad de recopilar datos automatizados e informar.

Una consecuencia de esta tecnología es la necesidad de que ingenieros y técnicos adopten un método interdisciplinario e integrado para la ingeniería. Por consiguiente, ingenieros y técnicos requieren de habilidades y conocimientos que no se limitan a una sola área en un tema. Necesitan tener la capacidad de operar y comunicarse a través de una gama de disciplinas de ingeniería y referirlas con aquellas que cuentan con más habilidades especializadas. En esta obra se pretende proporcionar un fundamento básico de la mecatrónica así como enlaces a través de habilidades más especializadas.

La primera edición se diseñó para cubrir las unidades de Mecatrónica del Business and Technology Education Council (BTEC) de los cursos para la obtención del certificado Higher National Certificate/Diploma para técnicos y se diseñaron de manera que fueran compatibles con unidades más especializadas como las que se emplean en el diseño, la manufactura y el mantenimiento determinados por el área de aplicación del curso. El libro se utiliza de manera amplia para dichos cursos y también se ha encontrado que es útil para cursos de licenciatura en Gran Bretaña y en 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 fue de interés para el público al que originalmente estaba dirigido, sino que su nuevo diseño lo hizo idóneo también para cursos de licenciatura. La tercera edición incluyó más detalles de algunas explicaciones, más análisis de los microcontroladores y la programación, mayor uso de modelos de sistemas mecatrónicos y el agrupamiento de factores clave en los apéndices. La cuarta edición fue una reestructuración completa de todos los aspectos del texto en cuanto a contenido y diseño, con algunos temas que se reagruparon, el traslado de más material a los apéndices para evitar problemas en el flujo del texto, nuevo material —en especial una introducción a la inteligencia artificial, más casos de estudio y revisión de algunos temas para mejorar su comprensión. También se han incluido en cada capítulo objetivos y resúmenes claves.

La sexta edición contempla una reestructuración de las partes que conforman al libro, ya que algunos lectores opinaron que la secuencia de los capítulos no coincidía con la secuencia general de la enseñanza. Entonces, la nueva edición considera el cambio de lugar de la parte de los modelos de sistemas de modo que se sitúe después de los sistemas de microprocesadores. Otras modificaciones consisten en la inclusión del material sobre Arduino y la adición de más temas en el capítulo 24.

El objetivo general de esta obra es proporcionar un estudio completo de la mecatrónica para que lo puedan utilizar técnicos y estudiantes de ingeniería, quienes lo encontrarán útil para:

- Adquirir una combinación de habilidades en ingeniería mecánica, electrónica y computación, necesarias para entender y diseñar sistemas mecatrónicos.
- Ser capaces de operar y comunicarse a través del amplio rango de las disciplinas de ingeniería necesarias en la mecatrónica.
- Ser capaces de diseñar sistemas mecatrónicos.

Cada capítulo del libro incluye objetivos, un resumen, ilustraciones y problemas con respuestas al final de la obra. En el capítulo 24 se incluyen tareas de investigación y diseño, así como también claves de sus posibles respuestas. La estructura del libro es la siguiente:

- Capítulo 1 es una introducción general a la mecatrónica.
- Capítulos 2 a 6 forman un bloque coherente que trata de los sensores y el condicionamiento de la señal.
- Capítulos 7 a 9 cubren el tema de los actuadores.
- Capítulos 10 a 16 se consideran los sistemas de microprocesadores.
- Capítulos 17 a 23 se refieren a los modelos de sistemas.
- Capítulo 24 presenta una conclusión general en cuanto al diseño de sistemas en mecatrónica.

Un agradecimiento especial a los fabricantes de los equipos mencionados en el texto y a los revisores que leyeron cuidadosamente la quinta edición e hicieron sugerencias para mejorar la obra.

W. Bolton

Parte I

Introducción





Capítulo uno Introducción a la mecatrónica

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar qué significa mecatrónica y valorar su importancia en el diseño de ingeniería.
- Explicar qué es un sistema y definir los elementos de los sistemas de medición.
- Describir las diversas formas y elementos del sistema de lazo abierto y del sistema de lazo cerrado.
- Reconocer la necesidad de modelos de sistemas para predecir su comportamiento.

1.1

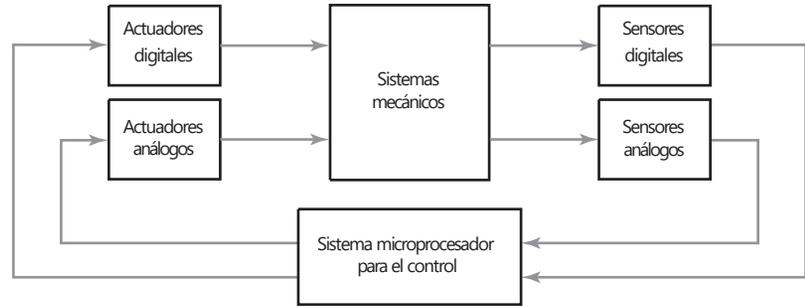
¿Qué es la mecatrónica?

El término mecatrónica fue “acuñado” en 1969 por un ingeniero japonés, como combinación de “meca” de la palabra mecanismos y “trónica” de la palabra “electrónica”. El término tiene ahora un significado más amplio, ya que es usado para describir una filosofía en la Tecnología de la Ingeniería en la cual hay una integración coordinada y concurrentemente desarrollada de la ingeniería mecánica con la electrónica y el control inteligente por computadora, en el diseño y manufactura de productos y procesos. Como resultado, los productos mecatrónicos tienen varias funciones mecánicas que se sustituyen con las electrónicas. Esto da como resultado una mayor flexibilidad, rediseño y reprogramación sencillos, y la capacidad de recopilar datos automatizados e informar.

Un sistema mecatrónico no es sólo la unión de los sistemas electrónico y mecánico y es más que sólo un sistema de control; es una integración completa de todos ellos en la cual existe un enfoque concurrente al diseño. En el diseño de autos, robots, máquinas-herramienta, lavadoras, cámaras y muchas otras máquinas, se adopta cada vez más dicho enfoque integrado e interdisciplinario para el diseño en ingeniería. La integración a través de las fronteras tradicionales de la ingeniería mecánica, la ingeniería eléctrica, la electrónica y la ingeniería de control debe ocurrir en los primeros pasos del proceso de diseño si se desarrollan sistemas más baratos, confiables y flexibles. La mecatrónica debe implicar un enfoque concurrente o participativo entre estas disciplinas en lugar del enfoque secuencial tradicional del desarrollo, es decir un sistema mecánico, luego el diseño de la parte eléctrica y la parte del microprocesador. De esta manera, la mecatrónica es una filosofía diseñada, un enfoque integral para la ingeniería.

La mecatrónica reúne áreas de la tecnología que involucran sensores y sistemas de medición, sistemas de manejo y actuación, así como sistemas de microprocesador (Figura 1.1), junto con el análisis del comportamiento de sistemas y sistemas de control. Esto esencialmente es un resumen de este libro. Este capítulo es una introducción al tema y desarrolla algunos de los conceptos básicos para dar un marco para el resto del libro en el que se desarrollarán los detalles.

Figura 1.1 Los elementos básicos del sistema mecatrónico.



1.1.1 Ejemplos de sistemas mecatrónicos

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 puede ajustar el foco y el tiempo de exposición de manera automática, de tal forma que el objeto queda debidamente enfocado y con el tiempo de exposición correcto. No hay que ajustar el foco y el tiempo de exposición manualmente. 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, o topes 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 con un reporte de los resultados en cada etapa del proceso. La cámara automática, la suspensión del camión y la línea de producción automatizada son ejemplos de la fusión entre la electrónica, los sistemas de control y la ingeniería mecánica.

1.1.2 Sistemas integrados

El término sistema integrado se utiliza cuando los microprocesadores son construidos dentro de los sistemas y éste es el tipo de sistema que por lo general interesa en la mecatrónica. Un microprocesador puede considerarse básicamente como una colección de las compuertas lógicas y los elementos de memoria que no están comunicados como componentes individuales, pero cuyas funciones lógicas se implementan mediante software. Para ilustrar lo que se conoce como una compuerta lógica, suponga que quiere una salida donde la entrada A AND y la entrada B están mandando señales. Esto puede implementarse con lo que se conoce como una compuerta lógica AND. Una compuerta lógica OR daría una salida cuando la entrada A OR entrada B está encendida. Así, un microprocesador se ocupa de buscar salidas para verificar si están encendidas o apagadas, al procesar los resultados de tal interrogante según éste sea programado, y ofrece salidas que están encendidas o apagadas. Vea el Capítulo 10 para analizar en detalle los microprocesadores.

Con el objetivo de que se utilice un microprocesador en un sistema de control, necesita chips adicionales para dar memoria al almacenaje de datos y para puertos entrada/salida con el fin de habilitarlos en las señales de proceso desde y para el mundo externo. Los **microcontroladores** son microprocesadores con estas instalaciones extra, todas ellas integradas en un solo chip.

Un **sistema integrado** es un sistema basado en un microprocesador que está diseñado para controlar una gama de funciones y no está diseñado para que el usuario final lo programe de la misma forma que una computadora. Por lo tanto, con un sistema integrado, el usuario no puede cambiar lo que el sistema realiza al añadir o reemplazar el software.

Como ejemplo del uso de los microcontroladores en un sistema de control, una lavadora moderna tendrá un sistema de control basado en microprocesador para controlar el ciclo de lavado, las bombas, el motor y la temperatura del agua. Un automóvil moderno tendrá microprocesadores que controlen funciones como el sistema antibloqueo de frenos y el sistema de mando del motor. Otros ejemplos de sistemas integrados son cámaras de enfoque y exposición automáticas, videocámaras, celulares, reproductores DVD, lectores de tarjeta electrónicos, fotocopiadoras, impresoras, escáneres, televisiones y controladores de temperatura.

1.2

El proceso de diseño

El proceso de diseño para cualquier sistema puede considerarse como el proceso que involucra las siguientes etapas:

1 *La necesidad*

El proceso de diseño comienza con una necesidad, quizá del consumidor o cliente. Esto se puede detectar en la investigación de mercado que se lleva a cabo para establecer las necesidades de clientes potenciales.

2 *Análisis de problema*

El primer paso en el desarrollo de un diseño es investigar la naturaleza verdadera del problema, por ejemplo, cuando éste se analiza. Ésta es una etapa importante en cuanto a que si el problema no se define con exactitud, puede ocasionar pérdida de tiempo en los diseños y no se satisfará la necesidad.

3 *Preparación de una especificación*

Si se sigue el análisis, se puede preparar la especificación de los requerimientos. Esto planteará el problema, cualquier restricción sujeta a la solución, y el criterio a aplicar para juzgar la calidad del diseño. En el planteamiento del problema se deberán especificar todas las funciones requeridas del diseño, junto con cualquier otra característica deseable. De esta manera puede haber una exposición del volumen, dimensiones, tipos y rangos de movimiento requeridos, precisión de requerimientos de entrada y salida de los elementos, interfases, requerimientos de potencia, entorno operativo, estándares y códigos de práctica relevantes, etcétera.

4 *Generación de soluciones posibles*

A esto se le califica por lo general como la **etapa conceptual**. Los esbozos de soluciones se preparan, mismos que funcionan con los detalles suficientes que indican los medios para obtener cada una de las funciones requeridas, por ejemplo tamaños aproximados y muestras de materiales y costos. También significa investigar lo que se ha hecho anteriormente ante problemas similares; no tiene sentido reinventar la rueda.

5 *Selecciones de una solución apropiada*

Las diversas soluciones se evalúan y la más apropiada es la que se selecciona. La evaluación a menudo incluye la representación de un sistema mediante un modelo para luego llevar a cabo una simulación con el objetivo de establecer cómo puede reaccionar a las entradas.

6 *Producción de un diseño detallado*

El detalle de un diseño seleccionado debe funcionar ahora. Éste puede requerir la producción de prototipos o maquetas de tamaño natural para determinar los detalles óptimos de un diseño.

7 *Producción de dibujos de trabajo*

El diseño seleccionado se traduce entonces en dibujos de trabajo, diagramas de circuitos, etc., de manera que se pueda elaborar el artículo.

Cada etapa del proceso de diseño no se debe considerar como algo independiente. A menudo se necesitará regresar a una etapa previa y darle mayor consideración. Así, cuando se presente un problema, puede haber la necesidad de regresar y reconsiderar el análisis del mismo en la etapa de generación de soluciones posibles.

1.2.1 Diseños tradicionales y mecatrónicos

El diseño de ingeniería es un proceso complejo que implica interacciones entre varias habilidades y disciplinas. Con el diseño tradicional, la propuesta era que el ingeniero mecánico diseñara los elementos mecánicos, luego el ingeniero de control progresara y diseñara el sistema de control. Esto da como resultado lo que se conoce como enfoque secuencial para el diseño. Sin embargo, la base del enfoque de la mecatrónica se considera que yace en la inclusión concurrente de las disciplinas de la ingeniería mecánica, electrónica, tecnología de computación e ingeniería de control en el enfoque del diseño. La concurrencia inherente de este enfoque depende mucho del modelado del sistema y luego de la simulación de la manera en la que el modelo reacciona a las entradas y por consiguiente cómo puede reaccionar el sistema real a las entradas.

Un ejemplo de cómo puede ayudar el enfoque multidisciplinario en la solución de un problema es el diseño de las básculas de baño. Tales básculas podrían considerarse sólo en términos de la compresión de los resortes y un mecanismo que se usa para convertir el movimiento en rotación de un eje y, por consiguiente, el movimiento de una aguja a través de una báscula; un problema que se debe tomar en cuenta en el diseño es que el peso indicado no deberá depender de la posición de la persona sobre la báscula. No obstante, se pueden considerar otras posibilidades más allá de un simple diseño mecánico. Por ejemplo, los resortes se podrían reemplazar por celdas de carga con galgas extensométricas y la salida de éstas utilizarlas con un microprocesador para que proporcionen una lectura digital del peso en un visualizador LED. Las básculas que resultarán de esto podrían ser mecánicamente más sencillas, con menos componentes y piezas móviles. Sin embargo, la complejidad se ha transferido al software.

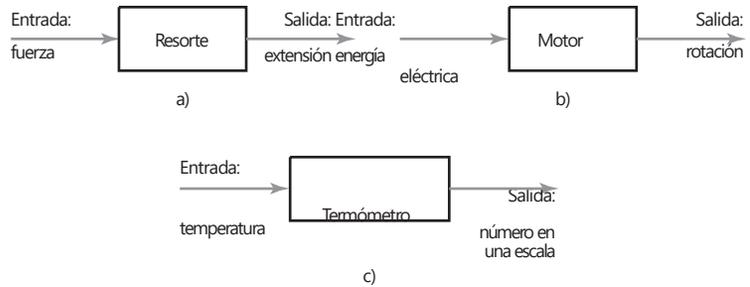
Un ejemplo más, el tradicional diseño del control de temperatura para un sistema de calefacción central doméstico ha sido el termostato bimetalico en un sistema de control de lazo cerrado. La flexión de la cinta bimetalica cambia a medida que cambia la temperatura y se emplea para operar un interruptor de encendido/apagado para el sistema de calefacción. Sin embargo, una solución multidisciplinaria para el problema podría ser que se empleara un sistema de microprocesador controlado usando tal vez un termiodiodo como sensor. Dicho sistema tiene muchas ventajas sobre el sistema de termostato bimetalico. Éste es relativamente rudimentario y la temperatura no se controla con exactitud; también, al concebir un método para obtener diferentes temperaturas en tiempos diversos del día es algo complejo y difícil de lograr. Sin embargo, el sistema de microprocesador controlado puede lidiar con esto con facilidad mediante la precisión y el control programado. El sistema es mucho más flexible. Esta mejora en cuanto a flexibilidad es una característica común de los sistemas mecatrónicos en comparación con los sistemas tradicionales.

1.3

Sistemas

En el diseño de sistemas mecatrónicos, uno de los pasos incluidos es crear un modelo del sistema, de forma que estas predicciones se hagan en relación con su comportamiento cuando ocurran las entradas. Tales modelos implican

Figura 1.2 Ejemplos de sistemas: a) resortes, b) motor, c) termómetro.



dibujar diagramas de bloques para representar sistemas. Un **sistema** puede ser considerado como una caja o diagrama de bloques que tiene una entrada y una salida, en donde lo importante no es lo que sucede adentro de la caja, sino sólo la relación entre la salida y la entrada. El término **modelado** se usa para representar el comportamiento de un sistema real con ecuaciones matemáticas; tales ecuaciones representan la relación entre las entradas y las salidas del sistema. Por ejemplo, un resorte puede considerarse como un sistema para tener una entrada de una fuerza F y una salida de una extensión x (Figura 1.2a). La ecuación utilizada para modelar la relación entre la entrada y la salida puede ser $F = kx$, donde k es una constante. Otro ejemplo, un motor se puede considerar como un sistema que cuenta con su entrada de energía eléctrica y con su salida de rotación de un eje (Figura 1.2b).

Un **sistema de medición** se puede considerar como una caja que se utiliza para hacer mediciones. Éste tiene como su entrada la cantidad que se está midiendo y como su salida el valor de la cantidad. Por ejemplo, un sistema de medición de temperatura, como un termómetro, tiene una entrada de temperatura y una salida de un número en una escala (Figura 1.2c).

1.3.1 Sistemas de modelado

La respuesta de cualquier sistema para una entrada no es instantánea. Por ejemplo, para el sistema de resorte descrito en la Figura 1.2a, a pesar de la relación entre la entrada, fuerza F , y la salida, extensión x , se le consideró como $F = kx$; esto sólo describe la relación cuando se dan las condiciones de estado de equilibrio. Cuando se aplica la fuerza es probable que ocurran oscilaciones antes de que el resorte vuelva a su estado normal y establezca su valor de extensión de estado de equilibrio (Figura 1.3). Las respuestas de los sistemas son funciones de tiempo. De esta manera, para conocer la forma en que los sistemas se comportan cuando hay entradas en éstos, se necesita crear modelos para sistemas que relacionen la salida con la entrada de modo que se pueda calcular, para una entrada dada, cómo variará la salida con el tiempo y cuánto le tomará volver a su estado normal.

Otro ejemplo más, si se pone a calentar agua en una tetera, le llevará algo de tiempo al agua alcanzar su punto de ebullición (Figura 1.4). Asimismo, cuando un controlador de microprocesador manda una señal, envía la orden

Figura 1.3 La respuesta a una entrada para un resorte.

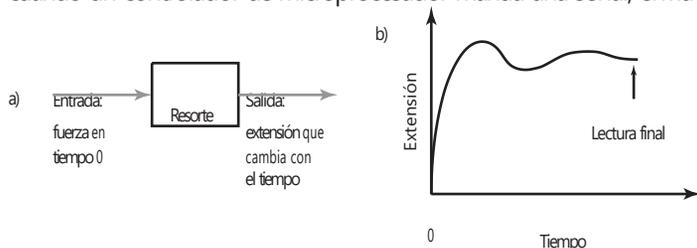


Figura 1.4 La respuesta a una entrada para un sistema de tetera.

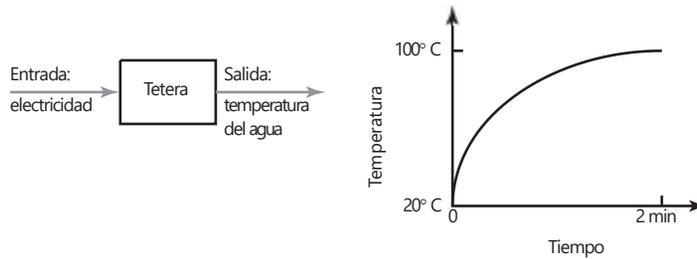


Figura 1.5 Un reproductor de CD.



de mover la lente para el enfoque en una cámara automática, luego transcurre un tiempo antes de que la lente alcance su posición para el enfoque correcto.

A menudo, la relación entre la entrada y la salida para un sistema se describe mediante una ecuación diferencial. Tales ecuaciones y sistemas se analizan en el Capítulo 17.

1.3.2 Sistemas conectados

En otro sistema que no es el más sencillo y que por lo general es mejor considerarlo como una serie de bloques interconectados, cada bloque tiene una función específica. Así, hay una salida de un bloque que se convierte en la entrada del siguiente en el sistema. Al dibujar un sistema así, es necesario reconocer que las líneas trazadas para conectar las cajas indican un flujo de información en la dirección indicada por una flecha y no necesariamente conexiones físicas. Ejemplo de un sistema de conexión es un reproductor de CD. Imagine que ahí hay tres bloques interconectados: el plato del CD, el cual tiene una entrada de un CD y una salida de las señales eléctricas, un amplificador que tiene una entrada de estas señales eléctricas y una salida de señales eléctricas más grandes, así como una bocina con una salida de las señales eléctricas y una salida de sonido (Figura 1.5). En la siguiente sección de sistemas de medición se ofrece otro ejemplo de ese conjunto de bloques conectados.

1.4

Sistemas de medición

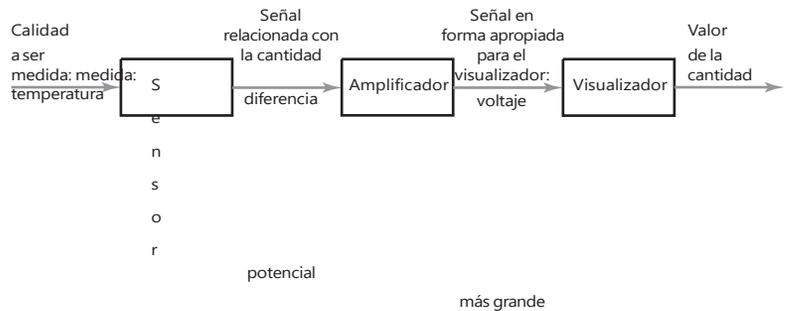
Los **sistemas de medición** tienen una relevancia particular cuando se habla de mecatrónica. En general, se puede considerar que estos sistemas están formados por tres elementos básicos (como se ilustra en la Figura 1.6):

- 1 Un **sensor** que responda a la cantidad a medir al dar como su salida una señal relacionada con la cantidad. Por ejemplo, un termopar es un sensor de temperatura. La entrada al sensor es una temperatura y la salida es una fem (fuerza electromotriz) relacionada con el valor de la temperatura.
- 2 Un **acondicionador de señal** toma la señal desde el sensor y la manipula dentro de una condición apropiada ya sea para presentarla en forma visual o, en el caso del sistema de control, con el fin de ejercer control. Así, por ejemplo, la salida desde un termopar es más bien una pequeña fem y

Figura 1.6 Un sistema de medición y los elementos que lo forman.



Figura 1.7 Un sistema de termómetro digital.



puede ser alimentada a través de un amplificador para obtener una señal más grande. El amplificador es el acondicionador de señal.

- 3 Un **sistema visualizador** donde se despliega la salida desde el acondicionador de señal. Por ejemplo, esto puede ser una aguja moviéndose a través de una escala o una lectura digital.

Como ejemplo, considere un termómetro digital (Figura 1.7). Éste tiene una entrada de temperatura hacia un sensor, probablemente un diodo semiconductor. La diferencia potencial a través del sensor es, a una corriente constante, una medida de temperatura. La diferencia potencial es entonces ampliada por un amplificador operacional para dar un voltaje que puede conducir directamente un visualizador. El sensor y el amplificador operacional pueden instalarse en el mismo chip de silicio.

Los sensores se estudian en el Capítulo 2 y los acondicionadores de señal en el Capítulo 3. Los sistemas de medición implican todos los elementos que se ven en el Capítulo 6.

Sistemas de control

Un **sistema de control** puede considerarse como un sistema que se puede utilizar para:

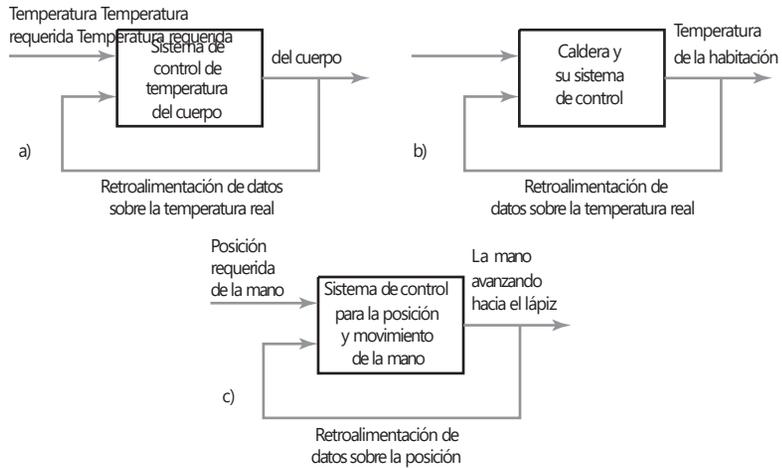
- 1 Controlar algo variable de algún valor particular, por ejemplo un sistema central de calentamiento donde la temperatura se controla para un valor particular.
- 2 Controlar la secuencia de eventos, por ejemplo las marcas de una lavadora que establecen el lugar y el tiempo de un ciclo, por ejemplo "blancos" y entonces un ciclo de lavado en particular controla la lavadora, esto es secuencia de eventos, apropiado para ese tipo de ropa.
- 3 Controlar si ocurre o no un evento, por ejemplo un seguro en una máquina por el cual no puede ser operada hasta que el dispositivo de seguridad esté en posición.

1.5.1 Retroalimentación

Considere el ejemplo de un sistema de control en el cual todos los seres humanos están incluidos. 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 de temperatura. Este recibe una entrada enviada por sensores que le dicen cuál es la temperatura y el control mantiene constante la temperatura comparando estos datos con el valor que debe tener; a continuación, produce la

Figura 1.8 Control por retroalimentación:
 a) temperatura del cuerpo humano, b) temperatura de la habitación con calefacción central, c) levantamiento de un lápiz.



respuesta adecuada a fin de lograr la temperatura requerida. El anterior es un ejemplo de **control por retroalimentación**; las señales de salida regresan como entrada, por ejemplo la temperatura real para modificar la reacción del cuerpo a fin de restaurar la temperatura a su valor "normal". En un **control por retroalimentación**, el sistema de control compara la salida real retroalimentada con el valor que se requiere y ajusta su salida de acuerdo con el resultado. En la Figura 1.8a se ilustra este sistema de control por retroalimentación.

Una manera de controlar la temperatura de una casa con calefacción central sería que una persona con un termómetro estuviera cerca del interruptor de apagado/encendido de la caldera y la encendiera o apagara, dependiendo del resultado de la lectura del termómetro. La anterior es una forma burda de control por retroalimentación, con un ser humano como elemento de control. El término retroalimentación se usa porque las señales se alimentan de regreso desde la salida para modificar la entrada. El sistema de control por retroalimentación 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 1.8b). 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 y hace los ajustes necesarios de posición al moverla hacia el lápiz. Se tiene una retroalimentación 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 1.8c). Este sistema de control regula la posición y el movimiento de la mano.

Los sistemas de control por retroalimentación 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 de control donde la temperatura, el nivel de un líquido, el flujo de fluidos, la presión, etc., 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, por ejemplo, de un motor diseñado para trabajar a velocidad constante, o de una operación de maquinado en la cual la posición, la velocidad y la operación de una herramienta se controlan de manera automática.

1.5.2 Sistemas de lazo cerrado y de lazo abierto

Existen dos tipos básicos de sistemas de control: de **lazo abierto** y de **lazo cerrado**. La diferencia entre ellos se ilustra con un ejemplo sencillo. Considere un calefactor eléctrico que cuenta con un interruptor que permite elegir entre una resistencia calentadora de 1 o de 2 kW. Si una persona elige alguna de ellas 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 de la resistencia calentadora de 1 kW, no la de 2 kW. Si se producen cambios en las condiciones, tal vez si alguien abre una ventana, no hay forma de ajustar el calor para compensar el frío. Éste es un ejemplo de control de lazo abierto, ya que no se retroalimenta la información al calefactor para ajustarlo y mantenerlo a una temperatura constante. El sistema de calefacción y su resistencia calentadora se pueden convertir en un sistema de lazo cerrado si la persona que tiene el termómetro enciende y apaga el interruptor para 1 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 retroalimentación, 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 1.9 se muestran ambos sistemas.

Un ejemplo cotidiano de un sistema de control de lazo abierto es el tostador. El control se ejerce mediante el establecimiento de un reloj temporizador que determina la cantidad de tiempo en la que el pan debe tostarse. El tono café, resultado de la acción de tostado, se determina únicamente por este tiempo preestablecido. No existe retroalimentación para controlar el grado de tostado para un tono café requerido.

Para ilustrar aún más las diferencias entre los sistemas de lazo abierto y lazo cerrado, considere un motor. Con un sistema de 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,

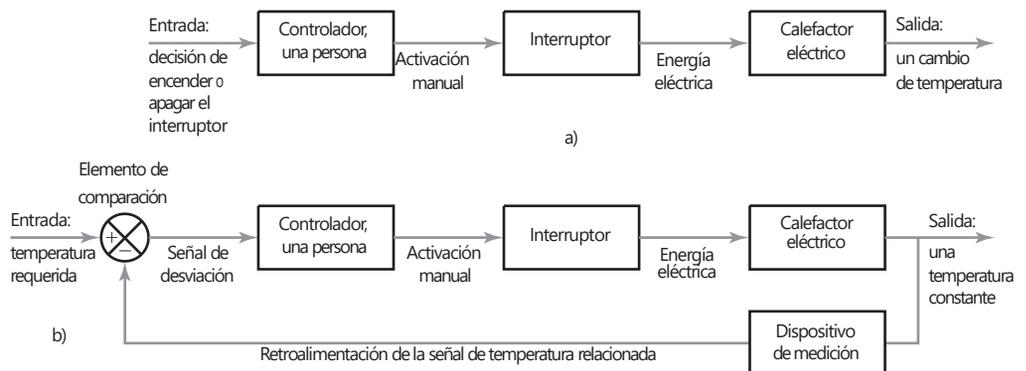


Figura 1.9 Calentamiento de la habitación: a) sistema de lazo abierto, b) sistema de lazo cerrado.

o bien en la carga del eje, cambiará su velocidad, pero sin compensar dicho cambio. No existe retroalimentación. En el caso de un sistema de lazo cerrado, el ajuste inicial de la perilla de control corresponde a cierta velocidad del eje, que se mantendrá constante mediante la retroalimentación, independientemente de los cambios en el voltaje de alimentación, las características del motor o la carga. En un sistema de lazo abierto, la salida del sistema no tiene efecto en la señal de entrada. En un sistema de control de 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 de 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 de 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.

1.5.3 Elementos básicos de un sistema de lazo cerrado

En la Figura 1.10 se muestra la configuración general de un sistema básico de lazo cerrado. Consta de los siguientes elementos:

1 Elemento comparador/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 retroalimentación 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 retroalimentación** es el medio por el cual una señal relacionada con la condición real producida se retroalimenta para modificar la señal de entrada de un proceso. Se dice que la **retroalimentación negativa** es cuando la señal que se retroalimenta se resta al valor de entrada. Para controlar un sistema se requiere la retroalimentación negativa. La **retroalimentación positiva** se presenta cuando la retroalimentación de la señal se suma a la señal de entrada.

2 Elemento de control/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

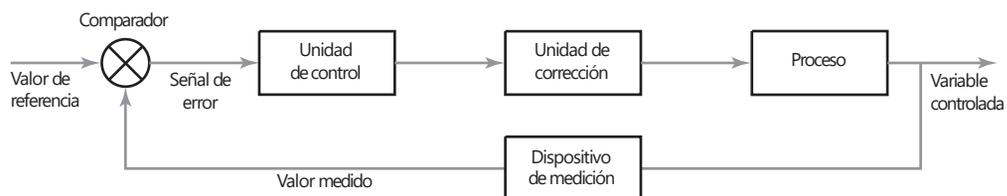


Figura 1.10 Elementos de un sistema de control de lazo cerrado.

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 quizás 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 10 se analizan los controladores.

3 *Elemento corrector*

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 7, 8 y 9.

4 *Elemento de proceso / planta*

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 alcanza determinada posición o de un termopar que produce una fem relacionada con la temperatura.

En el caso del sistema de lazo cerrado de la Figura 1.10, 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 corrección	–	interruptor del calentador
Proceso	–	calentamiento mediante un calentador
Dispositivo de medición	–	termómetro

Un sistema de control automático para el control de una habitación puede involucrar un elemento termostático el cual es sensible a la temperatura. Se enciende cuando la temperatura cae por debajo de un valor establecido y se apaga cuando lo alcanza (Figura 1.11). Este interruptor sensible a la temperatura se usa entonces para encender el calentador. El elemento termostático tiene las funciones combinadas de comparación del valor de la temperatura requerida con el que tiene lugar y controla la operación de un interruptor. A menudo, éste es el caso que los elementos en los sistemas de control son capaces de combinar una cantidad de funciones.

En la Figura 1.12 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

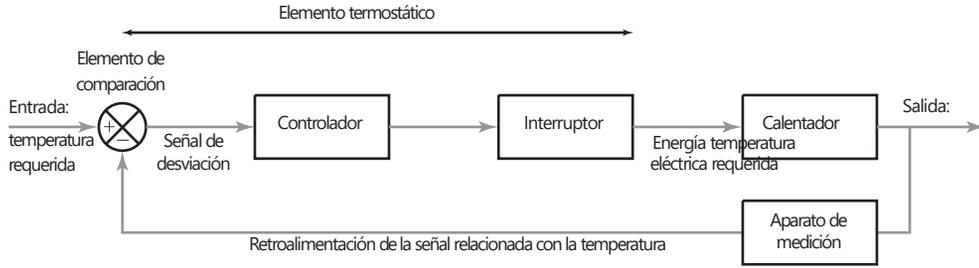


Figura 1.11 Calentamiento de una habitación: un sistema de lazo cerrado.

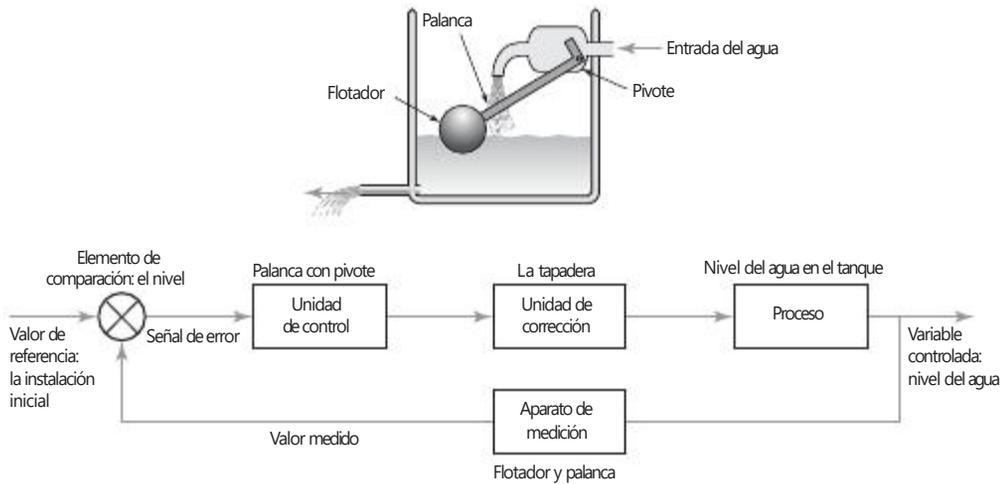


Figura 1.12 El control automático del nivel del agua.

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 de 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 corrección | – tapadera con la que abre o cierra el paso del agua |
| Proceso | – nivel del agua en el tanque |
| Dispositivo de medición | – flotador y palanca |

Lo anterior es un ejemplo de sistema de control de lazo cerrado que involucra sólo elementos mecánicos. ¿se puede colocar la palabra “elementos” com-

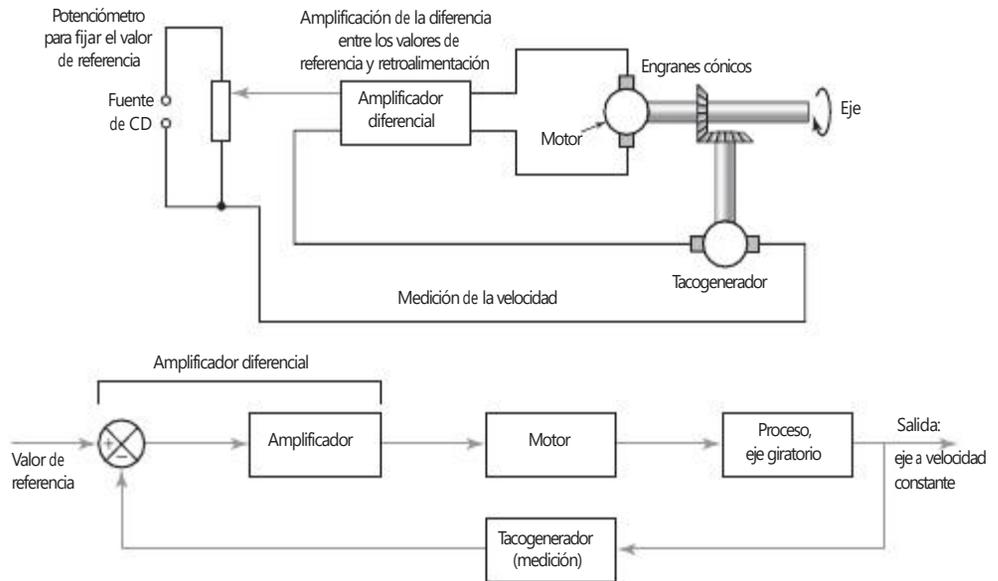


Figura 1.13 Control de la velocidad angular.

pleta? 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 1.13 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 retroalimentación, 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. 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:

Variable controlada	–	velocidad angular del eje
Valor de referencia	–	ajuste inicial de deslizamiento en el potenciómetro
Comparador	–	el amplificador diferencial
Señal de error	–	diferencia entre la salida desde el potenciómetro y desde el sistema tacogenerador
Controlador	–	el amplificador diferencial
Unidad de corrección	–	el motor
Proceso	–	engrane rotatorio
Dispositivo de medición	–	el tacogenerador

1.5.4 Sistemas de control análogos y digitales

En los **sistemas análogos** todas las señales son funciones continuas de tiempo y es el tamaño de la señal la que es una medida de la variable (Figura 1.14a). Los ejemplos presentados hasta el momento en este capítulo son de ese tipo. Los **sistemas digitales** pueden considerarse como una secuencia de señales de encendido/apagado, el valor de la variable que se representa por la secuencia de pulsos de encendido/apagado (Figura 1.14b).

Al utilizar una señal digital para que represente una señal análoga continua, la señal análoga se muestrea en instantes particulares de tiempo y los valores de la muestra se convierten efectivamente en un número digital, es decir en una secuencia particular de señales digitales. Por ejemplo, podríamos tener para una señal digital de tres dígitos la secuencia digital de:

ningún pulso, ningún pulso, un pulso que representa una señal análoga de 0V,
ningún pulso, ningún pulso, un pulso que representa 1V,
ningún pulso, pulso, ningún pulso que representa 2V,
ningún pulso, pulso, pulso que representa 3V,
pulso, ningún pulso, ningún pulso que representa 4V,
pulso, ningún pulso, pulso que representa 5V,
pulso, pulso, ningún pulso que representa 6V,
pulso, pulso, pulso que representa 7V.

Dado que la mayoría de las situaciones que se han de controlar son análogas por naturaleza y que son las entradas y las salidas de sistemas de control, por ejemplo una entrada de temperatura y la salida de un calentador, una característica necesaria de un sistema de control digital es que las entradas análogas reales se deben convertir a formas digitales y las salidas digitales deben volver a formas análogas reales. Esto implica el uso de convertidores análogos a digitales (ADC) para las entradas y convertidores digitales a análogos (DAC) para las salidas.

La Figura 1.15 a) muestra los elementos básicos del sistema de control digital de lazo cerrado; compárelo con el sistema análogo de lazo abierto en la Figura 1.10. El valor de referencia, o punto de establecimiento, debe ser una entrada a partir de un interruptor. Los elementos del convertidor análogo a digital (ADC) y del convertidor digital a análogo (DAC) están incluidos en el lazo a fin de que se pueda reemplazar el controlador digital con señales digitales

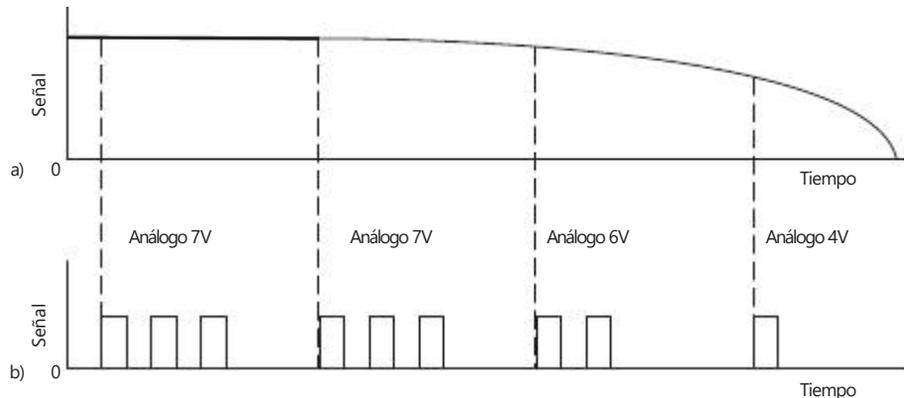


Figura 1.14 Señales: a) análoga y b) la versión digital de la señal análoga que muestra la corriente de señales muestreadas.

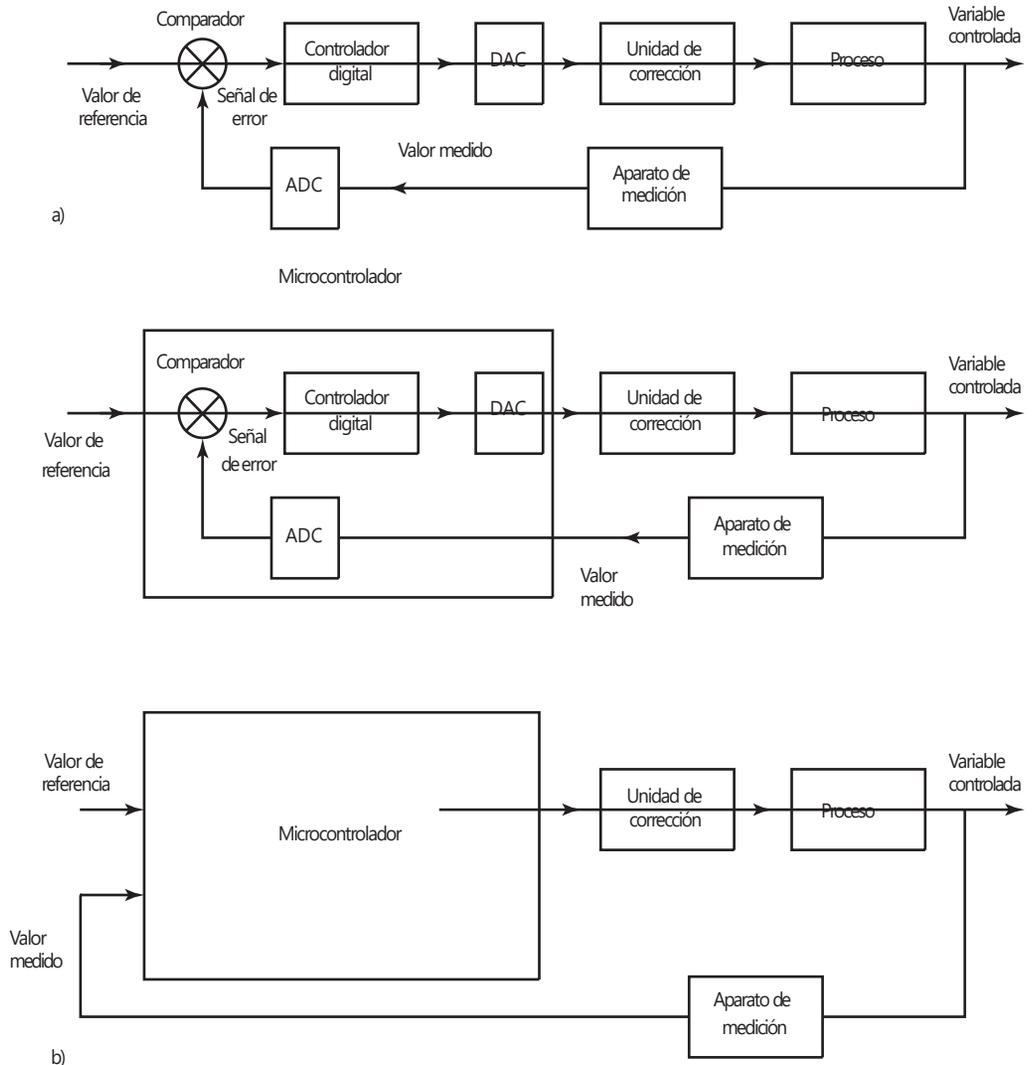


Figura 1.15 a) Elementos básicos de un sistema de control de lazo cerrado, y b) sistema de control de un microcontrolador.

desde sistemas de medición análogos, y su salida de señales digitales se puedan convertir a una forma análoga para operar las unidades de corrección. Pareciera que habría que agregar un grado de complejidad al sistema de control para tener esta conversión análoga a digital y la conversión digital a análoga, pero hay algunas ventajas importantes: las operaciones digitales se pueden controlar mediante un programa, es decir un conjunto de instrucciones establecidas; el almacenamiento de información es más fácil; la precisión puede ser mayor; los circuitos digitales se ven menos afectados por el ruido, e inclusive son más fáciles de diseñar.

El controlador digital podría ser una computadora que correría un programa, digamos una parte de un software, para implementar las acciones requeridas. El término algoritmo de control se emplea para describir la secuencia de pasos que se requieren para resolver la problemática del control. El algoritmo

de control que se utilizaría para un control digital se podría describir por los siguientes pasos:

- Leer el valor de referencia, es decir el valor deseado.
- Leer la salida de la planta real desde el ADC.
- Calcular la señal de error.
- Calcular la salida requerida del controlador.
- Enviar la salida del controlador al DAC.
- Esperar el siguiente intervalo de muestreo.

Sin embargo, muchas de las aplicaciones no necesitan el gasto de una computadora y un microchip bastaría. Por lo tanto, en las aplicaciones de mecatrónica se suele utilizar un microcontrolador para un control digital. Un microcontrolador es un microprocesador con elementos integrados agregados como una memoria y convertidores análogo a digital y digital a análogo, los cuales se pueden conectar directamente a la planta que se va a controlar de modo que el arreglo podría ser como se muestra en la Figura 1.15 b. Entonces, el algoritmo de control podría ser:

- Leer el valor de referencia, es decir el valor deseado.
- Leer la salida de la planta real desde su puerto de entrada del ADC.
- Calcular la señal de error.
- Calcular la salida requerida del controlador.
- Enviar la salida del controlador a su puerto de salida del DAC.
- Esperar el siguiente intervalo de muestreo.

Un ejemplo de un sistema de control digital puede ser un sistema de control automático para el control de la temperatura de la habitación que incluye un sensor de temperatura que da una señal análoga, la cual después de una señal de acondicionamiento apropiada para convertirla en señal digital, es colocada en la entrada del sistema de microprocesador donde se compara con el conjunto de valor y una señal de error generada. Entonces, un controlador digital la sigue para dar a esta salida una señal digital que, una vez emitida la señal apropiada de acondicionamiento para dar un equivalente análogo, se puede utilizar para controlar un calentador y por lo tanto la temperatura de la habitación. Tal sistema puede ser programado con facilidad para diferentes temperaturas en diferentes tiempos del día.

Para ilustrar más sobre el sistema de control digital, la Figura 1.16 muestra una forma de sistema de control digital para la velocidad que un motor puede alcanzar. Compare esto con el sistema análogo en la Figura 1.13.

El software que se utiliza con un controlador digital necesita ser capaz de:

- Leer datos desde su puerto de entrada.
- Llevar datos de transferencia internos y operaciones matemáticas.
- Enviar datos a sus puertos de salida.

Además, contendrá:

Estructuras para determinar en qué momentos se implementará el sistema.

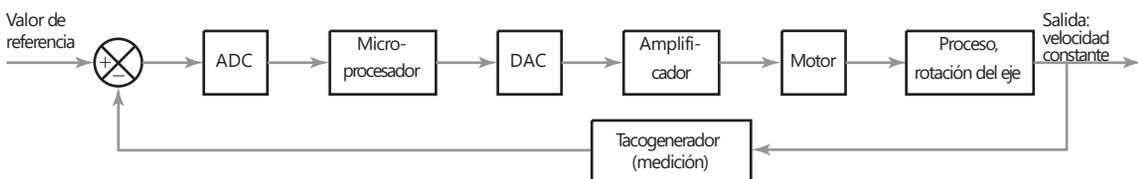


Figura 1.16 Control de velocidad angular.

De esta forma podríamos contar con que el programa sólo espera que ocurra el tiempo de muestreo de ADC y luego salte a la acción cuando se presente una entrada de una muestra. El término **poleo** se emplea en situaciones como éstas, cuando el programa verifica constantemente los puertos de entrada para cada evento de muestreo. De modo que debemos:

- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- No ejecutar si no hay señales.
- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- No ejecutar si no hay señales.
- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- Leer datos ante señal desde sus puertos de entrada.
- Llevar datos de transferencia internos y operaciones matemáticas.
- Enviar datos a sus puertos de salida.
- Comprobar los puertos de entrada para señales de entrada.
- No ejecutar si no hay señales.
- Y así sucesivamente.

Una alternativa de poleo es utilizar un **control de interrupción**. El programa no comprueba sus puertos de entrada pero recibe una señal cuando se presenta una entrada. Esta señal puede provenir de un reloj externo el cual proporciona una señal cada vez que el ADC toma una muestra.

- No hay señal de reloj externo.
- No actuar.
- Señal de reloj externo de que se ha dado una entrada.
- Leer datos desde sus puertos de entrada.
- Llevar datos de transferencia internos y operaciones matemáticas.
- Enviar datos a sus puertos de salida.
- Esperar la siguiente señal del reloj externo.

1.5.5 Controladores secuenciales

Existen diversas situaciones en las que el control se ejerce mediante elementos que se encienden o apagan a tiempos o valores preestablecidos 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 están ordenadas estrictamente de acuerdo con una secuencia definida en un tiempo o por una sucesión de 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 microprocesador y con una secuencia controlada por un programa de software.

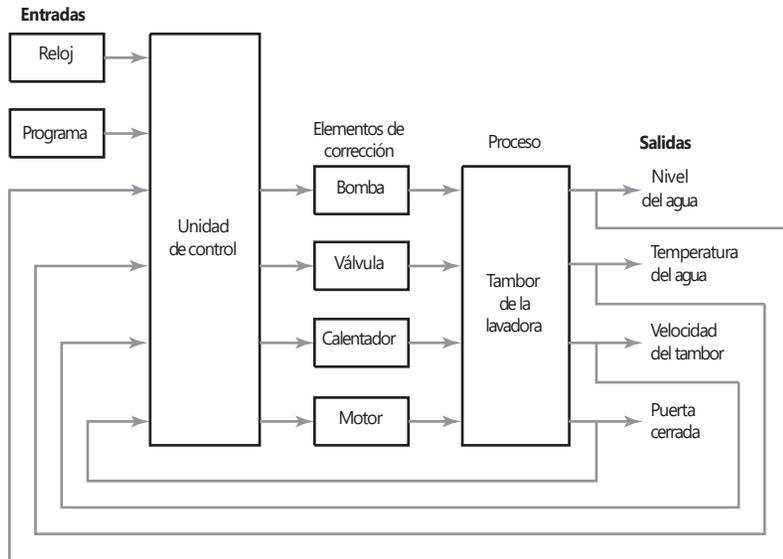
Como ejemplo de control secuencial considere las lavadoras de ropa. Éstas llevan a cabo diversas operaciones en la secuencia correcta. Entre ellas está un ciclo de prelavado, cuando las prendas que se encuentran dentro del tambor se prelavan con agua fría; a continuación se realiza el ciclo de lavado principal con agua caliente; sigue un ciclo de enjuague que emplea varias veces agua fría; por último 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 operaciones es llamada **programa**, es decir la secuencia de instrucciones en cada programa que es predefinida y "desarrollada" en el controlador usado.

En la Figura 1.17 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, un sistema que es fácilmente ajustable y que proporciona una gran variedad de programas.

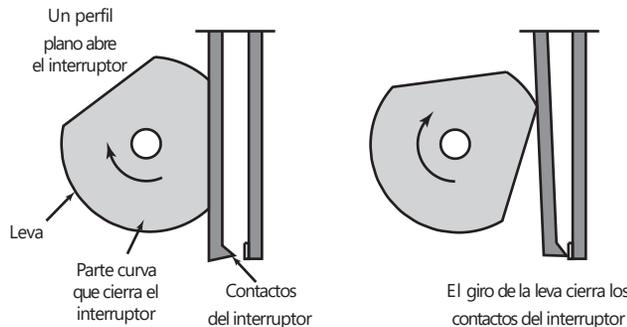
En la Figura 1.18 se muestra el principio básico de este tipo de interruptores. Al encender la lavadora comienza a girar lentamente el eje de un pequeño motor, con una rotación proporcional al tiempo. Dicha rotación hace girar las levas del controlador que a su vez presionan interruptores eléctricos 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

Figura 1.17 Sistema de lavadora.



Retroalimentación de las salidas del nivel del agua, temperatura del agua, velocidad del tambor y cierre de la puerta.

Figura 1.18 Interruptor operado por levas.



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. Al microprocesador que controla la lavadora se le puede considerar como ejemplo del enfoque mecatrónico en el que un sistema mecánico se ha integrado con controles electrónicos. Como consecuencia, un sistema mecánico voluminoso es reemplazado por un microprocesador mucho más compacto.

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.

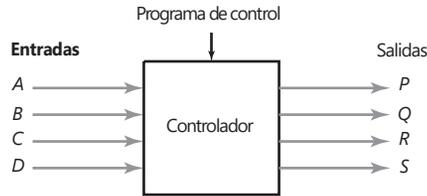
La parte final de la operación es cuando el microprocesador o una leva, activa el motor a una velocidad mayor que en el caso del enjuague, para exprimir las prendas.

1.6

Controlador lógico programable

En muchos sistemas sencillos tal vez exista un microcontrolador integrado, que sea un microprocesador con memoria todo integrado dentro de un chip, que ha sido específicamente programado para la tarea en cuestión. Una forma más adaptable es el **controlador lógico programable (PLC)**. Éste es un controlador basado en un microprocesador que utiliza memoria programable para almacenar instrucciones y para implementar funciones como secuencia, conteo de tiempo y aritmética lógicas para controlar eventos y que puedan reprogramarse con facilidad para distintas tareas. En la Figura 1.19 se muestra la acción del control de un controlador lógico programable, las salidas como señales desde, por ejemplo, interruptores cerrados y el programa que se

Figura 1.19 Controlador lógico programable.



usa para determinar cómo deberá responder el controlador a las entradas y entonces se deberá dar la salida.

Los controladores lógicos programables se utilizan ampliamente en la industria donde se requiere un control de encendido/apagado. Por ejemplo, se puede emplear en el control del proceso donde se llena un tanque de líquido y luego se calienta a una temperatura específica antes de ser vaciado. De esta manera, la secuencia de control puede ser:

- 1 Encender la bomba para verter el líquido en el tanque.
- 2 Apagar la bomba cuando un detector de nivel emita la señal de encendido, lo que indica que el líquido ha alcanzado el nivel requerido.
- 3 Encender el calentador.
- 4 Apagar el calentador cuando un sensor de temperatura envía la señal de encendido para indicar que se ha alcanzado la temperatura requerida.
- 5 Encender la bomba para vaciar el líquido del contenedor.
- 6 Apagar la bomba cuando un detector de nivel envíe una señal de encendido para indicar que el tanque está vacío.

Vea el Capítulo 14 para información más detallada de los controladores lógicos programables y ejemplos de su uso.

1.7

Ejemplos de sistemas mecatrónicos

La mecatrónica reúne la tecnología del sensor y los sistemas de medición, sistemas de microprocesador integrados, actuadores y diseños de ingeniería. Los siguientes son ejemplos de sistemas mecatrónicos e ilustran la manera en la que los sistemas basados en microprocesador han sido capaces no sólo de llevar a cabo tareas que antes se hacían "mecánicamente" sino que también pueden realizar tareas que antes no eran automatizadas con facilidad.

1.7.1 La cámara digital y el autoenfoque

Una cámara digital es probable que tenga un sistema de control de autoenfoque. Un sistema básico utilizado con cámaras menos caras es un sistema de lazo abierto (Figura 1.20a). Cuando el fotógrafo presiona el obturador, un transductor al frente de la cámara envía los pulsos de luz infrarroja (IR) hacia el sujeto a ser fotografiado. Los pulsos infrarrojos reflejan el sujeto y son reflejados de vuelta hacia la cámara donde el mismo transductor los recoge. Por cada metro que el sujeto está lejos de la cámara, el viaje de ida y vuelta es aproximadamente de 6 m. El tiempo de diferencia entre la salida y los pulsos de regreso es detectado y alimentado a un microprocesador. Éste tiene un conjunto de valores almacenados en su memoria y de esta manera da una salida que rota la lente de la cámara y la mueve a una posición donde el sujeto está enfocado. Este tipo de autofocus sólo se puede usar para distancias hasta de 10 m, puesto que los pulsos infrarrojos de regreso son demasiado débiles a distancias mayores. Por lo tanto, para distancias mayores el microprocesador da una salida que mueve la lente a un escenario.

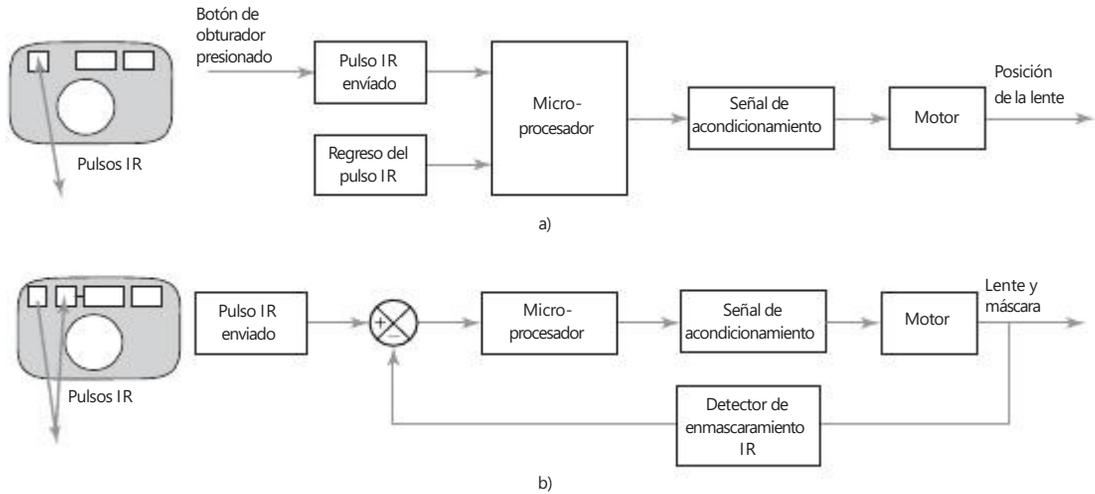


Figura 1.20 Enfoque automático.

Un sistema utilizado en cámaras más caras implica el sistema de triangulación (Figura 1.20b). Se envían pulsos de radiación infrarroja y los pulsos reflejados son detectados por un transductor distinto al responsable de la transmisión. Sin embargo, inicialmente este transductor tiene una máscara. El microprocesador entonces da una salida que provoca que la lente se mueva y al mismo tiempo la máscara se mueve a través del transductor. La máscara tiene una ranura que se mueve a través del frente del transductor. El movimiento de la lente y la ranura continúa hasta que los pulsos que regresan pueden pasar a través de la ranura y se impactan en el transductor. Entonces hay una salida desde el transductor que lleva al microprocesador a detener el movimiento de la lente, y así se obtiene la posición de enfoque.

1.7.2 Sistema de mando del 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 tiempos (Figura 1.21).

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.

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 1.22 se muestran los elementos básicos del sistema de control por microprocesador. Durante el

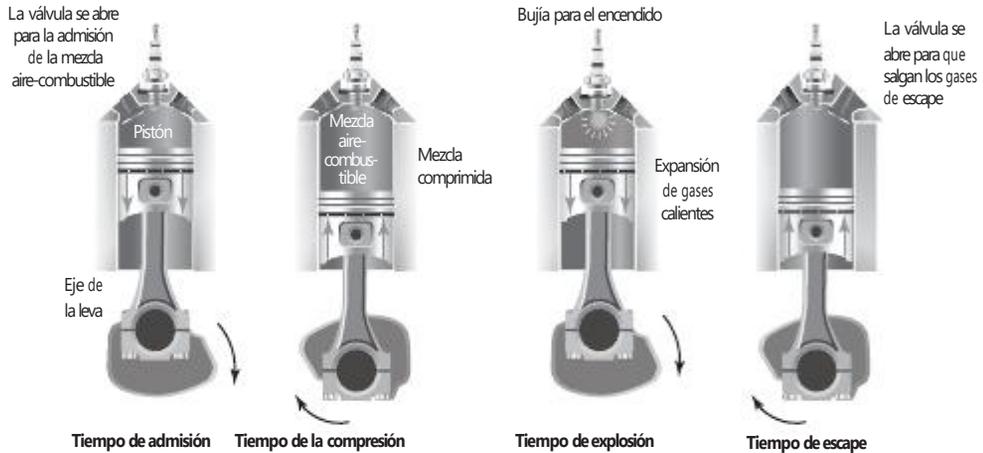


Figura 1.21 Secuencia del ciclo de cuatro tiempos.

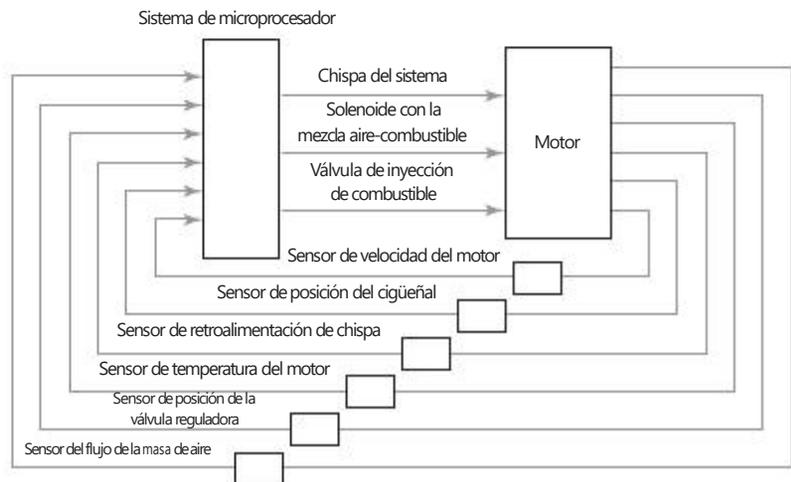


Figura 1.22 Elementos de un sistema de mando del motor.

tiempo de encendido, el eje del cigüeñal acciona un distribuidor que hace contactos eléctricos para cada bujía, por turno y en una rueda de temporización. Ésta genera pulsos que indican la posición del eje del cigüeñal. Después, el microprocesador ajusta el tiempo en el que los pulsos 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 con una válvula solenoide para que abra la válvula de admisión con base en las entradas recibidas de la temperatura del motor y la posición de la válvula reguladora. 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. Observe que la Figura 1.22 es un diagrama muy simplista del sistema de mando del motor. Vea el Capítulo 24 para un estudio más detallado.

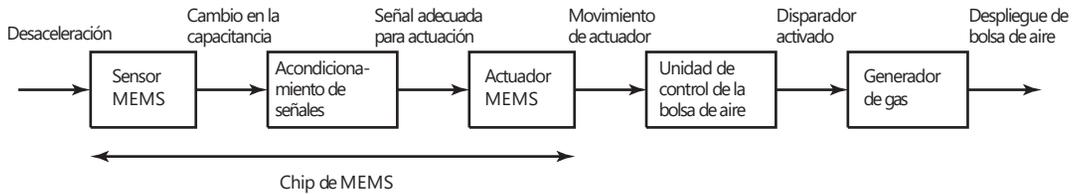


Figura 1.23 Sistema de control de una bolsa de aire.

1.7.3 Los MEMS y la bolsa de aire de un automóvil

Los **Sistemas microelectromecánicos (MEMS)** son aparatos mecánicos que se construyen de manera integrada en chips de semiconductores, y cuyo rango de tamaños va desde los 20 micrómetros hasta un milímetro y sus componentes miden de 0.001 a 0.1 milímetros. Los MEMS pueden sentir, controlar y activar procesos mecánicos en la escala micro. Hay un mayor uso cada día de este tipo de chips, y un ejemplo es lo siguiente.

Las bolsas de aire en los automóviles están diseñadas para inflarse en caso de choque de modo que amortigüe los efectos del impacto en el ocupante del vehículo. El sensor de la bolsa de aire es un acelerómetro de MEMS con un elemento micromecánico integrado, el cual se mueve en respuesta a una desaceleración rápida. La Figura 2.9 muestra en detalle el dispositivo ADXL-50 de amplio uso. La rápida desaceleración provoca un cambio en la capacitancia en el acelerómetro del MEMS, el cual detectan los componentes electrónicos en el chip del MEMS y se activa la unidad de control para encender la bolsa de aire. Entonces, la unidad de control dispara la ignición de un gas generador de propelentes para que se infle rápidamente una bolsa hecha de nylon (Figura 1.23). En cuanto el cuerpo del ocupante choca y se comprime con la bolsa inflada, el gas escapa de manera controlada a través de pequeños orificios y amortigua el impacto. El tiempo que se consume desde el momento de la colisión, más todo el proceso de despliegue e inflado de la bolsa de aire, es de alrededor de 60 a 80 milisegundos.

Resumen

La **mecatrónica** es un desarrollo coordinado y, al mismo tiempo, es la integración de la ingeniería mecánica a la electrónica y al control inteligente por computadora para el diseño y manufactura de productos y procesos. La mecatrónica implica la reunión de una cantidad de tecnologías: ingeniería mecánica, ingeniería electrónica, tecnología cibernética e ingeniería de control. La mecatrónica ofrece una oportunidad para tener una nueva perspectiva de los problemas, con ingenieros que no sólo consideran un problema en términos de principios mecánicos, sino en términos de un rango de tecnologías. La electrónica y demás tecnologías no deben considerarse como partes agregadas al hardware mecánico. Se necesita adoptar un enfoque mecatrónico desde la fase de diseño.

Los **microprocesadores** por lo general implican un sistema mecatrónico y éstos están **integrados**. Un sistema integrado es el que está diseñado para controlar una gama de funciones y no está diseñado para ser programado de la misma manera que una computadora por el usuario final. De esta manera, con un sistema integrado, el usuario no puede cambiar lo que hace el sistema al añadir o reemplazar el software.

Se puede considerar un **sistema** como una caja o diagrama de bloques que cuenta con una entrada y una salida, en donde lo importante no es lo que sucede adentro de la caja sino sólo la relación entre la salida y la entrada.

Para predecir la forma en la que los sistemas se comportan cuando tienen entradas, es necesario elaborar **modelos** que relacionen la salida con la entrada de manera que se pueda trabajar; asimismo, predecir también cómo variará el tiempo en una entrada dada.

A los **sistemas de medición**, por lo general, se les puede considerar para crear los tres elementos básicos: sensor, acondicionador de señal y visualizador.

Existen dos formas básicas de **sistema de control: sistema de lazo abierto y sistema de lazo cerrado**. Con el sistema de lazo cerrado hay retroalimentación, es un sistema que cuenta con un elemento de comparación, un elemento de control, un elemento de corrección, un elemento de proceso y la retroalimentación que incluye un elemento de medición.

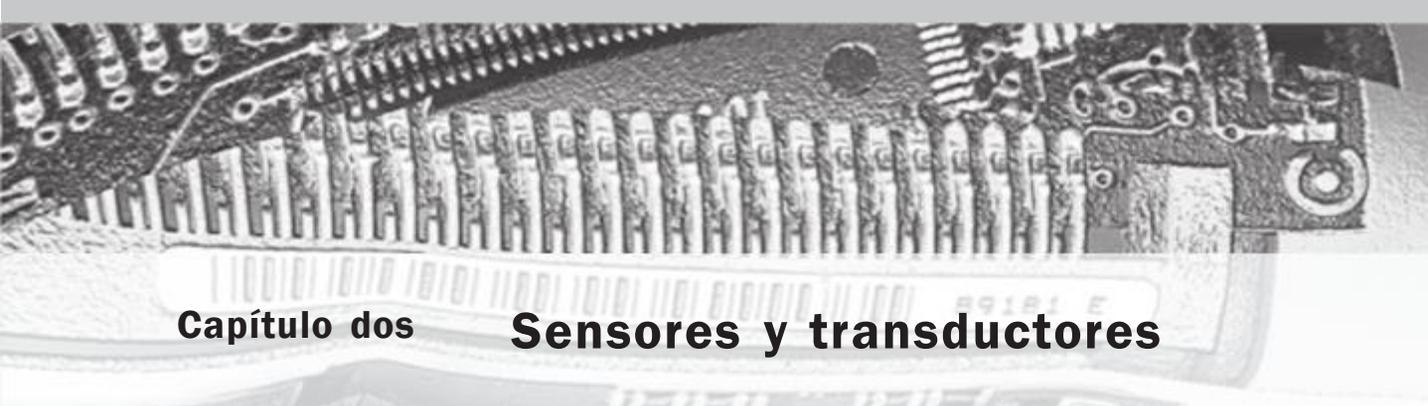
Problemas

- 1.1 Identifique el sensor, el acondicionador de señal y el visualizador en los sistemas de medición de: a) un termómetro de mercurio, b) un manómetro Bourdon.
- 1.2 Explique cuál es la diferencia entre un control de lazo abierto y uno de lazo cerrado.
- 1.3 Identifique los elementos que podrían estar presentes en un sistema de control de un calentador eléctrico controlado por un termostato.
- 1.4 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 retroalimentación 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.
- 1.5 Explique la función de un controlador lógico programable.
- 1.6 Explique qué se entiende por control secuencial y ejemplifique su respuesta.
- 1.7 Indique los pasos que deben integrar el control secuencial de una lavavajillas.
- 1.8 Compare el diseño tradicional de un reloj con el diseño mecatrónico del mismo producto que incluye un microprocesador.
- 1.9 Compare el sistema de control del sistema de calefacción central doméstica cuando se utiliza un termostato bimetálico y cuando se utiliza un microprocesador.

Parte II

Sensores y acondicionamiento de señales





Capítulo dos Sensores y transductores

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Describir el desempeño de los sensores que se utilizan con frecuencia mediante el uso de términos como rango, extensión, error, exactitud, sensibilidad, histéresis y error por no linealidad, repetibilidad, estabilidad, banda muerta, resolución, impedancia de salida, tiempo de respuesta, tiempo constante, tiempo de levantamiento y tiempo de asentamiento.
- Evaluar los sensores utilizados en la medición de desplazamiento, posición y proximidad, velocidad y movimiento, fuerza, presión de fluido, flujo de líquido, nivel del líquido, temperatura e intensidad luminosa.
- Explicar el problema de rebote cuando los interruptores mecánicos se utilizan para introducir datos y cómo se puede superar el problema.

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. Un sensor/transductor es **análogo** si ofrece una salida que sea análoga y de esta manera cambia de forma continua, y por lo general tiene una salida cuyo tamaño es proporcional al tamaño de la variable que se está midiendo. El término **digital** se emplea cuando los sistemas ofrecen salidas que son digitales por naturaleza, por ejemplo una secuencia de señales encendido/apagado principalmente, que arroja un número cuyo valor se relaciona con el tamaño de la variable que se está midiendo.

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.

2.1.1 Sensores inteligentes

Algunos sensores vienen combinados con su acondicionamiento de señal, todo en el mismo paquete. Sin embargo, tal sensor aún requiere más procesamiento

de datos. No obstante, es posible tener el sensor y el acondicionamiento de señal combinados con un microprocesador en el mismo paquete. A dicho arreglo se le conoce como **sensor inteligente**. Un sensor inteligente puede tener funciones como la capacidad de compensar errores al azar, para adaptarse a los cambios en el medio ambiente, dar un cálculo automático de exactitud de medición, ajustarse para no linealidades con el fin de ofrecer un salida lineal, autocalibrar y diagnosticar fallas.

Dichos sensores tienen su propio estándar, IEEE 1451, de manera que los sensores inteligentes, dependiendo de estos estándares, pueden utilizarse en una forma "plug-and-play", manteniendo y comunicando los datos de manera estándar. La información se almacena en la forma de un TEDS (transductor de hoja de datos electrónicos), por lo general en EEPROM, que identifica cada aparato y ofrece datos de calibración.

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 de 26° C, entonces el error sería -1° C. El sensor puede producir un cambio en la resistencia de 10.2 \AA , cuando el cambio verdadero debió ser de 10.5 \AA . El error es de -0.3 \AA .

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°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° C, entonces puede esperarse que la lectura dada esté entre +10 y -10°C de la lectura real.

4 *Sensibilidad*

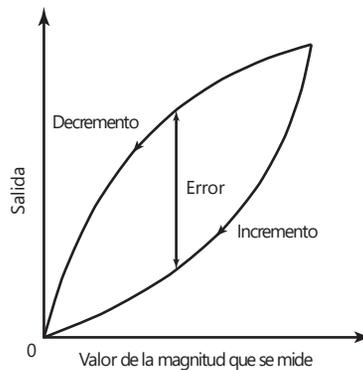
La sensibilidad es la relación que indica cuánta salida se obtiene por unidad de entrada, es decir salida/entrada. Por ejemplo, un termómetro de resistencia puede tener una sensibilidad de 0.5 $\text{\AA}/^\circ \text{C}$. Es frecuente que este término también se utilice para indicar la sensibilidad 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 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

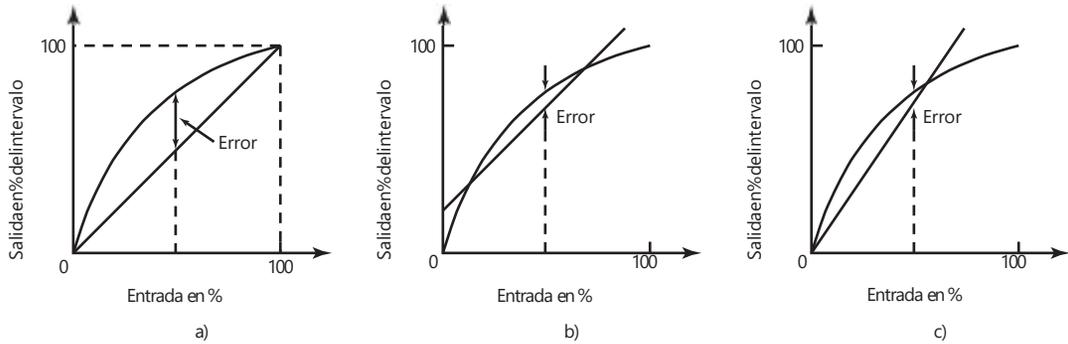


Figura 2.2 Error por no linealidad utilizando: a) valores externos del intervalo, b) la mejor línea recta que incluya todos los valores, c) la mejor línea recta que pase por el punto cero.

obtener la misma salida después de aplicar el valor de entrada se expresa como un porcentaje del intervalo total de salida:

$$\text{repetibilidad} = \frac{\text{val. máx.} - \text{val. mín.}}{\text{intervalo total}} \cdot 100$$

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 resolución de un potenciómetro con devanado de alambre podría ser 0.5° , 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 6.1.1 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 c.d. o c.a. rms

Salida a intervalo total: 40 mV

No linealidad e histéresis: $\pm 0.5\%$ de la salida a intervalo total

Intervalo de temperatura: -54°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 c.d. o c.a. 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 ± 5 kPa en el intervalo inferior y de $\pm 0.5\%$ de 70 000, es decir ± 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°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.

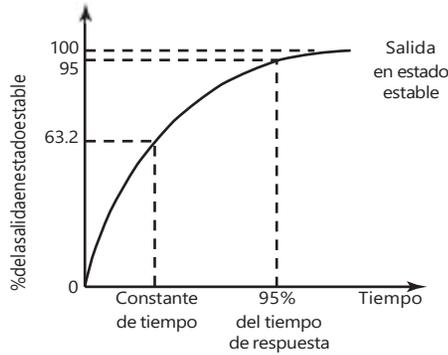
2.2.1 Características estáticas y dinámicas

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** aluden 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 transductor 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 (en el Capítulo 19 se da 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 se pone en un líquido caliente transcurrirá un lapso considerable, quizá 100 s o más, antes de que el termómetro indique 95% de la temperatura real del líquido.

Figura 2.3 Respuesta a una entrada tipo escalón.



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 19.3.4 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

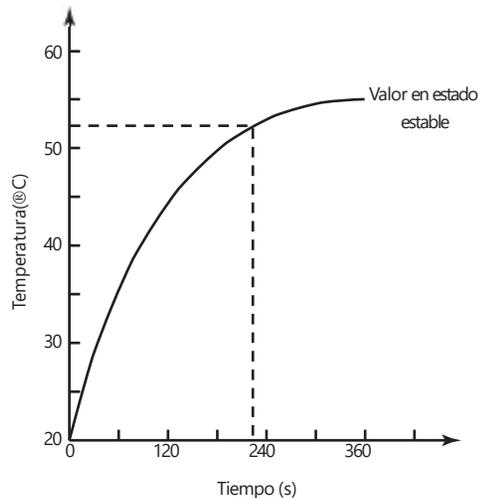
Es el tiempo que requiere la salida para llegar a un porcentaje especificado de la salida en estado estable. Es común que el tiempo de levantamiento se refiera al tiempo que tarda la salida en subir de 10 a 90 o 95% del valor en estado estable.

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 la Figura 2.4, la cual indica cómo cambiaron con el tiempo las lecturas de un instrumento, obtenidas en un termómetro hundido en un líquido en el tiempo $t = 0$. El valor de estado fijo es de 55° C y por lo tanto, ya que 95% de 55 es 52.25° C, el 95% del tiempo de respuesta es de aproximadamente 228 s.

Figura 2.4 Termómetro en un líquido.



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.

2.3 Desplazamiento, posición y proximidad

Los sensores de **desplazamiento** miden la distancia en la 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.

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, resistencia, 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

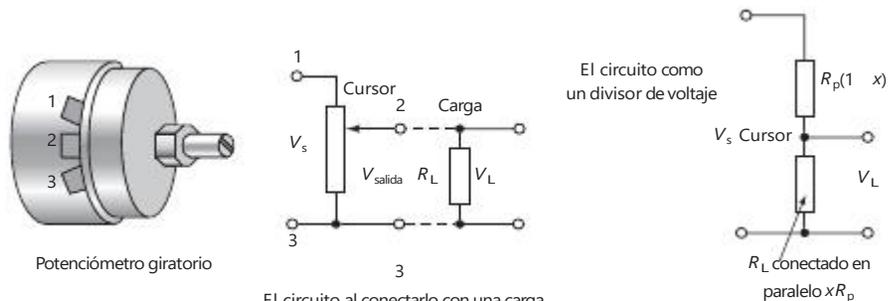


Figura 2.5 Potenciómetro giratorio.

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 y 200 k Ω . 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 y 80 k Ω . 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 del potenciómetro R_p . Esta resistencia combinada vale $R_L \times R_p / (R_L + xR_p)$. La resistencia total a través de la fuente de voltaje es igual a:

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

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:

$$\frac{V_L}{V_s} = \frac{R_p(1-x) + \frac{R_L \times R_p}{R_L + xR_p}}{R_p(1-x) + \frac{R_L \times R_p}{R_L + xR_p} + xR_p}$$

$$V = \frac{x}{(R_p/R_L)x(1-x) + 1}$$

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

$$\text{error} = xV_s - V_L = xV_s \frac{xV_s}{(R_p/R_L)x(1-x) + 1}$$

$$= V_s \frac{R_p}{R_L} (x^2 - x^3)$$

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

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

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

Los potenciómetros se utilizan como sensores con los sistemas electrónicos en automóviles, en partes como la posición del pedal para acelerar la posición de sensor.

2.3.2 Elemento con galga extensométrica

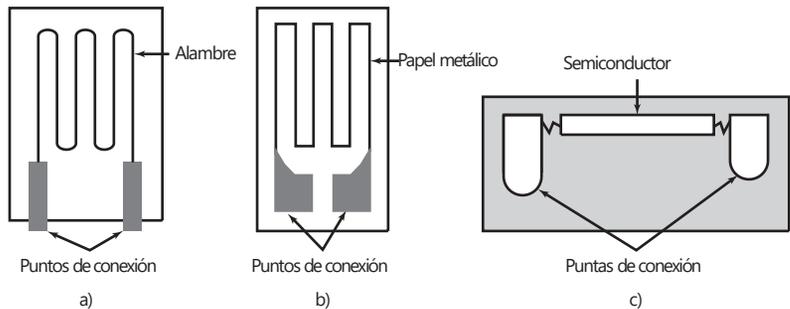
La galga extensométrica o extensómetro de resistencia eléctrica (Figura 2.6) es un alambre metálico, una cinta de papel metálico o una tira de material semiconductor en forma de oblea que se adhiere a la superficie como si fuese un timbre postal. Cuando se somete a un esfuerzo, la resistencia R cambia,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

$$\frac{\Delta R}{R} = Ge$$

donde G , la constante de proporcionalidad, se conoce como factor de calibración.

Figura 2.6

Galgas extensométricas o extensómetros: a) de alambre metálico, b) de hoja de papel metálico, c) semiconductor.



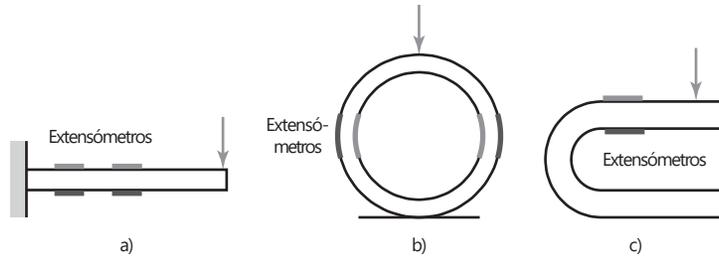
Dado que el esfuerzo es la razón (cambio de longitud/longitud original), el cambio en la resistencia de un extensómetro es una medición de la variación en la longitud del elemento al que está unido dicho extensómetro. El factor de calibración de los extensómetros de alambre metálico o de cinta de papel metálico de los metales más usados es alrededor de 2.0 y las resistencias generalmente son del orden de casi 100 Ω . Los factores de calibración de los extensómetros de semiconductor de silicio tipo p y n son alrededor de +100 o más para silicio tipo p y -100 o más para silicio tipo n y resistencias del orden de 1000 a 5000 Ω . 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 Ω 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:

$$\text{cambio en la resistencia} = 2.0 * 0.001 * 100 = 0.2 \Omega$$

Un tipo de sensores de desplazamiento utiliza extensómetros unidos a elementos flexibles en forma de viga voladiza (Figura 2.7a), anillos (Figura 2.7b)

Figura 2.7 Elementos con extensómetro.



o forma de U (Figura 2.7c). 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 a 30 mm y su error por no linealidad es de alrededor de $\pm 1\%$ de su intervalo completo.

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 ϵ_r es la constante de permitividad relativa del material dieléctrico que está entre las placas, ϵ_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:

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

Por lo tanto, el cambio en la capacitancia ϕC expresada como fracción de la capacitancia inicial está dado por:

$$\frac{\phi C}{C} = - \frac{d}{1 + \frac{x}{d}}$$

Figura 2.8 Formas que puede adoptar el elemento sensor.

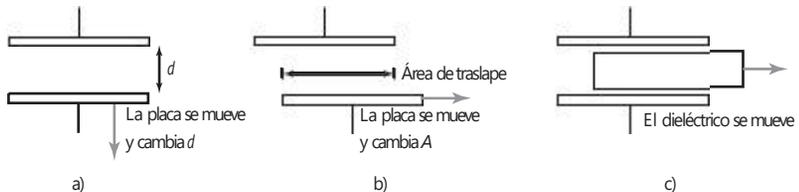
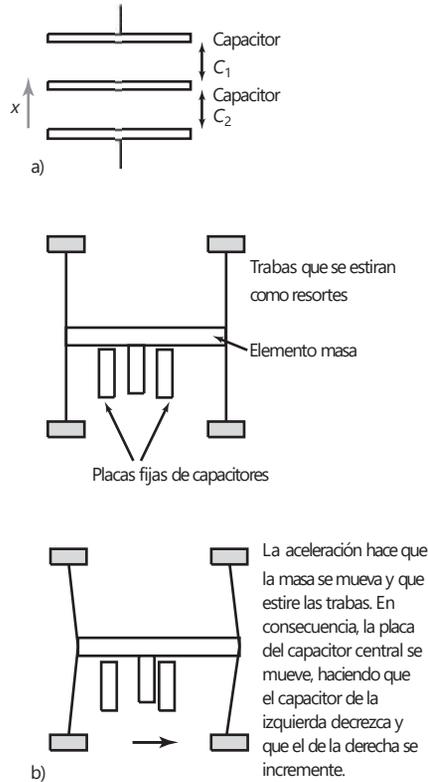


Figura 2.9 a) Sensor de desplazamiento asimétrico.
 b) Este tipo de sensor se usa como un elemento en el acelerómetro ADXL-50 del MEMS. Los dispositivos análogos ADXL-50 constan de un sistema de resorte de masa así como de un sistema para medir el desplazamiento y la circuitería adecuada del acondicionamiento de señales.



Así, la relación entre el cambio en la capacitancia ΔC y el desplazamiento x es no lineal; esta no linealidad se puede eliminar utilizando lo que se conoce como **sensor de desplazamiento asimétrico** (Figura 2.9a). La Figura 2.9b) muestra cómo se puede llevar esto a la práctica. 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:

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

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

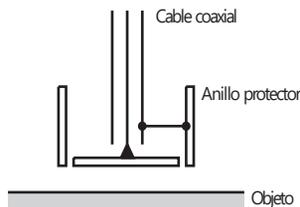


Figura 2.10 Sensor de proximidad capacitivo.

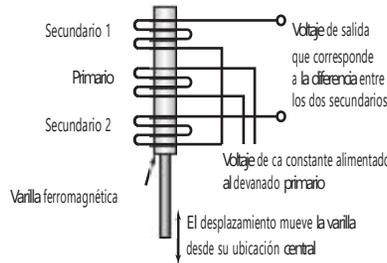
Si C_1 es uno de los brazos de un puente de ca y C_2 es el otro, el voltaje de equilibrio es proporcional a x . Este tipo de sensores en general se utiliza para monitorear desplazamientos desde unos cuantos hasta cientos de milímetros. La no linealidad y la histéresis son casi igual a $\pm 0.01\%$ del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

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.

Figura 2.11 LVDT.



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.

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 $i = I \text{ sen } \nu t$ aplicada al devanado primario, las fem inducidas en los devanados secundarios 1 y 2 se representan por la siguiente ecuación:

$$v_1 = k_1 \text{ sen}(\nu t - \mathbf{f}) \text{ y } v_2 = k_2 \text{ sen}(\nu t - \mathbf{f})$$

donde los valores de k_1 , k_2 y \mathbf{f} dependen del grado de acoplamiento entre los devanados primario y secundario de una determinada posición del núcleo. \mathbf{f} 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:

$$\text{voltaje de salida} = v_1 - v_2 = (k_1 - k_2) \text{ sen}(\nu t - \mathbf{f})$$

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:

$$\text{voltaje de salida} = (k_1 - k_2) \text{ sen}(\nu t - \mathbf{f})$$

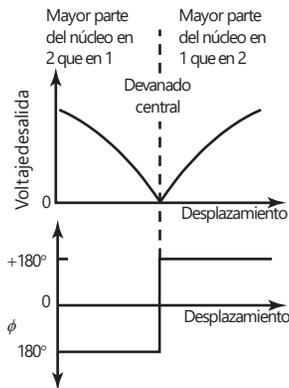


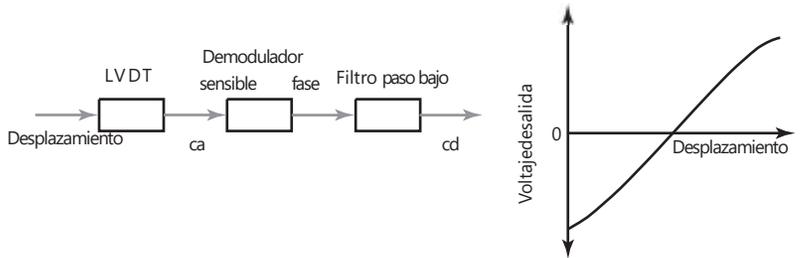
Figura 2.12 Salida del LVDT.

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° en la salida cuando el núcleo pasa de la parte mayor en 1 a la parte mayor en 2. Entonces:

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

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

Figura 2.13 Salida de c.d. del LVDT.



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° . Para ello se utiliza un demodulador sensible a la fase dotado de un filtro paso bajo, el cual convierte la salida a un voltaje de c.d., 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 cardioide 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 de alrededor de $\pm 0.5\%$ del intervalo.

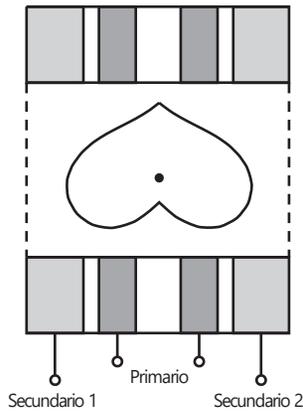


Figura 2.14 RVDT.

2.3.5 Sensores de proximidad por corrientes parásitas o de Foucault

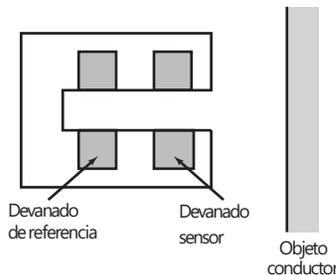


Figura 2.15 Sensor de corriente parásita.

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 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 predeterminado, 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

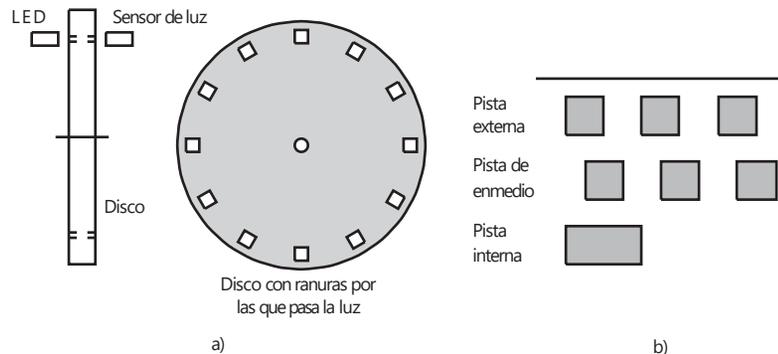
Está formado por un devanado enrollado en un núcleo. Al aproximar el extremo del devanado a un objeto metálico, cambia su inductancia. Este cambio puede monitorearse por el efecto que produce en un circuito resonante y sirve para activar un interruptor. Sólo se puede usar para detectar objetos metálicos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

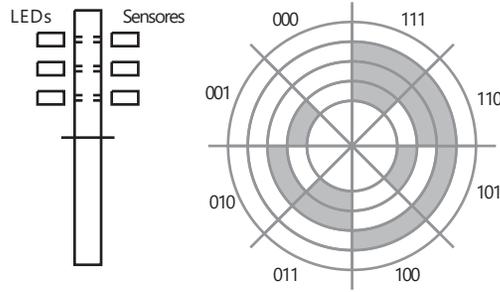
La Figura 2.16a) muestra la configuración básica de un codificador incremental para medir un desplazamiento angular. Un haz luminoso, al atravesar las ranuras de un disco, es detectado por un sensor de luz adecuado. Cuando el disco gira, el sensor produce una salida en forma de pulsos; la cantidad de 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° , la resolución correspondiente es de $360/60 = 6^\circ$.

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



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 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

Figura 2.17 Codificador absoluto de 3 bits.



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 $360/1024 = 0.35^\circ$.

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 (apéndice B). 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 interfaz para decodificar la salida del codificador que dan una salida binaria adecuada para un microprocesador. En un codificador absoluto con siete pistas en su disco codificador, cada pista da uno de los bits del número binario, por lo que existen 2^7 posiciones especificadas, por ejemplo 128. Con ocho pistas tenemos 2^8 , es decir 256.

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

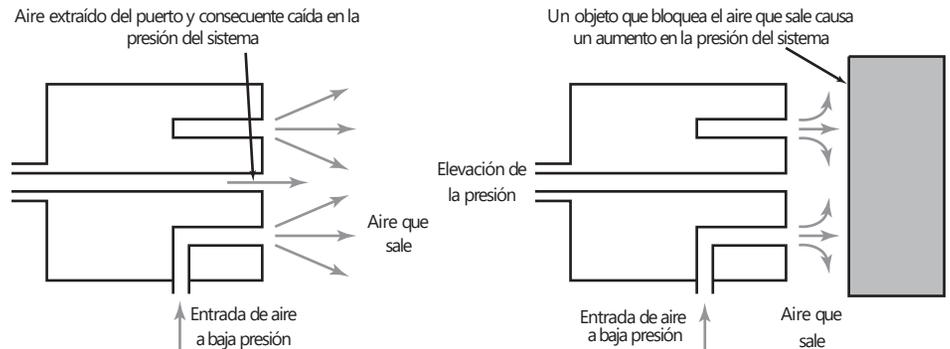


Figura 2.19 Sensor de proximidad neumático.

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.

Estos sensores se usan para medir desplazamientos de fracciones de milímetro, 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.

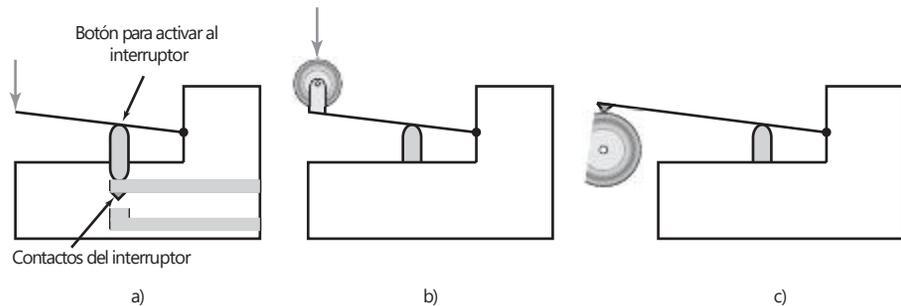


Figura 2.20 a) Activado por palanca, b) activado por rodillo, c) activado por leva.

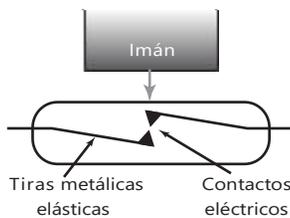
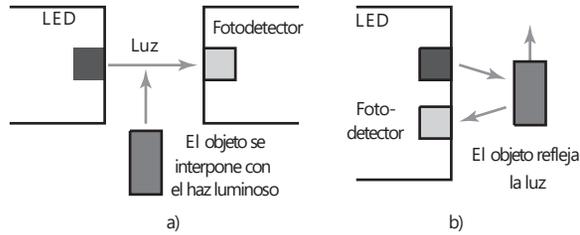


Figura 2.21 Interruptor de lengüeta.

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).

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.



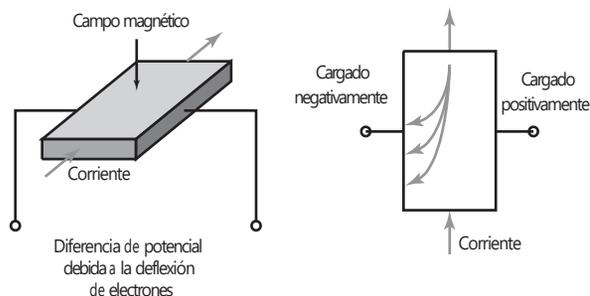
2.3.10 Sensores de efecto Hall

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:

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

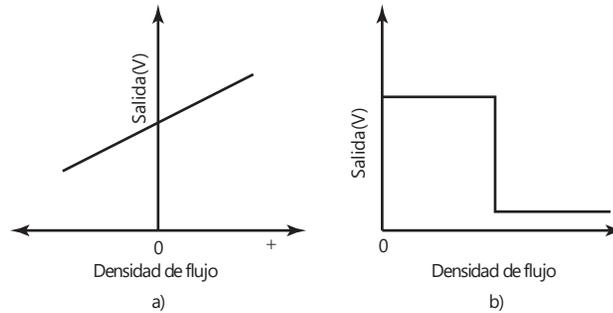
donde B es la densidad de flujo magnético en sentido perpendicular a la placa, I la corriente que circula por ella, t el espesor de la placa y K_H una constante conocida como **coeficiente de Hall**. Por lo tanto, cuando una fuente de corriente constante se utiliza en un sensor determinado, el voltaje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

Figura 2.23 Efecto Hall.



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

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



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.

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.

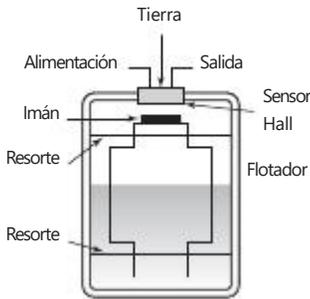


Figura 2.25 Detector de nivel de fluido.

Otra aplicación de los sensores de efecto Hall es en motores de c.d. 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.

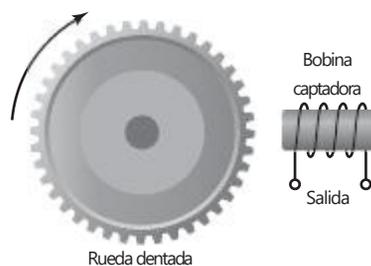
2.4.1 Codificador incremental

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.

Figura 2.26 Tacogenerador de reluctancia variable.



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

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_0 + \mathcal{E}_a \cos nvt$$

donde \mathcal{E}_0 es el valor medio del flujo y \mathcal{E}_a la amplitud de la variación del flujo. La fem inducida, e , en las N vueltas de la bobina captadora es $-N d\mathcal{E}/dt$, por lo tanto:

$$e = N\mathcal{E}_a n v \sin vt$$

y de esta manera podemos escribir

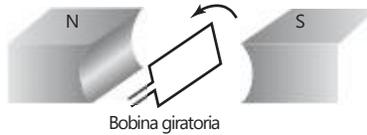
$$e = E_{\text{máx}} \sin vt$$

donde el valor máximo de la fem inducida $E_{\text{máx}}$ es $N\mathcal{E}_a n v$ y de esta manera es una medida de 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 c.a.**, 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 c.d. 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.

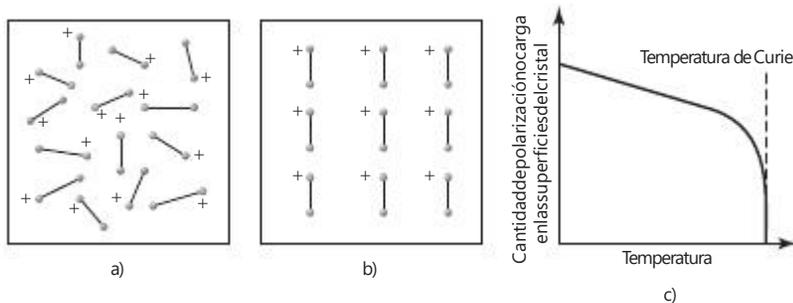
Figura 2.27 Tacogenerador en la modalidad de generador de ca.



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° 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 b). 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 2.28c).

Figura 2.28 a), b) Polarización de un material piroeléctrico, c) efecto de la temperatura en la cantidad de polarización.



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 2.29a). 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 2.29b). Esta carga circula a través del circuito de medición hasta que la carga del cristal vuelve a equilibrarse por la carga de los electrodos.

Figura 2.29 Sensor piroeléctrico.



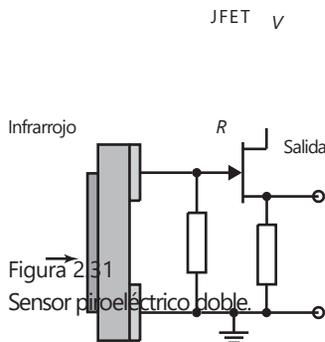
El sensor piroeléctrico se comporta como un generador de carga, que la genera cuando hay un cambio en su temperatura como resultado de la incidencia de radiación infrarroja. En la parte lineal de la gráfica de la Figura 2.28c), cuando la temperatura cambia, el cambio de la carga Δq es proporcional al de temperatura Δt :

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

donde k_p es la constante de sensibilidad del cristal. La Figura 2.30 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.



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 2.31). 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 $50 \text{ G}\Omega$ 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 $\text{k}\Omega$.



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

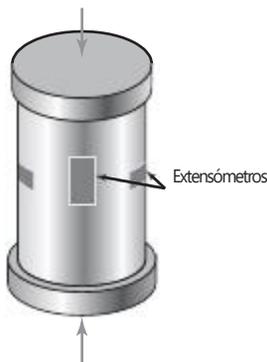


Figura 2.32 Indicador de presiones con extensómetros.

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 2.32 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 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

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 2.33) 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 2.34. 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. Tal arreglo se utiliza con los sistemas electrónicos en autos para monitorear la presión (conducto de admisión).

Figura 2.33 Diafragmas:
a) plano, b) corrugado.

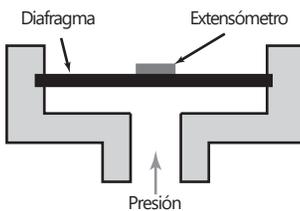
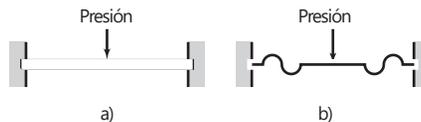


Figura 2.34 Extensómetro de diafragma.

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. 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, c.d., 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 Ω . 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 sensores de presión manométrica para medir la presión en motores y llantas.

Las cápsulas (Figura 2.35a) se pueden considerar como la combinación de dos diafragmas corrugados, que logran una sensibilidad aún mayor. Una pila de cápsulas forma un fuelle (Figura 2.35b) aún más sensible. La Figura 2.36 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 2.35 a) Cápsula,
b) fuelles.

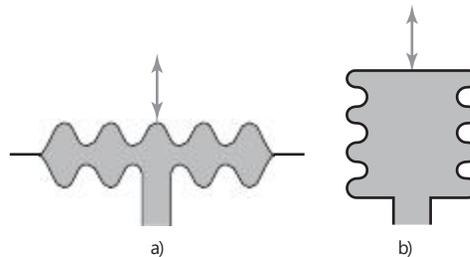
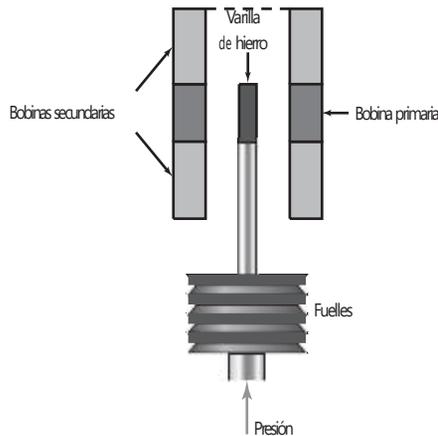
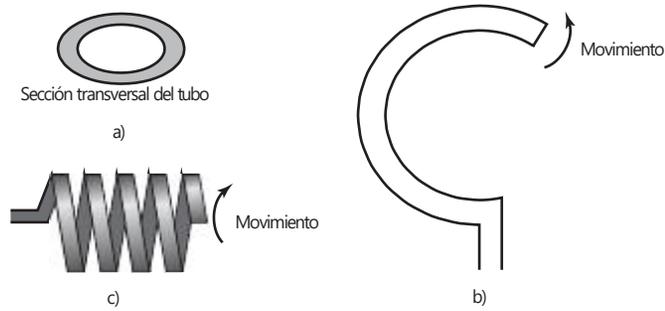


Figura 2.36 LVDT con
fuelles.



Una forma diferente de deformación se obtiene usando un tubo con sección transversal elíptica (Figura 2.37a). Al aumentar la presión en el tubo su sección transversal se vuelve más circular. Si este tubo tiene forma de C (Figura 2.37b), 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 2.37c) 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 2.37 Tubos sensores de presión.



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 2.38a). 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 :

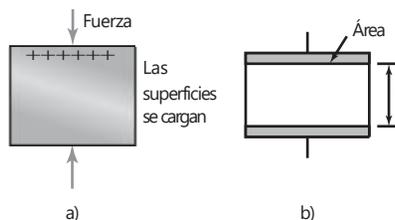
$$q = kx = SF$$

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 2.38b). La capacitancia C del material piezoeléctrico que está entre las placas es:

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

Figura 2.38
a) Piezoelectricidad,
b) capacitor piezoeléctrico.



donde ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del material, A el área y t el espesor de ésta. Dado que la carga $q = C_V$, 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:

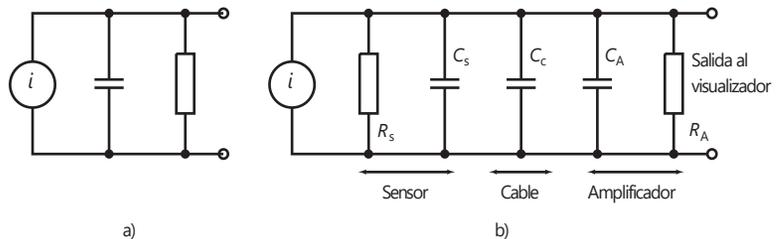
$$V = S_V t p$$

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.

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 2.39a). 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 2.39b) 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.

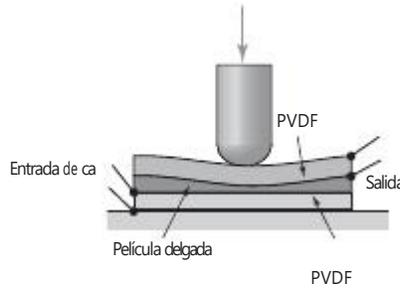
Figure 2.39 a) Circuito equivalente del sensor, b) sensor conectado a un amplificador de carga.



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 con una capa suave, la cual transmite las vibraciones (Figura 2.40). 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

Figura 2.40 Sensor táctil del PVDF.



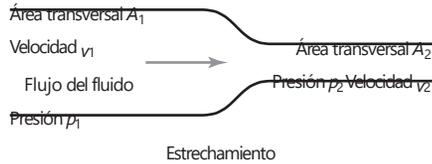
capa de PVDF de la parte superior. Debido al efecto piezoeléctrico, estas vibraciones producen un voltaje alterno a través de la película superior. Cuando se aplica presión a la película superior de PVDF se afectan sus vibraciones y se modifica el voltaje alterno de salida.

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 2.41). 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, ρ es la densidad del fluido; sustituyendo en la ecuación de Bernoulli se obtiene:

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

Figura 2.41 Flujo de un fluido a través de un estrechamiento.



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, se tiene 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:

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

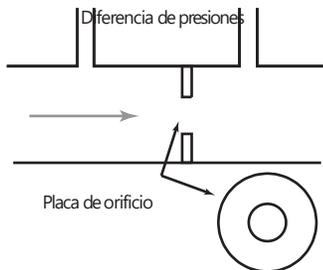


Figura 2.42 Placa de orificio.

Así, la cantidad de fluido que pasa por la tubería por segundo es proporcional a la (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 quizás el más común.

2.7.1 Placa de orificio

La placa de orificio (Figura 2.42) 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

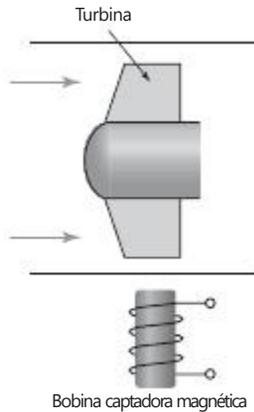


Figura 2.43 Medidor de flujo de turbina.

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 2.43) 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 ejemplo, indicadores de presión. El peso de un líquido es igual a $Ahr g$, donde A es el área transversal del recipiente, h la altura del líquido, r 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 $hr g$, y r es la densidad del líquido.

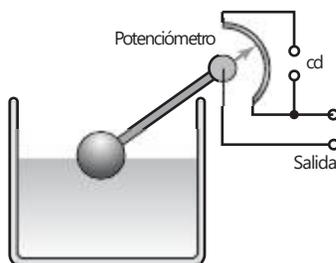


Figura 2.44 Sistema con flotador.

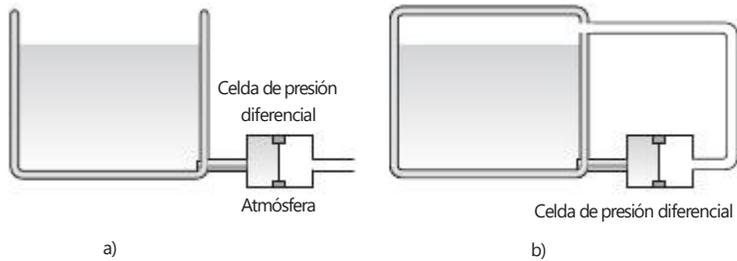
2.8.1 Flotadores

Un método directo de monitorear el nivel de líquido en un recipiente es a través del movimiento de un flotador. La Figura 2.44 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 2.45 muestra dos formas de medición de nivel basadas en la medición de una presión diferencial. En la Figura 2.45a), 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.

Figure 2.45 Empleo de un sensor de presión diferencial.



2.9

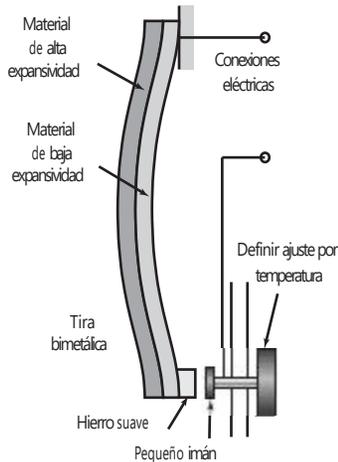
Temperatura

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 bimetálicas

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 2.46). 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 2.46 Termostato bimetalico.



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 2.47). Para este tipo de relación lineal:

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

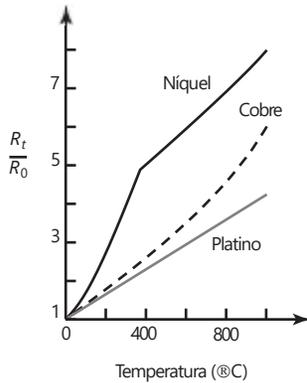


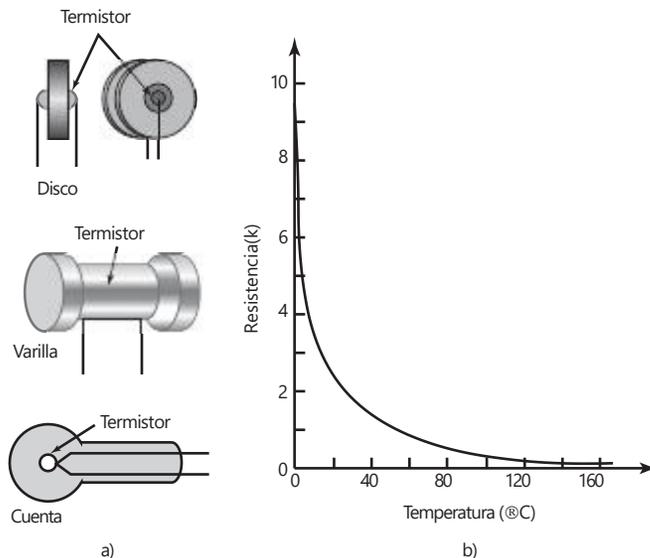
Figura 2.47 Variación de la resistencia en los metales en función de la temperatura.

Figura 2.48 a) Termistores, b) variación de la resistencia en los metales en función de la temperatura.

donde R_t es la resistencia a una temperatura de $t(^{\circ}\text{C})$, R_0 la resistencia a 0°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.

2.9.3 Termistores

Los termistores son pequeñas piezas de materiales hechos 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 2.48a).



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 2.48b). Dichos termistores tienen coeficientes de temperatura negativos (NTC), aunque también los hay con coeficientes de temperatura positivos (PTC). 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 β 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. Los termistores se utilizan con los sistemas para automóviles con el fin de monitorear variables como temperatura del aire y temperatura del aire frío.

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:

$$V = a \frac{kT}{e} \ln a \frac{I}{I_0} + 1b$$

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 transistores 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 2.49). Este sensor se puede usar en un intervalo de -40 a 110°C y produce una salida de 10 mV/°C.

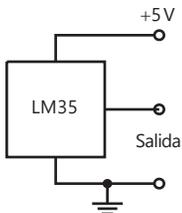


Figura 2.49 LM35.

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 2.50a).

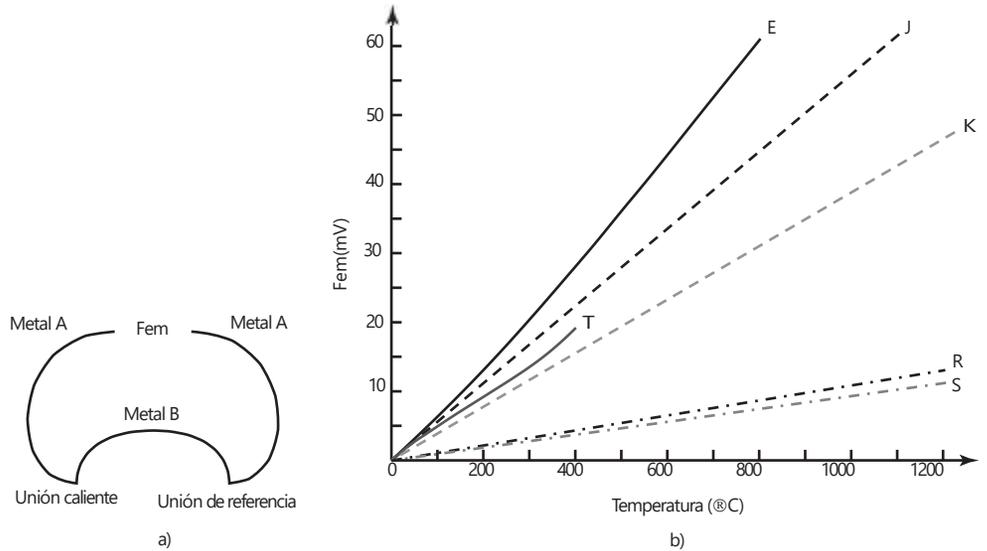


Figura 2.50 a) Un termopar, b) gráfica fem termoeléctrica-temperatura.

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°C , y entonces se cumple, hasta cierto punto,

$$E = at + bt^2$$

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 termopar constante de hierro se conoce como termopar tipo J. La Figura 2.50b) muestra cómo la fem varía con la temperatura en pares de metales de uso común.

Tabla 2.1 Termopares.

Ref.	Materiales	Intervalo en °C	$\mu\text{N}/^\circ\text{C}$
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/nisil	-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

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. A esto se le conoce como **ley de metales intermedios**.

Se puede utilizar un termopar con la unión de referencia sólo a una temperatura de 0° C. Sin embargo, las tablas estándar suponen una unión de 0° C y por lo tanto se tiene que realizar una corrección antes de hacer uso de las tablas. La corrección se aplica utilizando lo que se conoce como **ley de temperaturas intermedias**, así

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

La fem $E_{t,0}$ a la temperatura t cuando la unión fría está a 0° 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° C. Como ejemplo, considere un termopar tipo E que debe utilizarse para medir la temperatura con la unión fría a 20° C. ¿Cuál será el termoeléctrico fem a 200° C? Los siguientes datos provienen de tablas estándar:

Temp. (0° C)	0	20	200
Fem (mV)	0	1.192	13.419

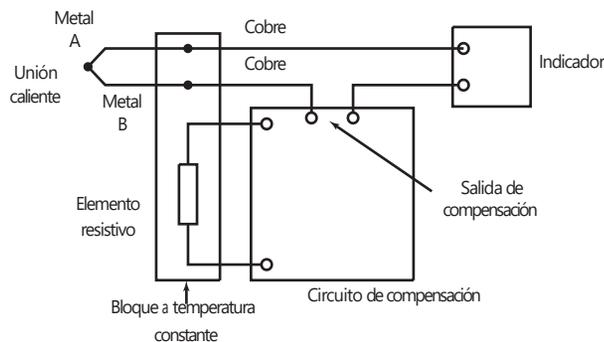
Cuando se utiliza la ley de temperaturas intermedias

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

Note que ésta no es la fem que dan las tablas para una temperatura de 180° C con una unión fría a 0° C, conocida como 11.949 mV.

Para mantener una unión de un termopar a 0° C, por ejemplo, lo tenemos inmerso en una mezcla de hielo y agua, que a menudo no es conveniente. Sin embargo, se puede utilizar un circuito de compensación para ofrecer una fem que varía con la temperatura de la unión fría de tal forma que cuando es añadida a la fem ésta genera una fem combinada que equivale a haberlo estado generando si la unión fría hubiera estado a 0° C (Figura 2.51). La fem compensada puede ser provista por el voltaje que proviene a través de un elemento termómetro de resistencia.

Figure 2.51 Compensación de unión fría.



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 ± 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.

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**.

2.10 Sensores de luz

Los **fotodiodos** son diodos de unión hechos con semiconductores (en la sección 9.3.1 se presenta una explicación de diodos), los cuales están conectados en un circuito con polarización inversa, por lo que su resistencia es muy elevada (Figura 2.52a). Cuando la luz no incide en la unión, la corriente inversa es casi insignificante y da como resultado una corriente de oscuridad. Cuando la luz va a dar a la unión, se producen pares extras de huecos de electrones y hay un aumento en la corriente inversa y la resistencia del diodo cae (Figura 2.52b). La corriente inversa es casi proporcional a la intensidad de la luz. Por ejemplo, la corriente en ausencia de luz con polarización inversa de 3 V puede ser de $25 \mu\text{A}$ y cuando está iluminada por $25\,000$ lúmenes/ m^2 , la corriente alcanza los $375 \mu\text{A}$. La resistencia del dispositivo sin luz es $3/(25 \times 10^{-6}) = 120 \text{ k}\Omega$ y con luz es $3/(375 \times 10^{-6}) = 8 \text{ k}\Omega$. Por lo tanto se puede utilizar un fotodiodo como un aparato de resistencia variable controlado por la luz incidente en él. Los fotodiodos responden muy rápido a la luz.

Figura 2.52 Fotodiodo.

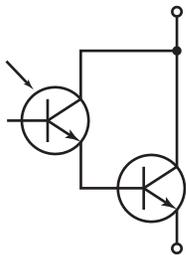
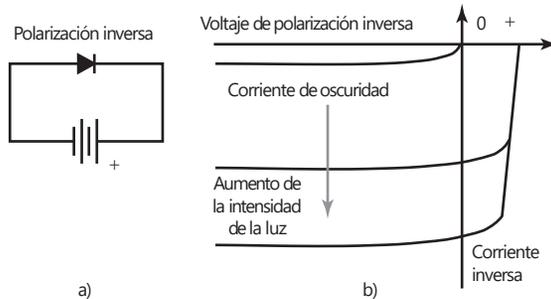


Figura 2.53 Fototransistor Darlington.

Los **fototransistores** (en la sección 9.3.3 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 2.53). 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 de menos de 515 nm ; el de selenido de cadmio se usa para longitudes de onda de menos de 700 nm .

A menudo se requiere un arreglo de sensores de luz en un pequeño espacio para determinar las variaciones de la intensidad de la luz a través del espacio. Un ejemplo de esto es la cámara digital para capturar la imagen que está siendo fotografiada y convertirla a digital. Para este propósito, con frecuencia se utiliza un **dispositivo acoplado por carga (CCD)**. Un CCD es un arreglo sensible a la luz de muchas pequeñas celdas sensibles a la luz conocidas como pixeles. Estas celdas básicamente son una capa p de silicio, separadas por una capa disipadora desde una capa de silicio tipo n. Cuando se expone a la luz, una celda se carga de manera eléctrica y dicho cambio luego se convierte en un número digital de 8 bits mediante un circuito electrónico. Al tomar una fotografía, el circuito electrónico de la cámara digital descarga las celdas sensibles a la luz, activa un obturador electromecánico para exponer las celdas a la imagen, luego lee el valor de carga de 8 bits para cada celda y de esta forma captura la imagen. Puesto que las celdas pn no tienen color y se necesitan fotografías a color, la luz pasa a través de una matriz de filtro de color antes de tocar las celdas. Esto permite que sólo la luz verde caiga en algunas celdas, la azul en otras y la roja en otras. Luego, si se toma en cuenta la salida desde las celdas vecinas se puede crear una imagen colorida.

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 en un recipiente 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 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 $1050 * 2 * p (1^2/4) * 9.8 = 16.2 \text{ kN}$ 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 $0.10 * 1050 * p (1^2/4) * 9.8 = 0.8 \text{ kN}$. 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.

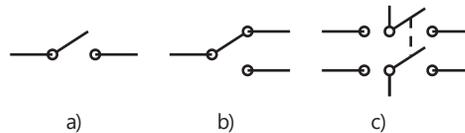
2.12

Ingreso de datos mediante interruptores

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. El término **interruptor limitado** se emplea cuando se abren o se cierran interruptores al colocar un objeto y emplearlo para indicar el límite de su desplazamiento antes de iniciarse la acción.

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 2.54a) muestra un interruptor de un polo-un tiro (SPST); un interruptor de un polo-dos tiros (SPDT) se muestra en la Figura 2.54b); y la Figura 2.54c) muestra un interruptor de dos polos-dos tiros (DPDT).

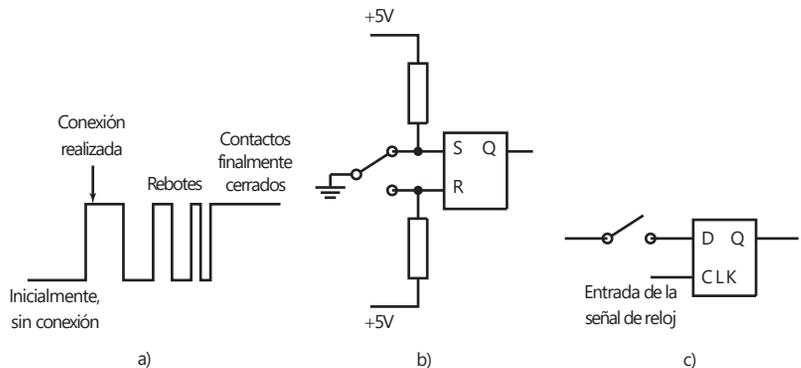
Figura 2.54 Interruptores:
a) SPST, b) SPDT, c) DPDT.



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 2.55a) 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.

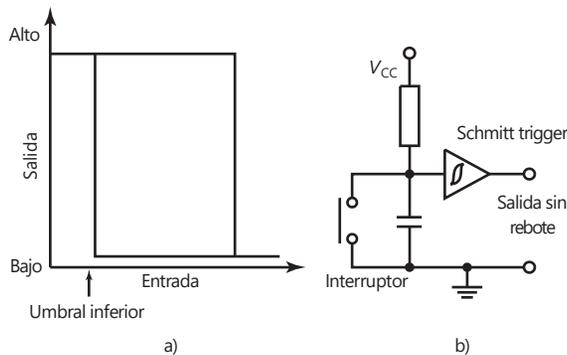
Figura 2.55 a) Rebote producido durante el cierre de un interruptor, b) eliminación del rebote de un flip-flop SR, c) eliminación del rebote de un flip-flop D.



Si se usa *software*, el microprocesador se programa para detectar si el interruptor está cerrado y esperar, por ejemplo, 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 estable). La Figura 2.55b) 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 5.4.1). 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 5.4.4). En la Figura 2.55c) 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, más o menos 20 ms, las señales de rebote serán ignoradas.

Un método alternativo para evitar el rebote con *hardware* es usar un **Schmitt trigger** (disparador Schmitt). Este dispositivo tiene la característica de "histéresis" mostrada en la Figura 2.56a). 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 2.56b) 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.

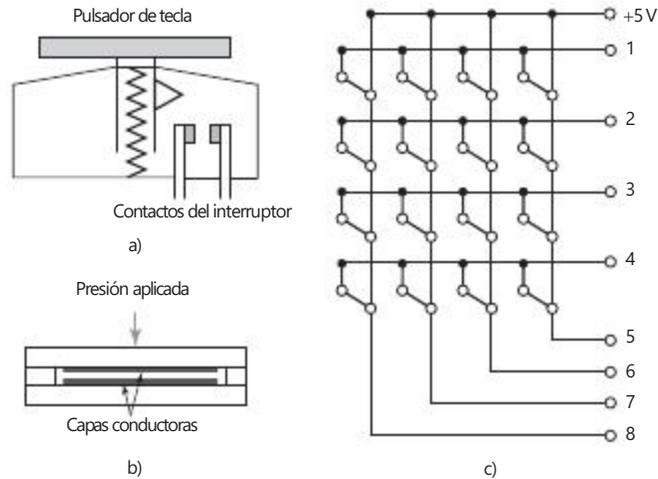
Figura 2.56 a) Características del Schmitt trigger; b) circuito para evitar el rebote en interruptores.



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

Figura 2.57 a) Tecla de contacto, b) tecla de membrana, c) teclado de 16 vías.



microondas. La Figura 2.57a) 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 2.57b) constan de dos películas 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 2.57c) se muestran las conexiones de un conjunto de teclas de 16 vías.

Resumen

Un **sensor** es un elemento que produce una señal relacionada con la cantidad que está siendo medida. Un **transductor** es un elemento que, cuando está sujeto a algún cambio físico, experimenta un cambio relacionado. Tales sensores son transductores. Sin embargo, un sistema de medición puede utilizar los transductores, además del sensor, en otras partes del sistema para convertir las señales de una forma a otra.

El **intervalo** de un transductor define los límites de variación de la entrada. La **extensión** es el valor máximo de la entrada menos el valor mínimo. El **error** es la diferencia entre el resultado de una medición y su valor verdadero. La **exactitud** es la amplitud en la que cabe la posibilidad de error en el valor medido. La **sensibilidad** indica qué capacidad de salida hay por unidad en la entrada. El **error por histéresis** es la diferencia entre los valores obtenidos cuando se alcanzan mediante un continuo aumento y decremento. **Error por no linealidad** es el error que se obtiene al asumir una relación lineal. **Repetibilidad/reproductibilidad** es una medida de la habilidad para dar la misma salida a aplicaciones repetidas de la misma entrada. La **estabilidad** es la habilidad para dar la misma salida a una

entrada constante. La **banda muerta** es el rango de los valores de entrada para los cuales no hay entrada. La **resolución** es el cambio más pequeño en la entrada que producirá un cambio observable en la salida. El **tiempo de respuesta** es el tiempo que transcurre después del paso de entrada antes de que la salida alcance un porcentaje específico, por ejemplo 95% de la entrada. La **constante de tiempo** es 63.2% del tiempo de respuesta. El **tiempo de levantamiento** es el tiempo tomado para la salida con el fin de subir a algún porcentaje especificado del estado fijo de la salida. El **tiempo de asentamiento** es el tiempo que le lleva a la salida establecerse dentro de algún porcentaje, por ejemplo 2% del valor del estado fijo.

Problemas

- 2.1 Explique qué significa la información proporcionada en las especificaciones de los siguientes transductores:
- Un acelerómetro piezoeléctrico.
No linealidad: $\pm 0.5\%$ a intervalo total.
 - Un transductor de desplazamiento lineal capacitivo.
No linealidad e histéresis: $\pm 0.01\%$ a intervalo total.
 - 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°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: $\pm 0.1\%$.
- 2.2 Se utiliza un termopar constante de cobre para medir temperaturas entre 0 y 200°C . La fem a 0°C es 0 mV , a 100°C es 4.277 mV y a 200°C es 9.286 mV . ¿Cuál sería el error por no linealidad a 100°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?
- 2.3 Un termopar extraído de un líquido a temperatura de 50°C y sumergido en un líquido que está a 100°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 |
- 2.4 ¿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?
- 2.5 ¿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 $50 \text{ }\Omega$ sometido a una deformación de 0.001?

- 2.6 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?
- 2.7 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 produce un desplazamiento lineal de 200 mm?
- 2.8 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 Ω , secundario 2000 Ω
 ¿Cuál será a) el error en una lectura de 40° 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?
- 2.9 ¿Cuáles son las ventajas y desventajas del potenciómetro tipo película de plástico al compararlo con el potenciómetro de bobina de alambre?
- 2.10 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?
- 2.11 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.
- 2.12 Para medir temperaturas entre 0 y 400°C se utiliza un termopar constante de hierro. ¿Cuál será el error por no linealidad expresado como porcentaje de la lectura a escala total a 100°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 $400^\circ\text{C} = 21.846\text{ mV}$
- 2.13 Un detector de temperatura por resistencia hecho de platino tiene una resistencia de 100.00 Ω a 0°C , 138.50 Ω a 100°C y 175.83 Ω a 200°C . ¿Cuál sería el error por no linealidad en $^\circ\text{C}$ a 100°C , si el detector muestra una relación lineal entre 0 y 200°C ?
- 2.14 ¿Un sensor de presión con extensómetro con las siguientes especificaciones sería adecuado para medir presiones del orden de 100 kPa con una exactitud de $\pm 5\text{ kPa}$ en un ambiente donde la temperatura permanece razonablemente constante en cerca de 20°C ?
 Intervalos: 2 a 70 MPa, 70 kPa a 1 MPa
 Excitación: 10 V c.d. o c.a. (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/°C
Sensibilidad de la desviación térmica: 0.030% de la salida del intervalo completo/°C

- 2.15 Un sensor de flotador para determinar el nivel del agua en un recipiente tiene un flotador cilíndrico de masa de 2.0 kg, un área transversal de 20 cm² 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 mínimas y máximas 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.
- 2.16 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.
- 2.17 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.
- 2.18 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.

Capítulo tres

Acondicionamiento de señales

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar los requerimientos para el acondicionamiento de señal.
- Explicar cómo se pueden utilizar los amplificadores operacionales.
- Explicar los requerimientos para protección y filtrado.
- Explicar los principios del puente de Wheatstone y, en particular, cómo se usa éste con extensómetros.
- Explicar el principio de la modulación de pulso.
- Explicar los problemas que se pueden presentar con ciclos e interferencia de tierra, y sugerir posibles soluciones a estos problemas.
- Establecer los requerimientos para la transferencia de potencia máxima entre componentes eléctricos.

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 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).

El Capítulo 4 continúa con el análisis del acondicionamiento de señal que incluye señales digitales.

3.1.1 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 (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 c.d. 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 (sección 3.5). Aquí también podría necesitarse una señal digital o analógica (vea la sección 4.3 sobre convertidores digital a analógico y convertidores analógico a 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 desde un convertidor analógico a uno 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 (sección 3.2).
- 4 Eliminación o reducción del *ruido*. Por ejemplo, para eliminar el ruido en una señal se utilizan filtros (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 (sección 3.2.6).

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

3.2

Amplificador operacional

A un amplificador se le puede considerar básicamente como un sistema que cuenta con una entrada y una salida (Figura 3.1), la **ganancia de voltaje** del amplificador es la razón de los voltajes de salida y entrada cuando cada uno se mide tomando en cuenta la tierra. La **impedancia de entrada** de un amplificador se define como el voltaje de entrada dividido entre la corriente de entrada. La **impedancia de salida** es el voltaje de salida dividido entre la corriente de salida.

La base de muchos módulos de acondicionamiento de señal es el **amplificador operacional**. El amplificador operacional es un amplificador c.d. de alta ganancia, por lo general la ganancia es del orden de 100 000 o más, que es proporcionado como un circuito integrado en un chip de silicio. Éste cuenta con dos entradas, conocidas como la entrada inversora (-) y la entrada no inversora (+). La salida depende de las conexiones hechas de dichas entradas. Existen otras entradas para el amplificador operacional como un suministro de voltaje negativo, un suministro de voltaje positivo y dos entradas conocidas como voltaje de compensación nulo para permitir correcciones hechas para el comportamiento no ideal del amplificador (sección 3.2.8). La Figura 3.2 muestra las conexiones de las terminales para un amplificador operacional tipo 741.

Un modelo ideal para un amplificador operacional es un amplificador con una ganancia infinita, una impedancia de salida infinita y una impedancia de salida cero, por ejemplo el voltaje de salida es independiente de la carga.

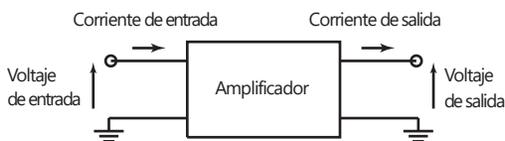


Figura 3.1 Amplificador.

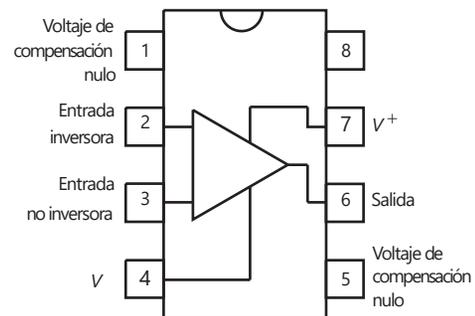
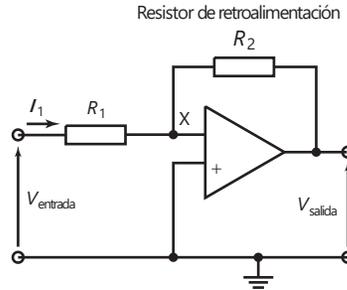


Figura 3.2 Conexiones de las terminales de un amplificador operacional 741.

Figura 3.3 Amplificador inversor.



Lo siguiente indica los tipos de circuitos que se pueden usar con amplificadores operacionales cuando se usan con acondicionadores de señales.

3.2.1 Amplificador inversor

La Figura 3.3 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 retroalimentación 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 ± 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 $(V_{\text{entrada}} - V_X)$. Por lo tanto, un amplificador operacional ideal con ganancia infinita, y por ello $V_X = 0$, el voltaje de entrada V_{entrada} puede considerarse a través de R_1 . Entonces:

$$V_{\text{entrada}} = I_1 R_1$$

La impedancia entre las terminales de entrada del amplificador operacional es muy alta: para el 741 es de unos 2 M Ω . 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 por R_1 debe ser la misma que fluye por R_2 . La diferencia de potencial en R_2 es $(V_X - V_{\text{salida}})$, entonces, dado que V_X es cero en un amplificador operacional ideal, la diferencia de potencial en R_2 es $-V_{\text{salida}}$. Por lo tanto:

$$-V_{\text{salida}} = I_1 R_2$$

Al dividir estas dos ecuaciones:

$$\text{ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

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° 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 M Ω y una resistencia de retroalimentación de 10 M Ω . ¿Cuál es la ganancia en voltaje del circuito?

$$\text{ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10}{1} = -10$$

Como un ejemplo del uso del circuito amplificador inversor, se utilizan ampliamente sensores de fotodiodos (sección 2.10) y proporcionan corrientes pequeñas al exponerse a la luz. El circuito amplificador inversor se puede usar con un sensor de este tipo para que proporcione una corriente al convertidor de voltaje, el fotodiodo se ha de polarizar inverso conectado en lugar del resistor R_1 , para así permitir la salida que se utilizará como entrada para un microcontrolador.

3.2.2 Amplificador no inversor

La Figura 3.4a) muestra el amplificador operacional conectado como amplificador no inversor. La salida se puede considerar para ser tomada a través de un circuito divisor potencial que consiste en R_1 en serie con R_2 . El voltaje V_X luego es la fracción $R_1/(R_1 + R_2)$ del voltaje de salida, por ejemplo

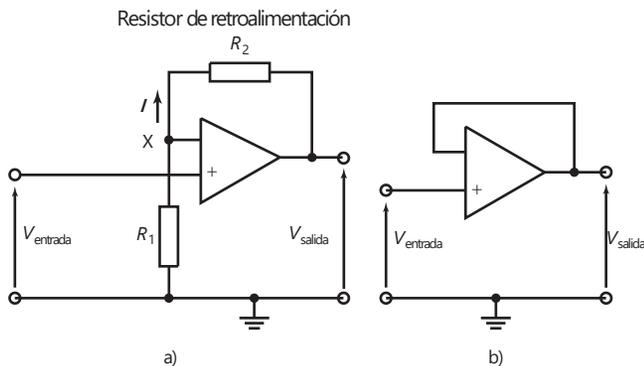
$$V_X = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{salida}}$$

Puesto que virtualmente no hay corriente a través del amplificador operacional entre las dos entradas puede haber virtualmente diferencia no potencial entre ellos. Así, con el amplificador operacional ideal, debemos tener $V_X = V_{\text{entrada}}$. Por lo tanto

$$\text{ganancia en voltaje del circuito} = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Una forma particular de este amplificador es cuando el enlace de retroalimentación es un circuito corto, por ejemplo, $R_2 = 0$. Entonces la ganancia de voltaje es 1. La entrada para el circuito está dentro de la resistencia larga, la resistencia por lo general es de $2 \text{ M}\Omega$. La resistencia de salida, por ejemplo la resistencia entre la terminal de salida y la línea de tierra es, sin embargo, mucho más pequeña, por ejemplo, 75Ω . Así, la resistencia en el circuito que sigue es una relativamente pequeña y es menos probable cargar ese circuito. Tal amplificador se refiere como un **seguidor de voltaje**. La Figura 3.4b) muestra el circuito básico.

Figura 3.4 a) Amplificador no inversor, b) seguidor de voltaje.

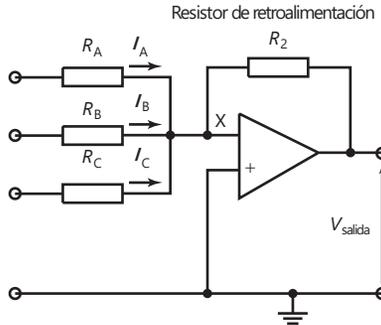


3.2.3 Amplificador sumador

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:

$$I = I_A + I_B + I_C$$

Figura 3.5 Amplificador sumador.



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 retroalimentación. La diferencia de potencial en R_2 es $(V_X - V_{salida})$. Por lo tanto, dado que V_X puede valer cero, dicha diferencia es $-V_{salida}$ y por eso $I = -V_{salida}/R_2$. Entonces

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

La salida es luego la suma escalada de las entradas, por ejemplo:

$$V_{salida} = -a \frac{R_2}{R_A} V_A + \frac{R_2}{R_B} V_B + \frac{R_2}{R_C} V_C$$

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

$$V_{salida} = - \frac{R_2}{(R_A + R_B + R_C)}$$

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 retroalimentación es 4 k Ω , los resistores de cada entrada serán de 12 k Ω .

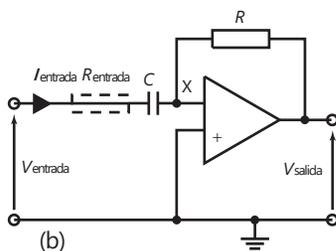
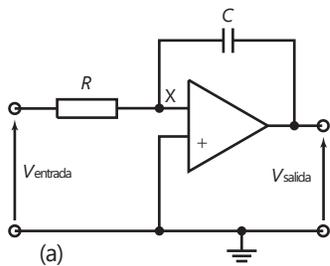


Figura 3.6 a) Amplificador integrador, b) amplificador diferenciador.

3.2.4 Amplificadores integradores y diferenciadores

Considere el circuito de un amplificador operacional inversor en el que la retroalimentación la realiza el capacitor, como muestra la Figura 3.6a).

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 $(v_X - v_{salida})$, y dado que v_X en realidad es cero, por ser la tierra virtual, es igual a v_{salida} . Entonces, la corriente que pasa por el capacitor es igual a $-C dv_{salida}/dt$. Pero ésta también es la corriente que pasa por la resistencia de entrada R . Por lo tanto:

$$\frac{V_{entrada}}{R} = -C \frac{dv_{salida}}{dt}$$

Rearreglando:

$$dv_{\text{salida}} = -a \frac{1}{RC} b v_{\text{entrada}} dt$$

Integrando ambos lados de la ecuación:

$$v_{\text{salida}}(t_2) - v_{\text{salida}}(t_1) = - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} v_{\text{entrada}} dt$$

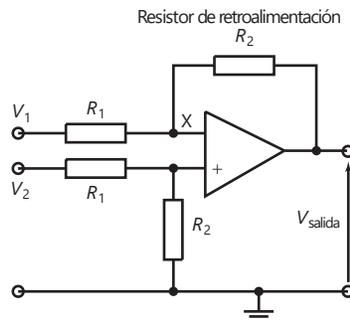
donde $v_{\text{salida}}(t_2)$ es el voltaje de salida en el momento t_2 y $v_{\text{salida}}(t_1)$ es el voltaje de salida en el momento t_1 . La salida es proporcional a la integral del voltaje de entrada, es decir el área bajo la gráfica del voltaje de entrada en función del tiempo.

Si el capacitor y el resistor se intercambian en el circuito por el amplificador integrador, se obtiene un circuito diferenciador. La Figura 3.6b) muestra el circuito. La corriente de entrada i_{entrada} al capacitor C es $dq/dt = C dv/dt$. Con el caso ideal de corriente cero op-amp, ésta es también la corriente que pasa a través del resistor retroalimentador R , es decir $-v_{\text{salida}}/R$ y por lo tanto

$$v_{\text{salida}} = -RC \frac{dv_{\text{entrada}}}{dt}$$

A frecuencias altas, el circuito diferenciador es susceptible de estabilidad y problemas de ruido. Una solución es agregar un resistor de entrada R_{entrada} para limitar la ganancia de altas frecuencias y así se reduzca el problema.

Figura 3.7 Amplificador diferencial.



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 retroalimentación debe ser igual a la de V_1 que pasa por R_1 . Por lo tanto:

$$\frac{V_1 - V_X}{R_1} = \frac{V_X - V_{\text{salida}}}{R_2}$$

La cual se puede reorganizar para obtener:

$$\frac{V_{\text{salida}}}{R_2} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_X}{R_2}$$

De ahí que se sustituye V_X usando la ecuación anterior:

$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

De esta forma, la salida es una medida de la diferencia entre los dos voltajes de entrada.

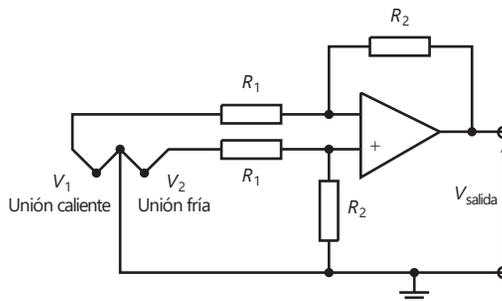
Como ilustración del uso de tal circuito con un sensor, la Figura 3.8 muestra cómo se utiliza con un termopar. Se está ampliando la diferencia en el voltaje entre las fem de los dos cruces del termopar. Por ejemplo, los valores de R_1 y R_2 se eligen para dar un circuito con una salida de 10 mV para una diferencia de temperatura entre las uniones del termopar de 10° C si dicha temperatura produce una diferencia fem entre los cruces de 530 μ V. Para el circuito tenemos

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

Por lo tanto, $R_2/R_1 = 18.9$. Suponga que R_1 es un resistor de 10 k Ω , entonces R_2 debe ser de 189 k Ω .

El amplificador diferencial se puede usar junto con un puente de Wheatstone (sección 3.5), 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 V. Así, las dos entradas del amplificador diferencial están a 5.00 V. Cuando el puente ya no está balanceado puede

Figura 3.8 Amplificador diferencial con un termopar.



tener una terminal de salida a 5.01 V y la otra a 4.99 V, por lo que las entradas al amplificador diferencial son 5.01 y 4.99 V. El amplificador amplifica esta diferencia de 0.02 V en el voltaje; la señal original de 5.00 V común a las dos entradas se conoce como **voltaje en modo común**, V_{CM} . 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:

$$V_{salida} = G_d \Delta V + G_{CM} V_{CM}$$

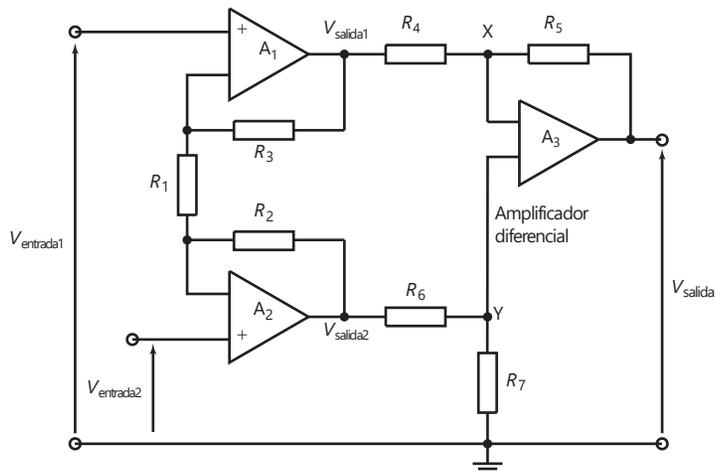
donde G_d es la ganancia de la diferencia en voltaje ΔV , G_{CM} la ganancia del voltaje en modo común, V_{CM} . Cuanto menor sea el valor de G_{CM} menor será el efecto del voltaje en modo común de la salida. El grado de desviación de un amplificador operacional respecto a una situación ideal se define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

$$CMRR = \frac{G_d}{G_{CM}}$$

Para minimizar el efecto del voltaje en modo común en la salida es necesario utilizar una CMRR 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 CMRR, por ejemplo, de 10 000 sería igual a $20 \log 10\,000 = 80$ dB. Un amplificador operacional típico tiene una CMRR 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 M Ω , una ganancia de voltaje alta y una CMRR 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 para instrumentación.



Dado que por A_3 casi no pasa corriente, la que pasa por R_3 es igual a la de R_5 . Por lo tanto:

$$\frac{V_{salida1} - V_X}{R_3} = \frac{R_5 V_{salida1}}{R_4}$$

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

$$V_{salida1} = a_1 + \frac{R_5}{R_4} V_{salida1}$$

R_6 y R_7 forman un divisor de voltaje para el voltaje $V_{salida2}$, de manera que:

$$V_Y = \frac{R_6}{R_6 + R_7} V_{salida2}$$

Con base en la ecuación anterior:

$$V_{salida1} = \frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{1 + \frac{R_6}{R_7}} V_{salida2} - \frac{R_5}{R_4} V_{salida1}$$

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

$$1 + \frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6} \frac{R_5}{R_4}$$

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

Se puede 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 $V_{entrada1}$ y está en su entrada no inversora, la cual amplifica ésta con ganancia de $1 + R_3/R_1$. También tiene una entrada $V_{entrada2}$ 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_{cm} , de la entrada no inversora. Por lo tanto, la salida de A_1 es:

$$V_{salida1} = a_1 + \frac{R_3}{R_1} b V_{entrada1} - a \frac{R_3}{R_1} b V_{entrada2} + a_1 + \frac{R_3}{R_1} b V_{cm}$$

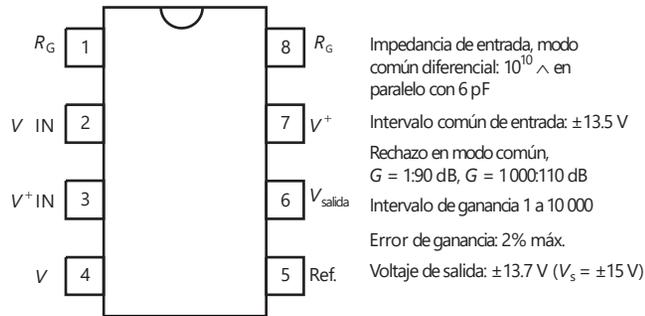
Asimismo, con el amplificador A_2 se obtiene:

$$V_{salida2} = a_1 + \frac{R_2}{R_1} V_{entrada2}$$

La entrada diferencial en A_3 es $V_{salida1} - V_{salida2}$ y, por lo tanto:

$$V_{salida2} - V_{salida1} = a_1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_3}{R_1} - \frac{R_2}{R_3}$$

Figura 3.10 INA114.



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

$$\frac{1}{R_1} b (V_{entrada1} - V_{entrada2})$$

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

La Figura 3.10 muestra las conexiones de las terminales y algunos detalles de las especificaciones de un amplificador para instrumentación con un propósito general de bajo costo (Burr-Brown INA114), que 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 retroalimentación internos.

3.2.6 Amplificador logarítmico

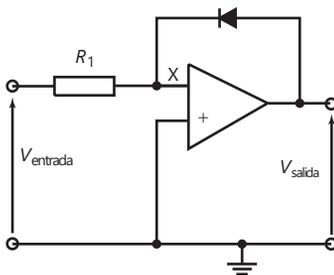


Figura 3.11 Amplificador logarítmico.

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 los componentes adecuados en el lazo de retroalimentación.

El amplificador logarítmico de la Figura 3.11 es un ejemplo de este acondicionador de señal. En el lazo de retroalimentación 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 retroalimentación es idéntica a la corriente del resistor de entrada y la diferencia de potencial en el diodo es $-V_{salida}$, tenemos que:

$$V_{salida} = -C \ln(V_{entrada}/R) = K \ln V_{entrada}$$

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

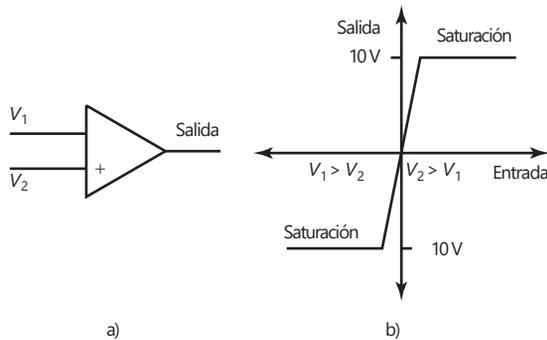
$$V_{salida} = K \ln V_{entrada} = K \ln(A e^{at}) = K \ln A + Kat$$

El resultado obtenido es una relación lineal entre V_{salida} y t .

3.2.7 Comparador

Un comparador indica cuál de dos voltajes es mayor. Se puede utilizar un amplificador operacional sin retroalimentación u otros 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.

Figura 3.12 Comparador.



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 de manera que el puente esté balanceado a la temperatura crítica. 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

Figura 3.13 Circuito del interruptor de temperatura.

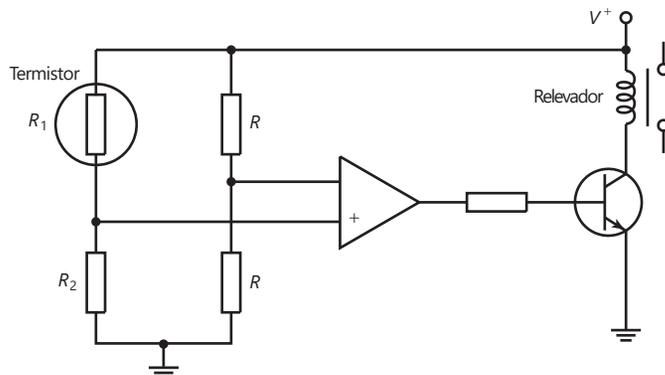
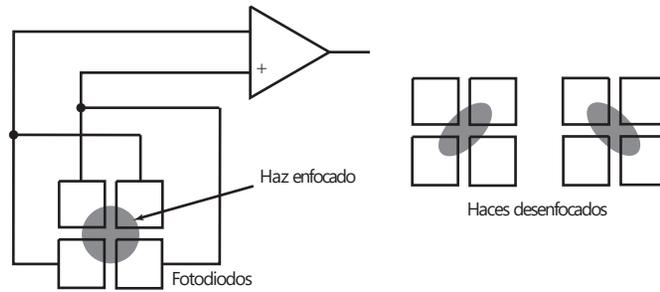


Figura 3.14 Sistema de enfoque de un reproductor de c.d.



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.

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.

3.2.8 Amplificadores reales

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

Un amplificador operacional es un amplificador de alta ganancia que también amplifica 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 c.d.** 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 Ω entre las terminales 1 y 5 (Figura 3.2) 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

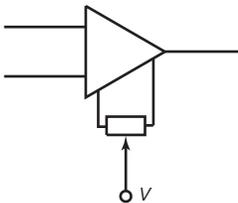


Figura 3.15 Corrección del voltaje de desbalance de c.d.

hasta que al no haber una entrada en el amplificador no hay una salida. Típicamente, un amplificador de propósito general tendrá un voltaje de desbalance de entre 1 y 5 mV.

Los amplificadores operacionales manejan corrientes pequeñas en las terminales de entrada a fin de polarizar los transistores de entrada. La corriente polarizada que fluye a través de la fuente de resistencia en cada terminal genera un voltaje en serie con la entrada. Idealmente, las corrientes polarizadas serán iguales en las dos entradas; sin embargo, éste no es el caso en la práctica. Por lo tanto el efecto de estas corrientes polarizadas es producir un voltaje de salida cuando no hay señal de entrada, y la salida debe ser cero. Esto es un problema en particular cuando el amplificador está operando con voltajes de corriente directa. Al valor promedio de esas dos corrientes polarizadas se le conoce como **corriente polarizada de entrada**. Para un amplificador de propósito general, un valor típico es de unos 100 nA. La diferencia entre las dos corrientes polarizadas se denomina **corriente de desbalance de entrada**. Lo ideal es que fuera cero, pero para un amplificador de propósito general típico debiera ser de 10 nA, alrededor de 10 a 25% de la corriente polarizada de entrada.

Un parámetro importante que afecta el uso de un amplificador operacional con aplicaciones de corriente alterna es la **tasa de gran volumen**. Ésta es la tasa máxima de cambio a la cual puede modificarse el voltaje de salida al momento de respuesta a una entrada de función de paso perfecta. El rango típico de valores va de 0.2 V/ μ s a más de 20 V/ μ s. Con altas frecuencias, la operación de gran señal de un amplificador se determina por qué tan rápido puede oscilar la salida de un voltaje a otro. Por lo tanto, para utilizar entradas con alta frecuencia se requiere un alto valor de tasa de gran volumen.

Como ejemplo de lo anterior, el amplificador de propósito general LM348 con una ganancia de voltaje de ciclo abierto de 96 dB tiene una corriente polarizada de entrada de 30 nA y una tasa de gran volumen de 0.6 V/ μ s. El amplificador de banda ancha AD711 con una ganancia de ciclo abierto de 100 tiene una corriente polarizada de 25 pA, así como una tasa de gran volumen de 20 V/ μ s.

3.3

Protección

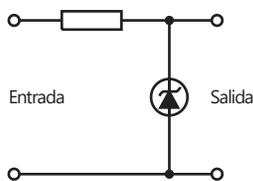


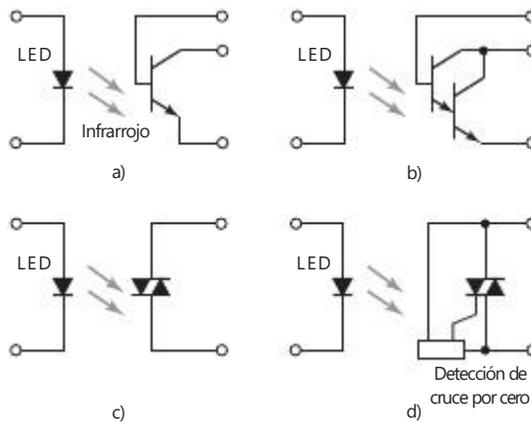
Figura 3.16 Circuito de protección con diodo Zener.

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.

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 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 quizá 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.

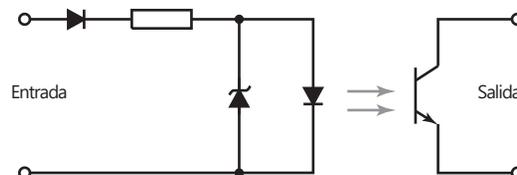
Figura 3.17 Optoaisladores:
a) transistor, b) Darlington, c) triac,
d) triac con unidad de cruce por cero.



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 interfaz 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.

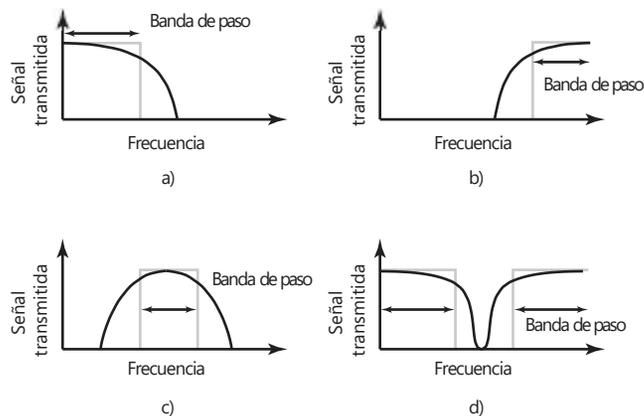
El circuito protector de un microprocesador es muy parecido al que muestra la Figura 3.18; para evitar que la polaridad del LED esté invertida o aplicar un voltaje demasiado elevado, se puede proteger con el circuito con diodo Zener de la Figura 3.16; si en la entrada hay una señal alterna en la línea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

Figura 3.18 Circuito de protección.



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 bajo** (Figura 3.19a) tiene una banda de paso que acepta la transmisión de todas las frecuencias desde 0 hasta cierto valor. El **filtro paso alto** (Figura 3.19b) tiene una banda de paso que permite la transmisión de todas las frecuencias a partir de cierto valor hasta infinito. El **filtro paso de banda** (Figura 3.19c) permite 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 decibelios (dB), de ahí la atenuación expresada en $\text{dB} = 10 \log$ (potencia de entrada/potencia de salida). Puesto que la potencia en una impedancia es proporcional al cuadrado del voltaje, la atenuación en $\text{dB} = 20 \log$ (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.

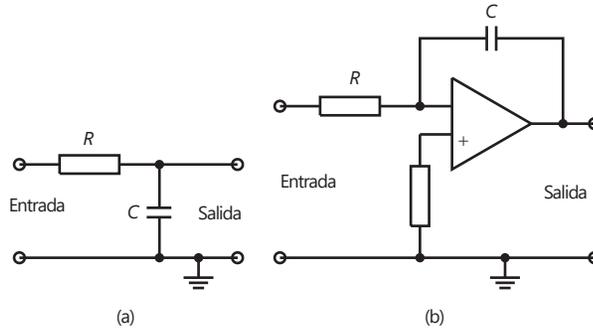
Figura 3.19 Características de los filtros ideales: a) paso bajo, b) paso alto, c) paso de banda, d) supresor de banda.



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 bajo 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 bajo puede ser útil para bloquearlo. Entonces, el filtro paso bajo 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 bajo pasivo y la forma básica de un filtro paso bajo activo.

Figura 3.20 Filtro de paso bajo: a) pasivo, b) activo que usa un amplificador operacional.



3.5

Puente de Wheatstone

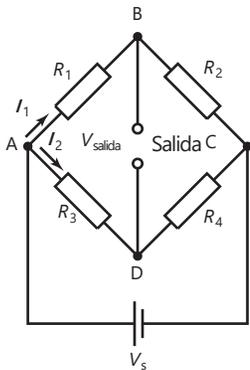


Figura 3.21 Puente de Wheatstone.

El **puente de Wheatstone** se utiliza para convertir un cambio de resistencia en uno de voltaje. En la Figura 3.21 se muestra la configuración básica de este puente. Cuando el voltaje de salida V_{salida} 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, $I_1R_1 = I_2R_2$. 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, $I_1R_2 = I_2R_4$. 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 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_{salida} es

$$V_{salida} = V_{AB} - V_{AD} = V_{sa} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{sa}$$

Esta ecuación expresa la condición de balance cuando $V_{salida} = 0$.

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_{salida} a $V_{salida} + \delta V_{salida}$, donde:

$$V_{salida} + dV_{salida} = V_{sa} \frac{R_1 + dR_1}{R_1 + dR_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{sa}$$

Por lo tanto:

$$(V_{\text{salida}} + dV_{\text{salida}}) - V_{\text{salida}} = V_{\text{sa}} \frac{R_1 + dR_1}{R_1 + dR_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Si dR_1 es mucho menor que R_1 , la ecuación anterior se aproxima a:

$$dV_{\text{salida}} \approx V_{\text{sa}} \frac{dR_1}{R_1}$$

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°C es de $100 \text{ } \Omega$ 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 $100 \text{ } \Omega$. 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 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°C y α el coeficiente de temperatura de la resistencia. En consecuencia,

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

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

$$dV_{\text{salida}} \approx V_{\text{sa}} \frac{dR_1}{R_1} = \frac{6.0 * 0.39}{100 + 100} = 0.012 \text{ V}$$

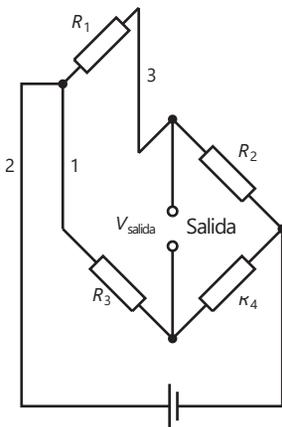


Figura 3.22 Compensación por conductores.

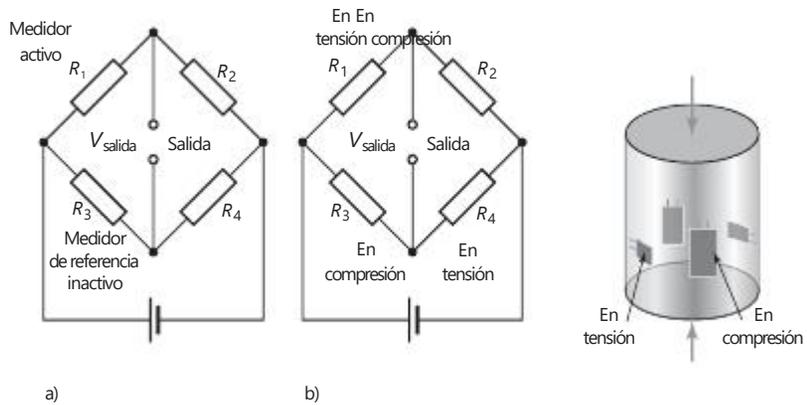
3.5.1 Compensación por temperatura

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 3.22. 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 el 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 son la misma resistencia.

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 por 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 un cambio de sus resistencias de la misma magnitud. El indicador activo está montado en un brazo del puente de Wheatstone (Figura 3.23a) 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 3.23 Compensación con extensómetros: a) uso del extensómetro patrón inactivo, b) puente de cuatro brazos activo.



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 3.23b) 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 3.23b) 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 3.23, que se utilizará con un puente extensómetro de cuatro brazos activo. El factor de calibración de los indicadores es 2.1 y tienen una resistencia de $100 \text{ } \Omega$. 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 -1.0×10^{-5} y los

indicadores de tracción a uno de $+0.3 \cdot 10^{-5}$, 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 retroalimentación 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 $\Delta R/R = Ge$:

$$\begin{aligned}\text{cambio en la resistencia} &= GeR = -2.1 \cdot 1.0 \cdot 10^{-5} \cdot 100 \\ &= -2.1 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega\end{aligned}$$

Para un indicador sometido a una tensión:

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

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

$$\begin{aligned}V_{\text{salida}} &= V_{\text{sa}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \\ &= V_{\text{sa}} \frac{R_1(R_3 + R_4) - R_3(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \\ &= V_{\text{sa}} \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}\end{aligned}$$

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:

$$\frac{R_1(R_3 + R_4) - R_3(R_1 + R_2)}{(R_1 + \delta R_1)(R_3 + \delta R_3) + (R_2 + \delta R_2)(R_4 + \delta R_4)}$$

Si se desprecian los productos de los términos con δ y como el puente al inicio está balanceado con $R_1R_4 = R_2R_3$, entonces

$$V_{\text{salida}} = \frac{V_{\text{sa}}R_1R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} = a \frac{dR_1}{R_1} - \frac{dR_2}{R_2} - \frac{dR_3}{R_3} + \frac{dR_4}{R_4}$$

Por lo tanto,

$$\frac{200 \cdot 10^{-3} \cdot 200}{1000 \cdot 1000} = a \frac{100 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-3}} - \frac{2 \cdot 10^{-4}}{200} - \frac{2 \cdot 10^{-4}}{100} + \frac{2 \cdot 10^{-4}}{100}$$

La salida es entonces $8.19 \cdot 10^{-5}$ V. Este valor será la entrada del amplificador diferencial, y utilizando la ecuación desarrollada en la sección 3.2.5,

$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1} V_{\text{entrada}}$$

$$1.0 \cdot 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \cdot 8.19 \cdot 10^{-5}$$

Entonces $R_2/R_1 = 12.2$.

3.5.2 Compensación de un termopar

Un termopar produce una fem que depende de la temperatura de sus dos uniones (sección 2.9.5). De manera ideal, una de las uniones se mantiene a 0° 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° 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° 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 1° C, R_0 la resistencia a 0° C, y a el coeficiente de temperatura de la resistencia. Así,

$$\text{cambio en la resistencia} = R_t - R_0 = R_0at$$

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

$$dV_{\text{salida}} = V_s a \frac{dR_1}{R_0 + R_2} = \frac{V_s R_0 a t}{R_0 + R_2}$$

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° C hasta la temperatura ambiente. Por lo tanto, $e = kt$, donde k es una constante, es decir la fem producida por cada grado de cambio en la temperatura. Por consiguiente, para la compensación se debe tener

$$kt = \frac{V_s R_0 a t}{R_0 + R_2}$$

y, por lo tanto,

$$kR_2 = R_0(V_s a - k)$$

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

3.6

Modulación por pulsos

Un problema frecuente en la transmisión de señales de c.d. de bajo nivel generadas por sensores es que la ganancia de 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 c.d. como se sugiere en la Figura 3.24. La salida del divisor es una cadena de pulsos cuyas

Figura 3.24 Modulación por amplitud de pulso.

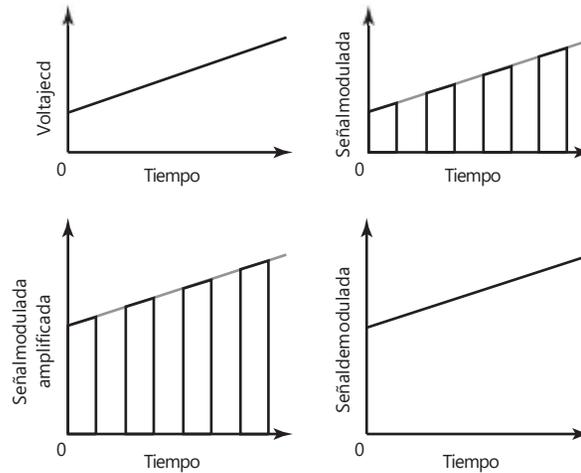
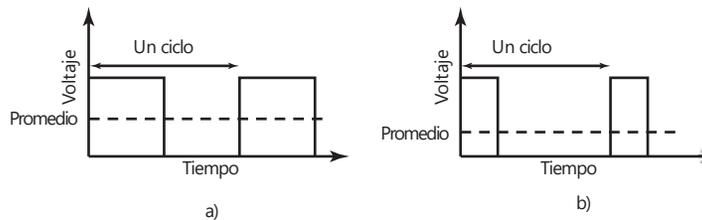


Figura 3.25 PWM para control de voltaje: a) ciclo de trabajo 50%, b) ciclo de trabajo 25%.



alturas se relacionan con el nivel de c.d. 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 modula para obtener una salida de c.d. En la modulación por amplitud de pulsos, la altura de los pulsos se relaciona con la magnitud del voltaje de c.d.

La **modulación por ancho de pulsos** (PWM) se utiliza mucho en los sistemas de control para controlar el valor promedio de un voltaje de c.d. Entonces, si hay un voltaje analógico constante y se divide en pulsos variando el ancho de los pulsos, el valor promedio del voltaje puede modificarse. En la Figura 3.25 se ilustra esto. El término **ciclo de trabajo** se refiere a la fracción de cada ciclo en la 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%.

3.7

Problemas con las señales

Al conectar sensores a equipos y controladores de acondicionamiento de señales se pueden presentar problemas con las señales como resultado de aterrizado e interferencia electromagnética.

3.7.1 Aterrizado

Por lo general, las señales de sensores y equipo de acondicionamiento de señales se transmiten al controlador como voltajes. Tales voltajes son las

diferencias de potencia entre dos puntos. Si uno de los puntos está puesto a tierra se dice que es una **fuerza de señal aterrizada**. Si ninguno de los puntos está aterrizado entonces se trata de una **fuerza de señal flotante**. Con una fuerza aterrizada, la salida de voltaje es la diferencia de potencia entre la tierra del sistema y controla la señal positiva de la fuerza. Si es una fuerza flotante, la fuerza de señal no tiene referencia con ningún valor absoluto y cualesquiera líneas de voltaje pueden tener una potencia relativa con la tierra.

Los **sistemas diferenciales**, por ejemplo un amplificador diferencial, tienen que ver con la diferencia de potencia entre dos líneas de entrada. Si cada una tiene un voltaje referido a una tierra común, V_A y V_B , entonces el **voltaje de modo común** es el promedio de las dos, es decir $\frac{1}{2}(V_A + V_B)$. Por lo tanto, si tenemos una línea de entrada en 10 V y la otra a 12 V, la diferencia de potencia será de 2 V y el voltaje de modo común de 11 V. El sistema de medición de diferencia se refiere a la diferencia entre los dos puntos ($V_A - V_B$) y no al voltaje de modo común. Por desgracia el voltaje de modo común puede tener un efecto sobre el valor de diferencia de potencia indicado, y la extensión a la cual afecta la diferencia la describe la **razón de rechazo en modo común (CMRR)** (sección 3.2.5). Ésta es la razón de la ganancia diferencial del sistema a ganancia en modo común o, al expresarse en decibelios, $20 \lg$ (ganancia diferencial/ganancia en modo común). Cuanto mayor sea la CMRR, mayor será la ganancia diferencial si se compara con la ganancia en modo común, y la menor significancia se agrega al voltaje de modo común. Una CMRR de 10 000, u 80 dB, para un amplificador diferencial significaría que si la señal de diferencia deseada fuera del mismo tamaño que el voltaje en modo común, aparecería una salida 10 000 veces mayor en tamaño que el modo común.

Puede haber problemas con los sistemas cuando un circuito tiene varios puntos de aterrizado. Por ejemplo, puede ser que tanto el sensor como el acondicionador de señal estén aterrizados. En un sistema grande es inevitable la multiplicidad de aterrizado. Desafortunadamente, puede haber una diferencia de potencia entre los dos puntos de aterrizado y por lo tanto las corrientes importantes pueden fluir entre los puntos aterrizados a través de la baja pero finita resistencia de tierra (Figura 3.26). A dichas corrientes se les denomina **corrientes de ciclo de tierra**. Esta diferencia de potencia entre dos puntos aterrizados no es necesaria justo en c.d., pero también puede ser en c.a., por ejemplo, c.a. significa activar. También está el problema de que tengamos un ciclo en el cual las corrientes se pueden inducir por acoplamiento magnético con otros circuitos cercanos. Por lo que una consecuencia de tener un ciclo de tierra sería dificultar las mediciones remotas.

Figura 3.26 Ciclo de tierra.

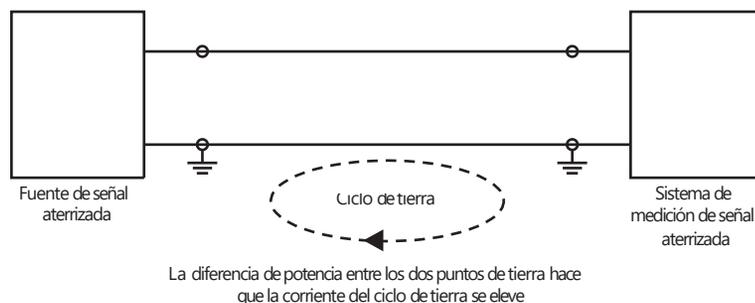
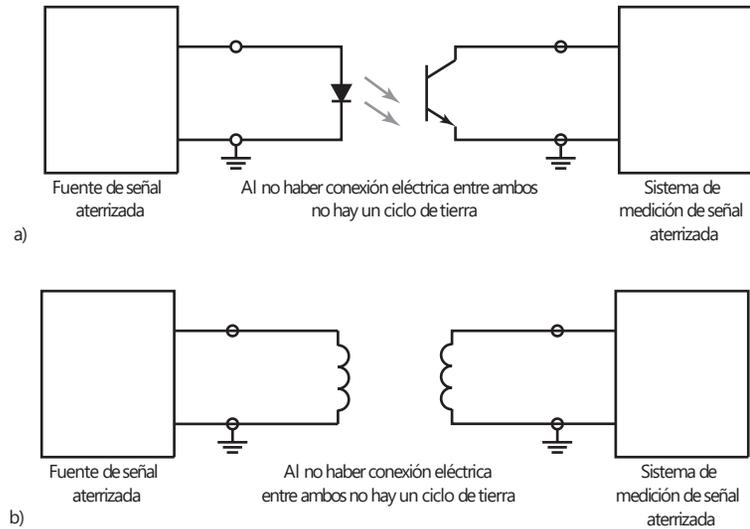


Figura 3.27 Modo de aislamiento utilizando a) un optoaislador y b) un transformador



Se pueden minimizar los ciclos de tierra provenientes del aterrizado de múltiples puntos si las múltiples conexiones de tierra se hacen lo bastante próximas y la tierra común tiene una pequeña resistencia que baste para que el voltaje decaiga entre los puntos de aterrizado sin importancia. Se pueden eliminar los ciclos de aterrizado si hay un aislamiento eléctrico del sistema de fuentes de señales desde el sistema de medición. Esto se puede lograr si se utiliza un optoaislador (sección 3.3) o un transformador (Figura 3.27).

3.7.2 Interferencia electromagnética

Un efecto indeseable en circuitos es la **interferencia electromagnética**, la cual resulta de la variante del tiempo y de los campos magnéticos y eléctricos. Las fuentes comunes de tal interferencia son las lámparas fluorescentes, los motores de corriente directa, bobinas de relés, electrodomésticos y la electricidad de los motores de automóvil.

La interferencia electrostática es el resultado de una capacitancia mutua entre controladores próximos entre sí. Un escudo eléctrico puede defender de la interferencia. Se trata de un escudo de material conductor eléctrico, por ejemplo de cobre o de aluminio, que se utiliza para contener un conductor o un circuito. De este modo, se puede utilizar un cable blindado para conectar un sensor con su sistema de medición. Si el sensor se aterriza, entonces la pantalla se debe conectar al mismo punto donde se aterriza el sensor, con lo que se minimiza el ciclo de tierra (Figura 3.28).

Figura 3.28 Uso de un cable blindado para minimizar la interferencia electrostática.

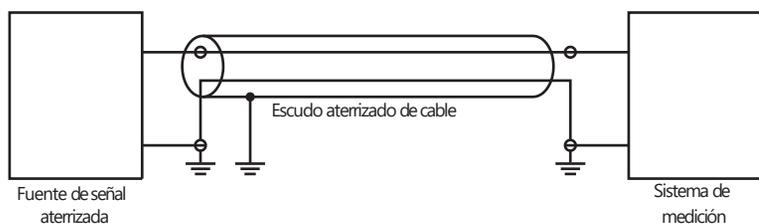
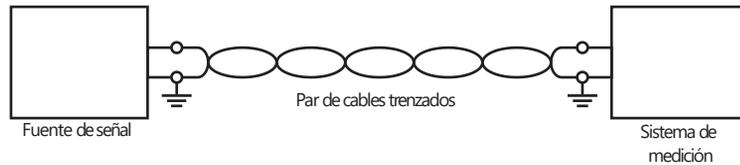


Figura 3.29 Par de cables trenzados para minimizar la interferencia electromagnética.



La interferencia también ocurre cuando hay un campo magnético cambiante, lo cual induce voltajes en el sistema de medición. Una forma de protección es aplicar varios métodos como colocar los componentes lo más lejos posible de las fuentes de interferencia y minimizar el área de cualesquier ciclos en el sistema, así como utilizar pares trenzados de cables para las interconexiones (Figura 3.29). Con los cables trenzados, el acoplamiento alterna las fases entre los trenzados adyacentes y así provoca la anulación del efecto.

3.8 Transferencia de potencia

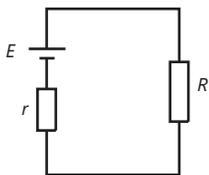


Figura 3.30 Fuente de corriente directa alimentado una carga.

Existen muchas situaciones con respecto a los sistemas de control en que los componentes están interconectados. Por eso en componentes eléctricos debemos tener un sistema de sensores conectado a un amplificador; igualmente, con un sistema mecánico debemos tener un motor que esté rotando una carga. Lo importante es que debe haber la condición para una transferencia de potencia máxima entre los dos elementos.

A manera de introducción, considere una fuente de corriente directa de una fuerza contraelectromotriz E y una resistencia R (Figura 3.30). La corriente aportada a la carga es $I = E / (R + r)$ y por lo tanto la potencia aportada a la carga es

$$P = I^2 R = \frac{E^2 R}{(R + r)^2}$$

La potencia máxima aportada a la carga será cuando $dP/dt = 0$.

$$\frac{dP}{dt} = \frac{(R + r)^2 E^2 - E^2 R^2 (R + r)}{(R + r)^3}$$

Cuando sea cero, entonces $(R + r) = 2R$ y por lo tanto la condición para transferencia de potencia máxima es $R = r$, es decir, cuando la fuente y las resistencias de carga concuerdan.

Con una fuente de corriente alterna que tenga una impedancia interna suministrando una impedancia de carga, la condición para transferencia de potencia máxima puede igualmente ser derivada y es cuando concuerdan la fuente y las impedancias de carga. Si, por ejemplo, se debe conectar un sensor de alta impedancia a un sistema electrónico, hay que utilizar un amplificador de empate de impedancia entre la fuente y la carga a fin de alcanzar su transmisión de potencia máxima. Un amplificador de este tipo suele ser un amplificador de alta ganancia con una impedancia de entrada alta y una impedancia de salida baja.

Resumen

El **acondicionamiento de señal** puede incluir protección para prevenir daños al siguiente elemento en un sistema, cuando se obtiene una señal dentro de la forma requerida, se tiene el nivel de una señal adecuada, se reduce el ruido y se manipula una señal para tal vez volverla lineal.

Los elementos de acondicionamiento de señal que más se usan son los **amplificadores operacionales**, que son amplificadores de c.d. de ganancia alta con ganancias del orden de 100 000 o más.

La **protección** contra, quizás, un alto voltaje o corriente puede implicar el uso de resistores y fusibles; los diodos Zener pueden emplearse como protección contra polaridad equivocada y altos voltajes. Los optoaisladores se usan para aislar circuitos por completo, al retirar todas las conexiones eléctricas entre ellos.

Los **filtros** se pueden usar para quitar una banda particular de frecuencias desde la señal y permitir que se transmitan otras señales.

El **punto de Wheatstone** se puede emplear para convertir un cambio de resistencia eléctrica en un cambio de voltaje.

Cuando se conectan sensores a un equipo de acondicionamiento de señales y controladores, se pueden presentar problemas con las señales cuando un circuito tiene varios puntos de aterrizado y una **interferencia electromagnética** como resultado de la variación eléctrica en el tiempo y en los campos magnéticos.

Para una **transferencia de potencia máxima** entre componentes eléctricos las impedancias deben coincidir.

Problemas

- 3.1 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 .
- 3.2 La resistencia de entrada de un amplificador inversor es $2\text{ k}\Omega$. Calcule la resistencia de retroalimentación necesaria para obtener una ganancia en voltaje de 100.
- 3.3 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 .
- 3.4 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°C con un termopar constante de cobre, si se supone que el termopar tiene una sensibilidad constante de $43\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$?
- 3.5 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 de gasto. Determine qué características debe tener un elemento de malla de retroalimentación del circuito acondicionador de señal que usa un amplificador operacional para que linealice la salida antes mencionada.
- 3.6 Se desea que un amplificador diferencial tenga una ganancia en voltaje de 100. ¿Cuál será la resistencia de retroalimentación que requiere si las dos resistencias de entrada son de $1\text{ k}\Omega$?
- 3.7 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?
- 3.8 Las señales digitales de un sensor están contaminadas con ruido e interferencias y las principales y más comunes son del tipo de 100 V o más. Explique cómo se puede permitir la protección para un microprocesador para el cual estas señales serán ingresadas.

- 3.9 La resistencia de un sensor de temperatura con resistencia de platino es $120 \text{ } \Omega$ a 0° C y ocupa un brazo de puente de Wheatstone. A esta temperatura el puente está balanceado y la resistencia de los otros brazos es $120 \text{ } \Omega$. 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° C ? La carga a la salida se puede considerar como un circuito abierto y el voltaje de alimentación del puente se obtiene de una fuente de 6.0 V con resistencia interna despreciable.
- 3.10 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 ve en la Figura 3.23. El factor de calibración de los extensómetros es 2.1 con una resistencia de $120 \text{ } \Omega$. Al aplicar una presión diferencial al diafragma, dos de los extensómetros de un lado quedan sometidos a una tensión de tracción de $1.0 * 10^{-5}$, los del otro lado se someten a un esfuerzo de compresión de $1.0 * 10^{-5}$. La fuente de voltaje del puente es de 10 V . ¿Cuál será el voltaje de salida del puente?
- 3.11 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 $\frac{1}{4} V_s G \varepsilon$, donde V_s es el voltaje de alimentación del puente, G el factor de calibración del extensómetro y ε la tensión aplicada.



Capítulo cuatro Señales digitales

Objetivos

Después de estudiar este capítulo, el lector debe ser capaz de:

- Explicar los principios y métodos principales de los convertidores analógicos a digitales y digitales a analógicos.
- Explicar los principios y usos de los multiplexores.
- Explicar los principios del procesamiento de señal digital.

4.1 Señales digitales

La salida de la mayoría de los sensores tiende a tener una forma analógica, el tamaño de la salida se relaciona con el tamaño de la entrada. Donde un microprocesador se usa como parte de la medición o sistema de control, la salida analógica del sensor tiene que convertirse en una forma *digital* antes de que ésta se use como entrada para el microprocesador. Asimismo, la mayoría de los actuadores operan con entradas analógicas y de esta forma la salida digital desde un microprocesador se deberá convertir en una forma analógica antes de que ésta se utilice como una entrada por el actuador.

4.1.1 Números binarios

El **sistema binario** se basa en sólo dos símbolos o estados: 0 y 1, que hacen posible las señales 0 V y 5 V. A estas señales se les conoce 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 el factor de 2 al avanzar de derecha a izquierda:

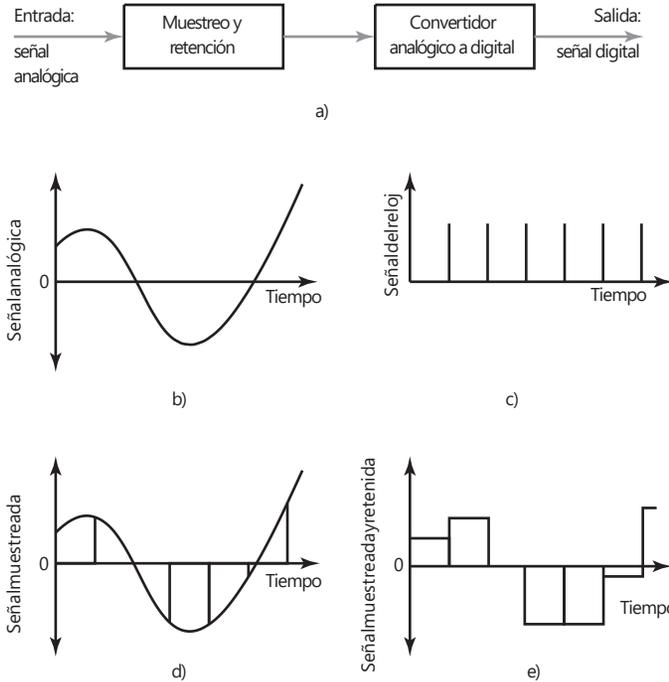
...	2^3	2^2	2^1	2^0
	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0

Por ejemplo, el número decimal 15 es $2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3 = 1111$ en el sistema binario. En un número binario el bit 0 se conoce como el **bit de menor significado** (LSB) y el bit más alto el **bit más importante** (MSB). A la combinación de bits para representar un número se le conoce como una **palabra**. De esta manera, 1111 es una palabra de 4 bits. Dicha palabra se puede emplear para representar el tamaño de una señal. El término **byte** se usa para un grupo de 8 bits. Vea el apéndice B para más detalles de los números binarios.

4.2 Señales analógicas y digitales

La conversión de analógica a digital implica convertir señales analógicas en palabras binarias. En la Figura 4.1a) se muestran los elementos básicos de la conversión analógica a digital.

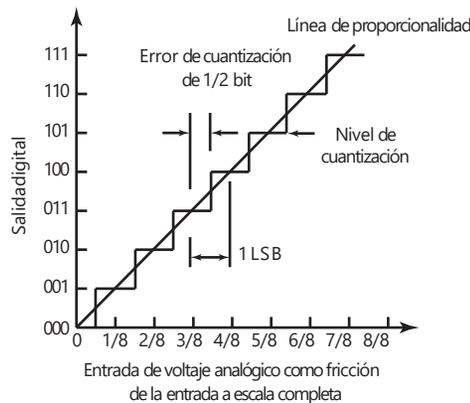
Figura 4.1 a) Conversión analógica a digital, b) entrada analógica, c) señal del reloj, d) señal muestreada, e) señal muestreada y retenida.



El procedimiento que se emplea es un reloj que manda pulsos de señales a tiempos regulares a un convertidor analógico a digital (ADC) y cada vez éste recibe un pulso que muestra la señal analógica. La Figura 4.1 ilustra esta conversión analógica a digital al mostrar los tipos de señales involucradas en las diversas etapas. La Figura 4.1b) muestra la señal analógica y la Figura 4.1c) la señal del reloj que da las señales de tiempo en el que ocurre el muestreador. El resultado del muestreador es una serie de pulsos angostos (Figura 4.1d). Una unidad de **muestreo y retención** se utiliza entonces para mantener cada valor mostrado hasta que el siguiente pulso ocurra, con el resultado mostrado en la Figura 4.1e). Es necesaria la unidad de muestreo y retención ya que el ADC requiere una cantidad finita de tiempo, llamado **tiempo de conversión**, para convertir la señal analógica en una digital.

La relación entre la entrada mostrada y mantenida y la salida para un ADC se ilustra en la gráfica de la Figura 4.2 para salida digital que está restringida a

Figura 4.2 Entrada/salida para un ADC.



3 bits. Con 3 bits hay $2^3 = 8$ posibles niveles de salida. De esta manera, ya que la salida del ADC para representar la entrada analógica puede ser sólo uno de estos ocho niveles posibles, hay un rango de entradas para las cuales la salida no cambia. A los ocho posibles niveles de salidas se les conoce como **niveles de cuantización** y la diferencia en el voltaje analógico entre dos niveles adyacentes es conocida como **intervalo de cuantización**. Así, por el ADC que se da en la Figura 4.2, el intervalo de cuantización es 1 V. Debido al paso natural de la relación, la salida digital no siempre es proporcional a la entrada analógica y, por lo tanto, habrá un error referido como **error de cuantización**. Cuando la entrada está centrada en el intervalo, el error de cuantización es cero, y el error máximo es igual a una mitad del intervalo o $\frac{1}{2}$ bit.

La longitud posible de la palabra determina la **resolución** del elemento, por ejemplo el cambio más pequeño en la entrada que dará como resultado un cambio en la salida digital. El cambio más pequeño en la salida digital es 1 bit en la posición bit menos en la palabra, por ejemplo el bit derecho más lejano. Así, con la longitud de la palabra de n bits la entrada analógica de escala completa V_{FS} se divide en piezas de 2^n de manera que el cambio mínimo en la entrada detectado, por ejemplo la resolución, es $V_{FS}/2^n$.

Así, si tenemos un ADC con una longitud de palabra de 10 bits y con un rango de entrada de señal analógica de 10 V, entonces, el número de niveles con una palabra de 10 bits es $2^{10} = 1024$ y de esta manera la resolución es $10/1024 = 9.8$ mV.

Considere el termopar al dar una salida de 0.5 mV/°C. ¿Cuál será la longitud de la palabra requerida cuando su salida pasa a través de un ADC si sus temperaturas de 0 a 200°C se miden con una resolución de 0.5°C ? La salida de escala completa del sensor es de $200 \times 0.5 = 100$ mV. Con la longitud de palabra n , este voltaje se dividirá entre $100/2^n$ mV pasos. Para una resolución de 0.5°C se debe ser capaz de detectar una señal desde el sensor de $0.5 \times 0.5 = 0.25$ mV. De esta manera se requiere

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

Por lo tanto, $n = 8.6$. Es decir, se requiere una longitud de palabra de 9 bits.

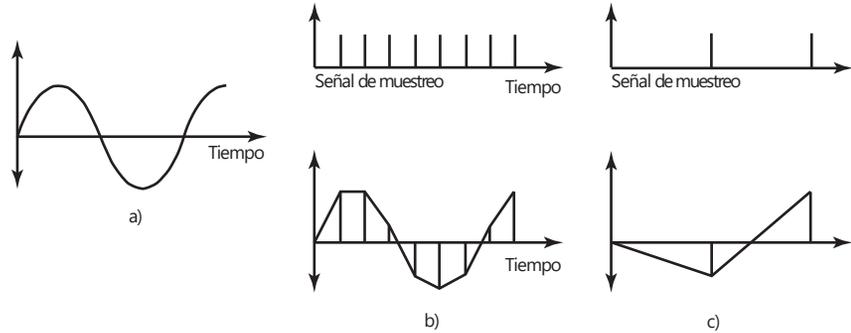
4.2.1 Teorema del muestreo

Los ADC muestrean señales analógicas a intervalos regulares y convierten estos valores a palabras binarias. ¿Qué tan seguido puede muestrearse una señal analógica para dar una salida que la represente?

En la Figura 4.3 se ilustra el problema con diferentes velocidades de muestreo que se usan para la misma señal analógica. Cuando se reconstruye la señal de las muestras, es sólo cuando el indicador de muestreo es por lo menos el doble de la frecuencia más alta en la señal analógica que la muestra 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 más alta, la reconstrucción puede representar alguna otra señal analógica y se obtiene una imagen falsa de la señal real. A esto se le llama **falsa duplicación**. En la Figura 4.3c) esto debería ser una señal analógica con una frecuencia mucho menor que la de la señal analógica que se muestreó.

Siempre que se muestrea una señal demasiado lento, puede haber una falsa interpretación de componentes de alta frecuencia a medida que surgen de

Figura 4.3 Efecto de la frecuencia de muestreo:
 a) señal analógica, b) señal muestreada, c) señal muestreada.



duplicaciones de frecuencia más bajos. El ruido de frecuencia alto puede crear también errores en el proceso de conversión. Para minimizar errores debido a las duplicaciones y ruido de alta frecuencia, se utiliza un filtro de paso bajo para preceder el ADC, el filtro con una banda ancha como la que pasa sólo en las bajas frecuencias por las que el indicador de muestreo no dará errores de duplicación. A dicho filtro se le conoce como un **filtro antiduplicación**.

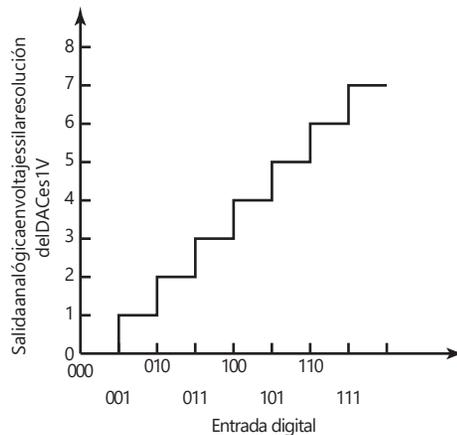
4.2.2 Conversión digital a analógica

La entrada para un convertidor digital a analógico (DAC) es una palabra binaria; la salida es una señal analógica que representa la suma ponderada de los bits no cero representada por la palabra. Por ejemplo, de esta manera, una entrada de 0010 produce una salida analógica que es el doble de lo que se obtiene con una entrada de 0001. En la Figura 4.4 se ilustra esto para una entrada hacia un DAC con una resolución de 1 V para las palabras binarias sin señal. Cada bit adicional aumenta el voltaje de salida en 1 V.

Considere la situación donde un microprocesador da una salida de una palabra de 8 bits. Éste es alimentado a través de un convertidor de 8 bits digital a analógico a una válvula de control. La válvula de control requiere 6.0 V para abrirse por completo. Si el estado abierto por completo está indicado por 11111111, ¿cuál sería la salida para la válvula para un cambio de 1 bit?

El voltaje de salida de escala completa de 6.0 V se dividirá en intervalos de 2^8 . De esta manera, el cambio de 1 bit es un cambio en el voltaje de salida de $6.0/2^8 = 0.023$ V.

Figura 4.4 Entrada/salida para un DAC.



4.3

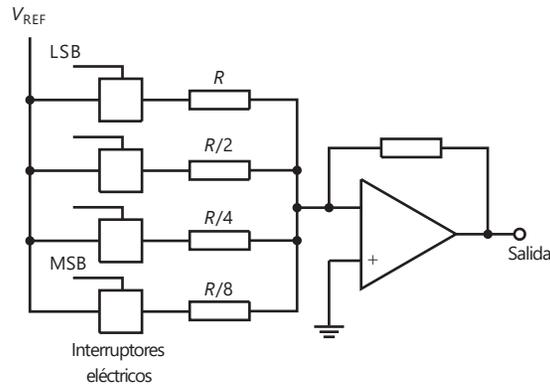
Convertidores de señales digital a analógica y de analógica a digital

Las siguientes son formas encontradas comúnmente de los DAC y ADC.

4.3.1 DAC

En una versión sencilla de convertidor digital a analógico se utiliza un amplificador sumador (sección 3.2.3) para formar una suma ponderada de todos los bits que no son ceros en la palabra de entrada (Figura 4.5). El voltaje de referencia se conecta a los resistores por medio de interruptores electrónicos que responden a 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**. La función de los circuitos op-amp es actuar como un búfer para asegurar que la corriente fuera del circuito del resistor no se vea afectada por la carga de salida y también para que la ganancia se pueda ajustar para dar un rango de salida de voltajes apropiados a una aplicación en particular.

Figura 4.5 DAC con 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 del DAC tiende a estar limitada a conversiones de 4 bits.

Otra versión más común usa el **circuito en escalera R-2R** (Figura 4.6). 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 4.6 DAC con escalera R-2R.

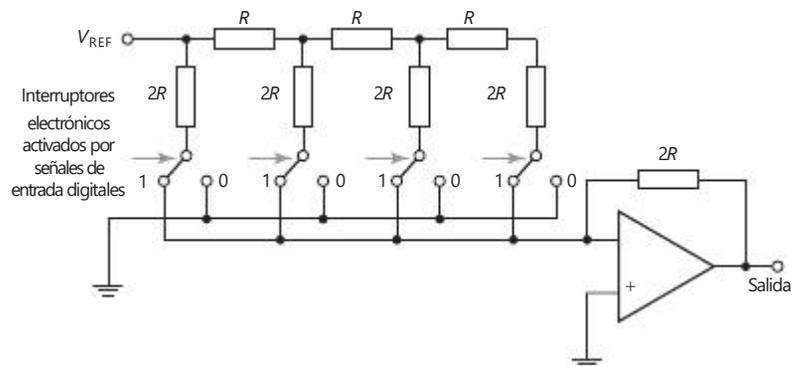
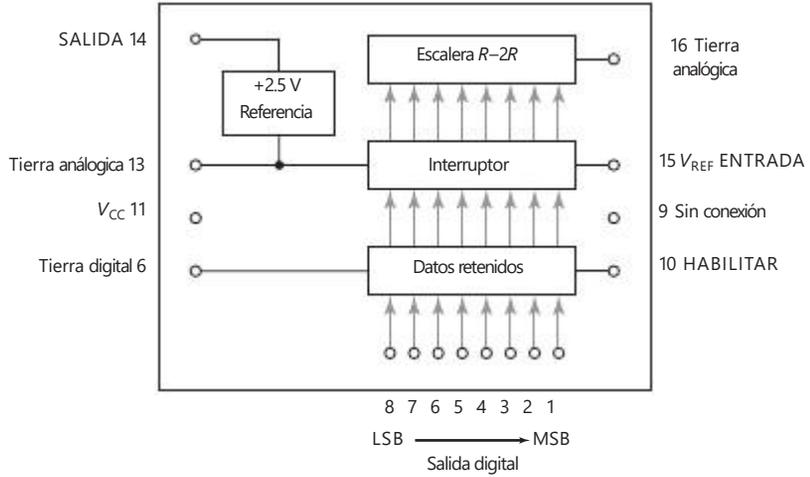


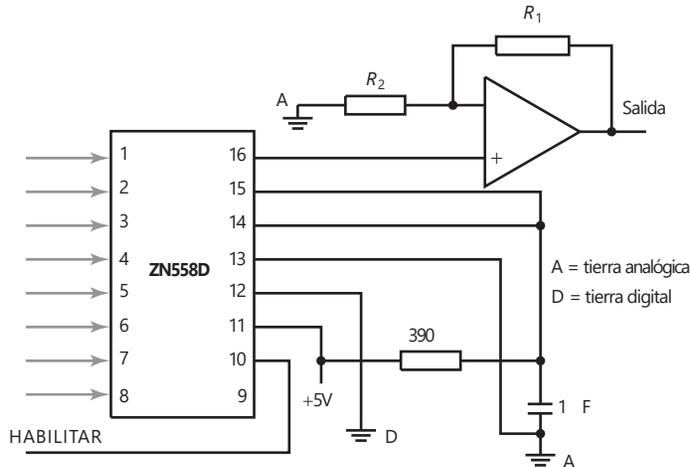
Figura 4.7 DAC ZN558D.



La Figura 4.7 muestra los detalles del convertidor digital a analógico con entrada retenida de 8 bits GEC Plessey ZN558D con un circuito en escalera $R-2R$. 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 interfaz periférico (PIA), para proporcionar la retención (vea la sección 13.4). En la Figura 4.8 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 $V_{ref\ entrada} = 2.5\text{ V}$, el intervalo de salida es de $+5\text{ V}$ cuando $R_1 = 8\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 8\text{ k}\Omega$ y el intervalo es de $+10\text{ V}$ cuando $R_1 = 16\text{ k}\Omega$ y $R_2 = 5.33\text{ k}\Omega$.

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 números uno. En el ZN558D un valor típico es 2.550 V.

Figura 4.8 Operación unipolar.



- 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 $\frac{1}{2}$ de 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 ± 0.5 LSB.

4.3.2 ADC

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 el instantáneo o flash.

El de **aproximaciones sucesivas** es quizás el método que más se usa. La Figura 4.9 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 se prueba con 0100. Si es demasiado pequeño, se intenta 0110. Si es demasiado grande se prueba 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 .

La Figura 4.10 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

Figura 4.9 ADC de aproximaciones sucesivas.

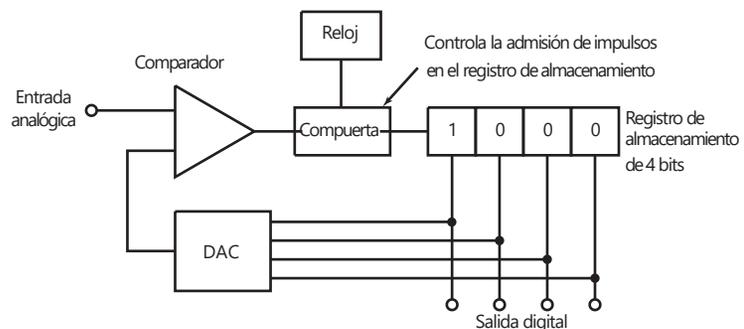


Figura 4.10
ADC ZN439.

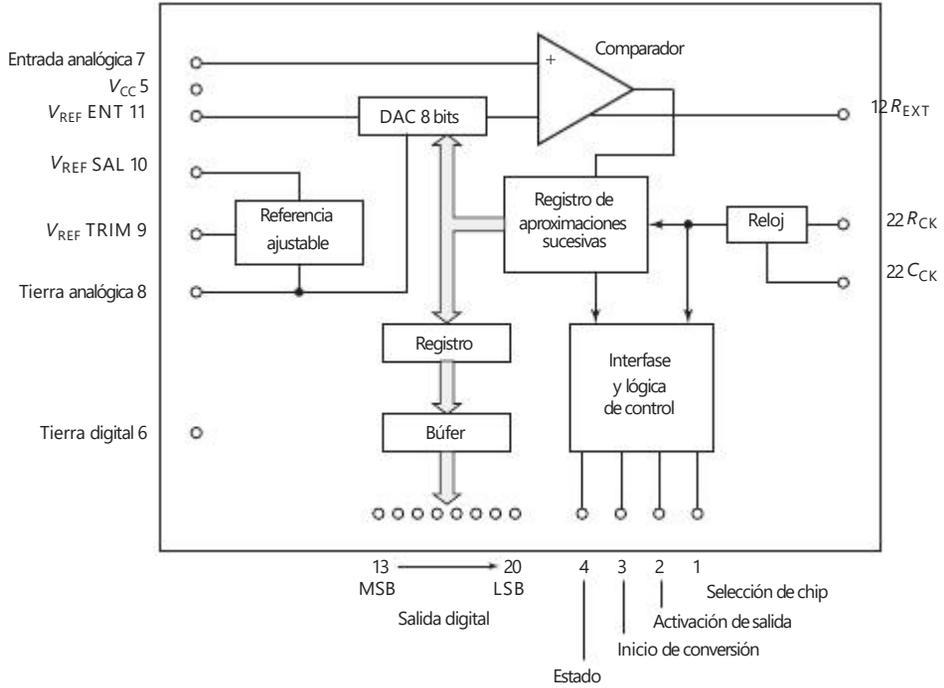
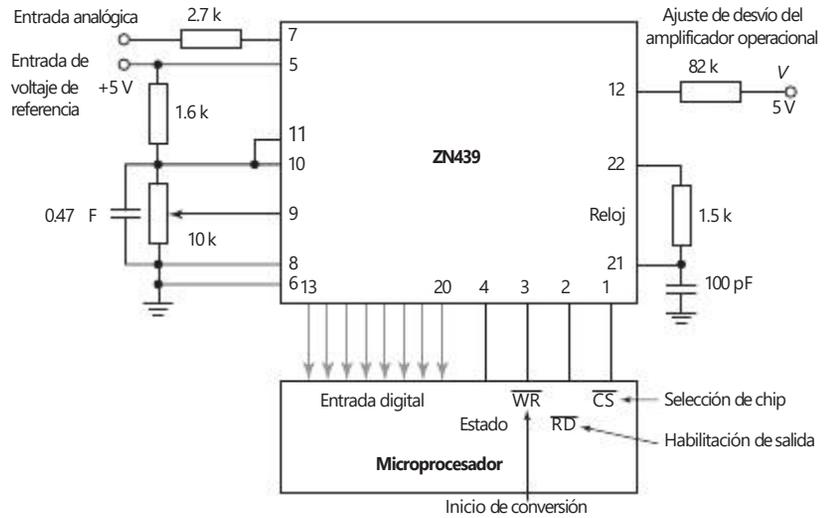
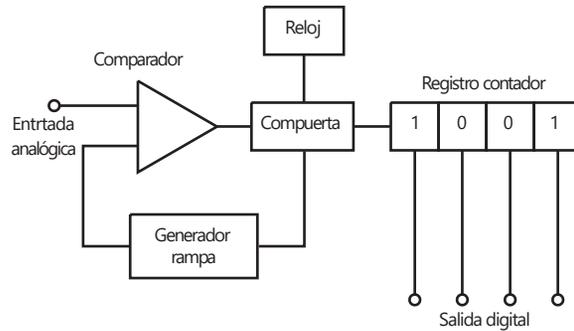


Figura 4.11 ZN439 conectado a un microprocesador.



La Figura 4.11 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 seguir 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 4.12 ADC rampa.



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 de 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 4.12 muestra el subsistema de la modalidad rampa del convertidor analógico a digital.

El **convertidor de rampa doble** es más común que el de una sola rampa; la Figura 4.13 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 del 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 analógicos a digital de rampa doble tienen un excelente rechazo al ruido debido a que la acción

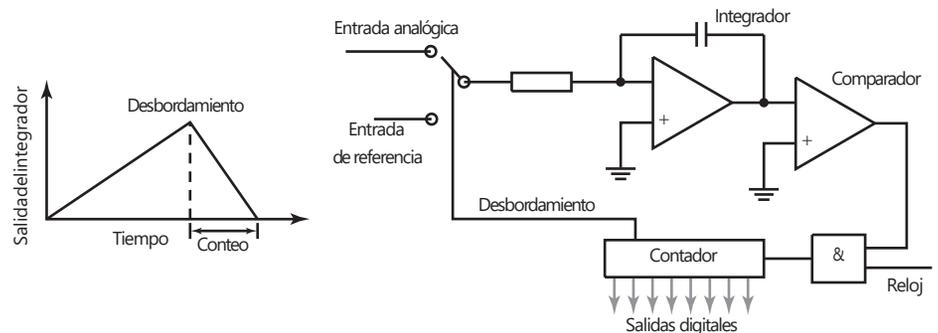
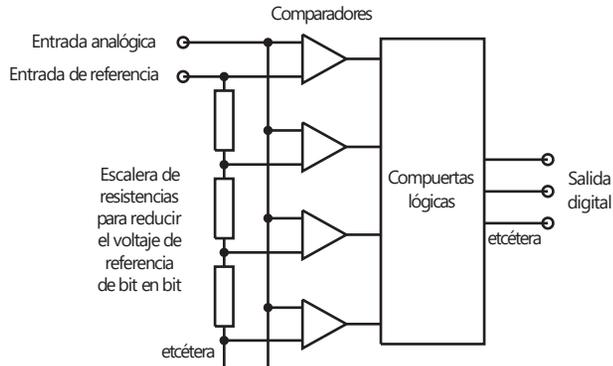


Figura 4.13 ADC de rampa doble.

Figura 4.14 ADC instantáneo.



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 4.14). 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 de 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.

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 $1/(2 * \text{tiempo de conversión})$.
- 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 4.1 muestra detalles de las especificaciones de los convertidores analógico a digital más utilizados.

Tabla 4.1 ADC.

ADC	Tipo	Resolución (bits)	Tiempo de conversión (ns)	Error de linealidad (LSB)
ZN439	SA	8	5000	$\pm 1/2$
ZN448E	SA	8	9000	$\pm 1/2$
ADS7806	SA	12	20000	$\pm 1/2$
ADS7078C	SA	16	20000	$\pm 1/2$
ADC302	F	8	20	$\pm 1/2$

SA = aproximaciones sucesivas, F = flash.

4.3.3 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 muestra la señal analógica y la retiene mientras se realiza la conversión.

El circuito básico (Figura 4.15) 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 en 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 de 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 ms.

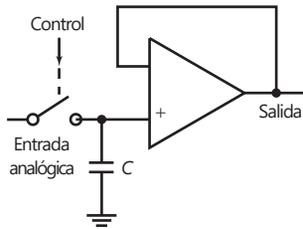


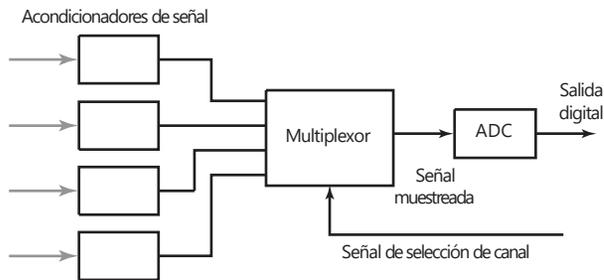
Figura 4.15 Muestreador y retén.

4.4

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 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 4.16). El multiplexor es, en esencia, un dispositivo de conmutación electrónica con el que las entradas se muestrean por turno.

Figura 4.16 Multiplexor.

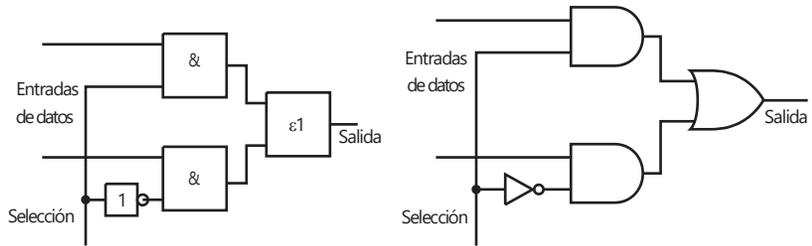


Un ejemplo de los tipos de multiplexores analógicos es el DG508ACJ, el cual tiene ocho canales de entrada, cada uno con una dirección binaria de 3 bits, que se utiliza en la selección. El tiempo de transición entre cada toma de muestras es 0.6 ms.

4.4.1 Multiplexor digital

La Figura 4.17 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

Figura 4.17 Multiplexor de dos canales.

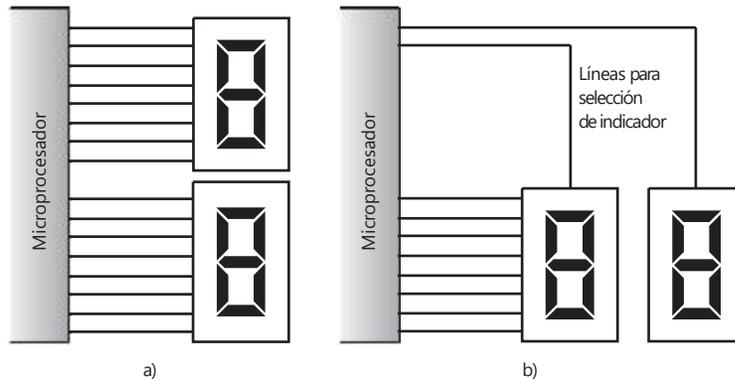


determina qué compuerta AND se activa para que la entrada de datos pase por la compuerta OR y salga (vea el siguiente capítulo para una semblanza de dichas compuertas). Existen paquetes integrados en los que se pueden obtener varios tipos de multiplexores. El tipo 151 permite seleccionar una línea entre 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.

4.4.2 Multiplexación por división de tiempo

Con frecuencia se necesita que diversos 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 4.18 ilustra cómo se utiliza para controlar dos dispositivos de indicación. En la Figura 4.18a) el sistema no está multiplexado en tiempo, pero en la b) sí.

Figura 4.18 Multiplexación por división de tiempo.



4.5

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 4.19a). 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 4.19b) se presentan los elementos básicos de estas tablas.

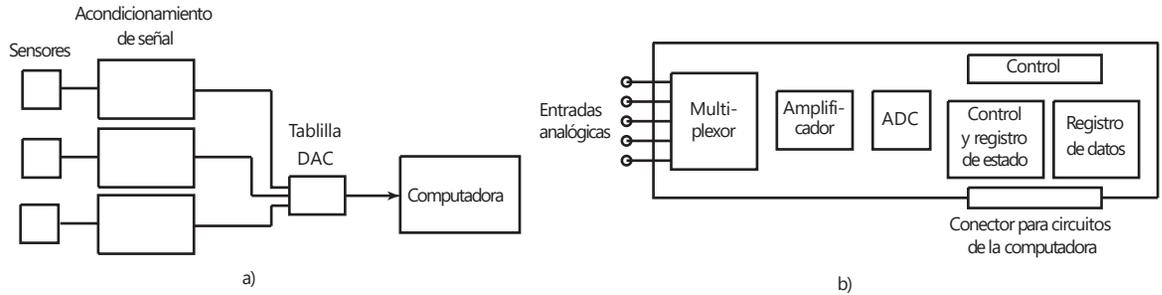


Figura 4.19 Sistema DAQ.

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)**.

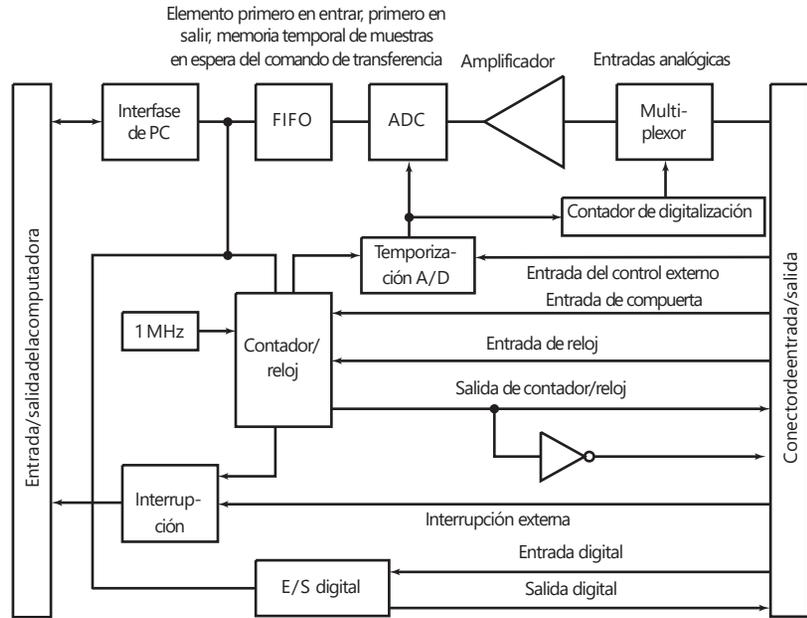
Las especificaciones de una tablilla de DAQ incluyen la tasa de muestreo de las entradas analógicas, que puede ser 100 kS/s (100 000 muestras por segundo). El criterio Nyquist para muestreo indica que la frecuencia máxima de una señal analógica que se puede muestrear con este tipo de tarjeta es 50 kHz; la tasa de muestreo debe ser el doble de la frecuencia máxima. Además de esas funciones básicas de la tarjeta de DAQ, también pueden 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 4.20 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.

4.5.1 Precisión de datos

Una ventaja del procesamiento de señal digital es que dos rangos de voltaje se usan en lugar de los dos niveles de voltaje exactos para distinguir entre los dos estados binarios para cada bit. De esta forma, la precisión de datos es menos afectada

Figura 4.20 Tarjeta de adquisición de datos PC-LPM-16.



por el ruido, deriva, tolerancias de componentes y otros factores que provocan las fluctuaciones en voltajes que podrían ser críticos para la transmisión como voltajes analógicos. Por ejemplo, en un sistema 5 V, la diferencia entre los dos estados binarios es por lo general un mínimo de 3 V. De manera que dos señales podrían ser 0 y 5 V o 1 y 4 V y aun ser distinguidas como 0 y 1.

4.5.2 Método de paridad para la detección de error

El movimiento de datos digitales desde una locación a otra puede dar como resultado errores de transmisión, el receptor no recibe la misma señal tal y como fue transmitida por el transmisor como resultado del ruido electrónico en el proceso de transmisión. Algunas veces un pulso de ruido puede ser lo suficientemente grande en algún punto para alterar el nivel lógico de la señal. Por ejemplo, la secuencia 1001 puede ser transmitida y recibida como 1101. Para detectar dichos errores a menudo se utiliza un **bit de paridad**. Un bit de paridad es un 0 extra o 1 bit añadido a un grupo de código en la transmisión. En la **paridad par** el valor del bit se elige de manera que el número total de los del grupo del código, incluyendo el bit de paridad, sea un número par. Por ejemplo, en la transmisión 1001 el bit de paridad utilizado sería 0 para dar 01001 y así hasta un número par de unos. Al transmitir 1101 el bit de paridad usado sería 1 para dar 11101 y así hasta un número par de unos. Con el **bit de paridad impar** el bit de paridad se elige de manera que el número de unos, incluido el bit de paridad, sea impar. De esta forma, si el receptor del número de unos en un grupo de código no da la paridad requerida, el receptor detectará que existe un error y puede requerir que el grupo del código sea retransmitido.

Una extensión de la comprobación de paridad es la **suma de verificación** en donde los bloques de código pueden comprobarse mediante el envío de una serie de bits que representan su suma binaria. La paridad y las sumas de verificación sólo pueden detectar errores simples en bloques de código; los errores dobles quedan sin detectarse. Asimismo, el error no está localizado de manera que el receptor puede realizar dicha corrección. Se han ideado varias técnicas de detección y métodos para señalar los errores.

4.6

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 los componentes del hardware; mientras que, para modificar las características de un filtro digital todo lo que se necesita es 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 añadirle el valor de salida anterior para dar la 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 el valor de la entrada actual al 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, suponer que la entrada es una señal senoidal muestreada que da la siguiente secuencia de pulsos:

$$0.5, 1.0, 0.5, -0.5, -1.0, -0.5, 0.5, 1.0, \dots$$

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 1.0 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:

$$0.5, 1.5, 2.0, 1.5, 0.5, \dots$$

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

Otro ejemplo de ecuación en diferencias sería:

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

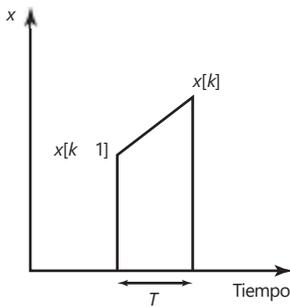


Figura 4.21 Integración.

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:

$$0.5, 1.5, 1.75, 0.5, -1.37, \dots$$

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 se consideran dos señales en tiempo discreto, $x[k]$ y $x[k - 1]$ que ocurren con un intervalo, T , entre ellas (Figura 4.21), 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:

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

Resumen

La **conversión analógica a digital** incluye la conversión de señales analógicas en palabras binarias. Un reloj ofrece una señal de tiempo regular al convertidor analógico a digital (ADC) y muestrea la señal analógica en cada pulso del reloj. Entonces, una unidad muestreada y de retención conserva cada valor muestreado hasta que ocurra el siguiente pulso. Las formas de ADC son las aproximaciones sucesivas, la rampa, la doble rampa y el instantáneo o flash.

Una **conversión digital a analógica** implica la conversión de una palabra binaria dentro de una señal analógica. Algunas formas de convertidores digitales a analógicos (DAC) son los de resistores ponderados y la escalera R - $2R$.

Un **multiplexor** es un circuito que es capaz de tener entradas de datos desde varias fuentes y luego, mediante la selección de un canal de entrada, ofrece una salida para uno solo de ellos.

El término **adquisición de datos**, o DAQ, se emplea para el proceso de datos tomados desde sensores y el ingreso de datos dentro de una computadora para procesamiento.

El término **procesamiento de señales digitales** o **procesamiento de señales en tiempo discreto de señales** se emplea para el procesamiento aplicado a una señal mediante un microprocesador.

Problemas

- 4.1 ¿Cuál es la resolución de un ADC con una longitud de palabra de 12 bits y un rango de entrada de señal analógica de 100 V?
- 4.2 Un sensor ofrece una salida analógica de máximo 5 V. ¿Qué longitud de palabra se requiere para un ADC si debe haber una resolución de 10 mV?

- 4.3 Una escalera $R-2R$ DAC de resistores tiene su alimentador de salida de circuito a través de un amplificador operacional invertido con una retroalimentación de resistencia de $2R$. Si el voltaje de referencia es de 5 V, determine la resolución del convertidor.
- 4.4 Para un resistor ponderado DAC binario, ¿cómo deben ponderarse los valores de las resistencias de la entrada para un DAC de 4 bits?
- 4.5 ¿Cuál es la conversión de tiempo para un ADC de 12 bits con una frecuencia de reloj de 1 MHz?
- 4.6 En el monitoreo de las entradas desde un número de termopares se utiliza la siguiente secuencia de módulos para cada termopar en su interfaz con un microprocesador.
Protección, compensación unión fría, amplificación, linealización, muestreo y retención, convertidor analógico a digital, búfer, multiplexor.
Explique la función de cada uno de los módulos.
- 4.7 Sugiera los módulos que puedan necesitarse para realizar la interfaz de la salida de un microprocesador con un actuador.
- 4.8 Para el resistor ponderado DAC de 4 bits que se muestra en la Figura 4.5, determine la salida desde el resistor al amplificador para entradas de 0001, 0010, 0100 y 1000 si las entradas son 0 V para un lógico 0 y 5 V para un lógico 1.
- 4.9 Si el resistor más pequeño en un resistor ponderado DAC de 16 bits es R , ¿qué tan grande necesitaría ser el resistor más largo?
- 4.10 Un ADC de rampa de 10 bits tiene una entrada de escala completa de 10 V. ¿Cuánto tomará convertir dicha entrada de escala completa si el periodo del reloj es 15 ms?
- 4.11 Para un ADC de 12 bits con entrada de escala completa, ¿qué tanto más rápidas serán las aproximaciones sucesivas ADC en comparación con una rampa ADC?