



# Enciclopedia de la **ELECTRONICA** **INGENIERIA Y TECNICA**

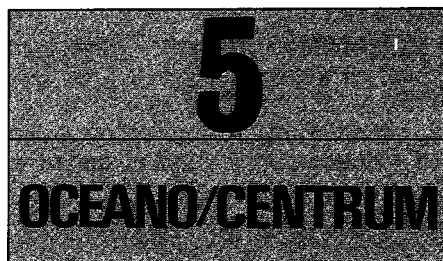
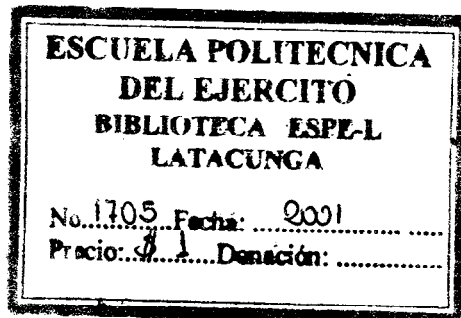
**Charles Belove**

**Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación  
Florida Atlantic University  
Boca Raton, Florida**

Director de la versión en español

**Francisco Paniagua B., I.M.E.**

Universidad Nacional Autónoma de México  
Consultor Editorial de Ingeniería Eléctrica  
Miembro de la U.S. Metric Association



Es una obra del  
**GRUPO EDITORIAL OCEANO**

**Presidente**

José Lluís Monreal

**Director General**

José M.<sup>a</sup> Martí

**Director General de Publicaciones**

Carlos Gispert



Versión española de la edición original de Charles Belove "Handbook of Modern Electronics and Electrical Engineering" publicada por John Wiley & Sons, Nueva York, EE.UU.

**VERSIÓN ORIGINAL**

**Consejo Editorial: Phillip Hopkins**

Lockheed Engineering and  
Management Services, Co., Inc.  
Houston, Texas

**Milton Rosenstein**

New York Institute of Technology  
Old Westbury, Nueva York

**Edward Nelson**

New York Institute of Technology  
Old Westbury, Nueva York

**Stanley Shinnars**

Jericho, Nueva York

**VERSIÓN ESPAÑOLA**

**Supervisión Editorial: Pedro Basurto Samperio**

**Edición: Begoña Robles**

**Dirección Editorial: Marta Bueno**

**Traducción: Roberto Palacios Martínez**

Licenciado en Ciencias  
Universidad Autónoma de Baja  
California

**Juan Carlos Vega Fagoaga**

Ingeniería en Sistemas

**Hugo Villagómez Velázquez**

Licenciado en Física y Matemáticas  
Instituto Politécnico Nacional, México  
Doctor en Ciencias  
Universidad de París, Francia

**José Rafael Blengio Pinto**

Médico Cirujano  
Universidad Nacional Autónoma  
de México

**M.<sup>a</sup> Dolores García Díaz**

Traductora Especializada en Ciencias

© MCMLXXXVI Edición Original John Wiley & Sons, Inc.

© MCMXC Edición Española Ediciones Centrum Técnicas y Científicas

Paseo de Gracia, 26 — 08007 Barcelona — España

Tel. (93) 301 01 82 — Télex 51 735 exit e — Fax (93) 317 97 01

Reservados todos los derechos. Quedan rigurosamente prohibidas, sin la autorización escrita de los titulares del copyright, bajo las sanciones establecidas en las leyes, la reproducción total o parcial de esta obra por cualquier medio o procedimiento, comprendidos la reprografía y el tratamiento informático, y la distribución de ejemplares de ella mediante alquiler o préstamo públicos.

ISBN Edición española obra completa: 84-7841-016-3

ISBN Edición española volumen 5: 84-7841-021-X

ISBN Edición original: 0-471-09754-3

Impreso en España — Printed in Spain

Depósito legal B: 2007-91 (En)

Imprime: HUROPÉ, S.A.

Recaredo, 2-4 Barcelona

1986-1987  
1988-1989  
1990-1991  
1992-1993  
1994-1995  
1996-1997  
1998-1999  
2000-2001  
2002-2003  
2004-2005  
2006-2007  
2008-2009  
2010-2011  
2012-2013  
2014-2015  
2016-2017  
2018-2019  
2020-2021  
2022-2023  
2024-2025

# Índice de capítulos

## SÉPTIMA PARTE (CONTINUACIÓN) INGENIERÍA DE SISTEMAS, CONTROL AUTOMÁTICO Y MEDICIONES

### 36. Robótica, 1085

J. Ronald Bailey

Introducción, 1086  
Clasificación, 1086  
Software, 1090  
Especificaciones, 1094  
Aplicaciones, 1094  
Función de la robótica en la manufactura  
integrada con computadora, 1097  
Tendencias en la industria y aplicaciones  
futuras, 1103

### 37. Mediciones de sistemas, 1105

Richard G. Costello

Introducción a la medición de los estados  
de un sistema, 1107  
Requisitos de las mediciones, 1107  
Escalación de mediciones, 1110  
Convertidores de analógico a digital  
y de digital a analógico, 1115  
Conversión entre mediciones lineales  
y angulares, 1117  
Dispositivos para la medición analógica  
de la posición angular o lineal de  
un sistema, 1123  
Resumen de mediciones analógicas de la  
posición angular o lineal de un sistema, 1136

Transductores de sistemas de control  
digital, 1136

Medición digital de la posición o el ángulo  
de un sistema, 1140

Medición analógica de la velocidad  
de un sistema, 1146

Medición analógica de la aceleración  
de un sistema, 1154

Medición digital de la aceleración  
de un sistema, 1159

Medición de peso, fuerza, momento  
de torsión, presión y temperatura, 1162

Detección de errores, 1171

### 38. Modelación y simulación, 1177

Richard G. Costello

Simulación por computadora  
analógica, 1178

Simulación de sistemas por computadora  
digital, 1186

Algoritmos de integración, 1189

Lenguajes de simulación  
especializados, 1194

Consideraciones sobre el problema del  
tiempo real, 1195

### 39. Confiabilidad, 1197

Amrit L. Goel y Joseph J. Naresky

Introducción, 1198

Conceptos y definiciones básicos, 1198



Distribuciones de probabilidad que se utilizan en los modelos de confiabilidad, 1200  
Sistemas no reparables, 1203  
Sistemas reparables, 1207  
Estimación de la confiabilidad, 1211  
Confiabilidad del software, 1213  
Ingeniería de confiabilidad, 1214

## **OCTAVA PARTE APLICACIONES MÉDICAS DE LA ELECTRÓNICA**

### **40. Introducción a la fisiología humana, 1223** Clifford Bogen

Introducción, 1224  
Metabolismo, 1225  
Estructura y función celulares, 1227  
Bioquímica celular, 1231  
Homeostasia, biorretroalimentación y equilibrio dinámico, 1233

### **41. Instrumentación médica, 1235** Benedict Kingsley, Daniel B. Diner, Josefa Cubina, Jeff Tosk y Julius Simon

Ultrasonografía, 1236  
Computadoras en medicina: panorama de la tomografía computerizada e imágenes de resonancia magnética nuclear, 1245  
Mediciones cardiopulmonares, 1251  
Laboratorio médico automatizado, 1268

### **42. Vigilancia instrumental del enfermo, 1271** Steven G. Epstein, John Dawson y Louis R. M. del Guercio

Introducción, 1272  
Monitorización cardiovascular, 1272  
Monitorización de la respiración, 1274  
Monitorización de la presión intracraneal, 1276  
Monitorización de la temperatura, 1277  
Computadoras, 1278  
Seguridad, 1278

### **43. Prótesis, 1281** Harold Z. Haut, Harry Levitt y William Lembeck

Implantes, 1282  
Procesamiento de señales en personas con deficiencias de comunicación, 1308  
Prótesis eléctricas (miembro superior), 1318

## **NOVENA PARTE GRABACIÓN Y REPRODUCCIÓN DE AUDIO Y VÍDEO**

### **44. Características del sonido, 1333** Robert B. Newman y Stanley A. Gelfand

Acústica, 1334  
Psicoacústica, 1354

## CAPÍTULO 36

# Robótica

**J. Ronald Bailey**

IBM Corporation  
Boca Raton, Florida

### **36.1 Introducción**

- 36.1.1 Antecedentes
- 36.1.2 Entorno de la industria robótica

### **36.2 Clasificación**

- 36.2.1 Tipos de manipuladores
- 36.2.2 Tipos de controladores
- 36.2.3 Tipos de motores primarios

### **36.3 Software**

- 36.3.1 Requisitos
- 36.3.2 Lenguajes
- 36.3.3 Programa muestra

### **36.4 Especificaciones**

### **36.5 Aplicaciones**

### **36.6 Función de la robótica en la manufactura integrada con computadora**

- 36.6.1 Automación flexible
- 36.6.2 Selección y desarrollo de la aplicación
- 36.6.3 Justificación económica de los robots

### **36.7 Tendencias en la industria y aplicaciones futuras**

### 36.1 INTRODUCCIÓN

#### 36.1.1 Antecedentes

El *Robot Institute of America* define el **robot** como "un manipulador multifuncional reprogramable, diseñado para desplazar materiales, piezas, herramientas o dispositivos especiales, mediante movimientos programados variables para el desempeño de diversas tareas".

Desde un punto de vista histórico, los orígenes del robot industrial se pueden vincular al desarrollo continuado de maquinaria automatizada, que se inició con la Revolución Industrial en la década de 1760. En la primera oleada de la mecanización, la atención estaba puesta en la manufactura de piezas con la inteligencia y el control del ser humano. Las máquinas que se enumeran aquí son representativas de esta primera fase de la industrialización:

Tiempo	Máquina
1775	Perforadora de cilindros (Wilkinson)
1779	Torno para metales (Maudslay)
1800	Torno de armas (Blanchard)
1804	Telar de Jacquard (tarjetas perforadas)
1818	Fresadora (Whitney)
déc. 1820	Cepillo mecánico
déc. 1840	Torno de torreta o revólver
déc. 1860	Fresadora universal
déc. 1870	Torno automático de roscar
déc. 1880	Fresadora para engranajes

A medida que el desarrollo industrial prosiguió en el siglo xx, el objetivo de la automatización cambió hacia la tecnología de manufactura guiada por la inteligencia humana con control numérico.

Tiempo	Máquina
1913	Línea de montaje móvil (Ford)
1924	Máquina de transferencia (Morris Motors)
1952	Fresadora NC (controlada numéricamente, Parsons con MIT)
1955	APT (programación de aplicaciones de herramientas), lenguaje de programación NC
1957	Insertador de componentes (IBM)
1958	Centro de maquinado (Kearney & Trecker)
1959	Primer robot industrial (Unimation)
1960	Fresadora con control adaptativo (Bendix)
1963	Diseño auxiliado con computadora (Sutherland)
1968	DNC [(Control numérico directo), Molins, etc.]
1970	Primera línea de robots soldadores (GM)

#### 36.1.2 Entorno de la industria robótica

Durante la década de 1970 se combinaron adelantos sinérgicos en microprocesadores, controles, software, sensores y computadoras para producir los robots adaptativos inteligentes de que ahora se dispone. Actualmente, los robots industriales se utilizan en Japón, Estados Unidos y Europa Occidental. La distribución aproximada por país es como sigue:

País	Robots
Japón	14.000
Estados Unidos	4.000
Alemania	700
Gran Bretaña	700
Suecia	500
Italia	300
Otros	300

Los primeros robots se aplicaron principalmente en la industria del automóvil y la electrónica. La tendencia actual va encaminada hacia un despliegue más vasto, como lo indican los datos de la tabla de la página siguiente, de la *Japanese Industrial Robot Association (JIRA)*:

### 36.2 CLASIFICACIÓN

Los robots se pueden clasificar en función de sus tres componentes principales: tipo de manipulador, controlador y motor primario. Estos tres elementos se combinan para definir las capacidades de un robot. En esta sección se definen los tipos básicos de componentes y se relacionan con la capacidad.

#### 36.2.1 Tipos de manipuladores

Los manipuladores pueden agruparse conforme a su configuración mecánica. En la figura 36-1 se muestran seis disposiciones comunes de manipuladores de robot:

1. Brazo articulado que gira en torno a un eje vertical y tres ejes horizontales.
2. Brazo cartesiano o x-y-z que se mueve horizontalmente con articulaciones en voladizo.
3. Brazo cilíndrico que gira en torno a un eje vertical y también tiene movimiento radial.
4. Brazo esférico que gira en torno a los ejes vertical y horizontal y también se mueve radialmente.
5. Robot con bastidor en forma de caja o de caballete que se desplaza horizontalmente en x, y y z y que tiene una articulación extra en el extremo del brazo suspendido, para la rotación de balanceo, cabeceo y guiñada.
6. Brazo con dos articulaciones que giran en torno a ejes verticales, una tercera que se mueve hacia arriba y abajo, y la capacidad de girar el sujetador en torno a un eje vertical. Esta última con-

Industria	1976	1977	1978	1979	Década de 1980
Automóviles	30	34	39	38	29
Electrónica, eléctrica	21	23	24	18	36
Maquinaria de precisión	1	1	1	3	2
Maquinaria para la construcción	1	1	1	1	1
Maquinaria para el trabajo de metales	5	6	4	3	2
Otra maquinaria	2	2	—	1	1
Bicicletas, vehículos industriales	2	2	1	1	—
Plásticos, productos moldeados	13	10	10	11	10
Químicos, petróleo, productos del carbón	2	1	1	—	1
Cerámica	1	—	—	—	1
Hierro, acero	6	6	3	4	1
Metales no ferrosos	2	2	2	2	3
Trabajo de metales, calderas, motores, turbinas	7	3	8	9	5
Textiles	1	1	—	3	1
Otros	6	8	3	6	5

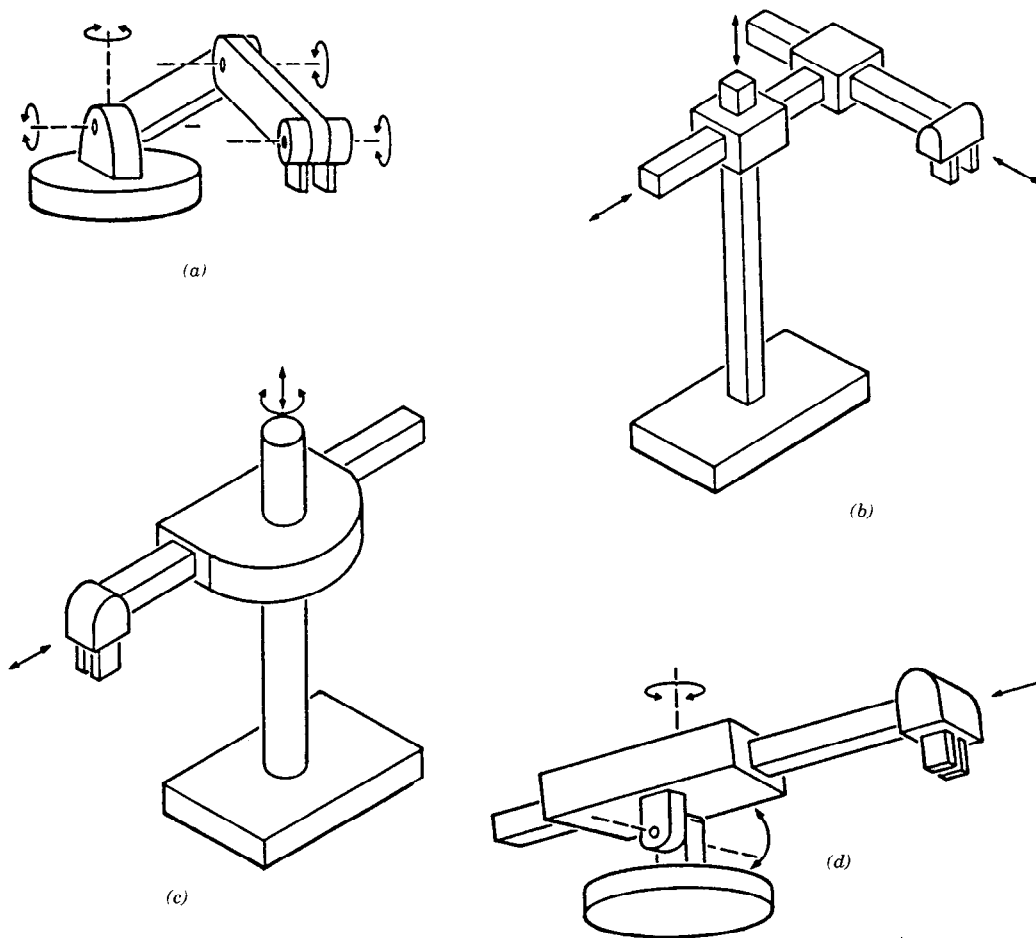
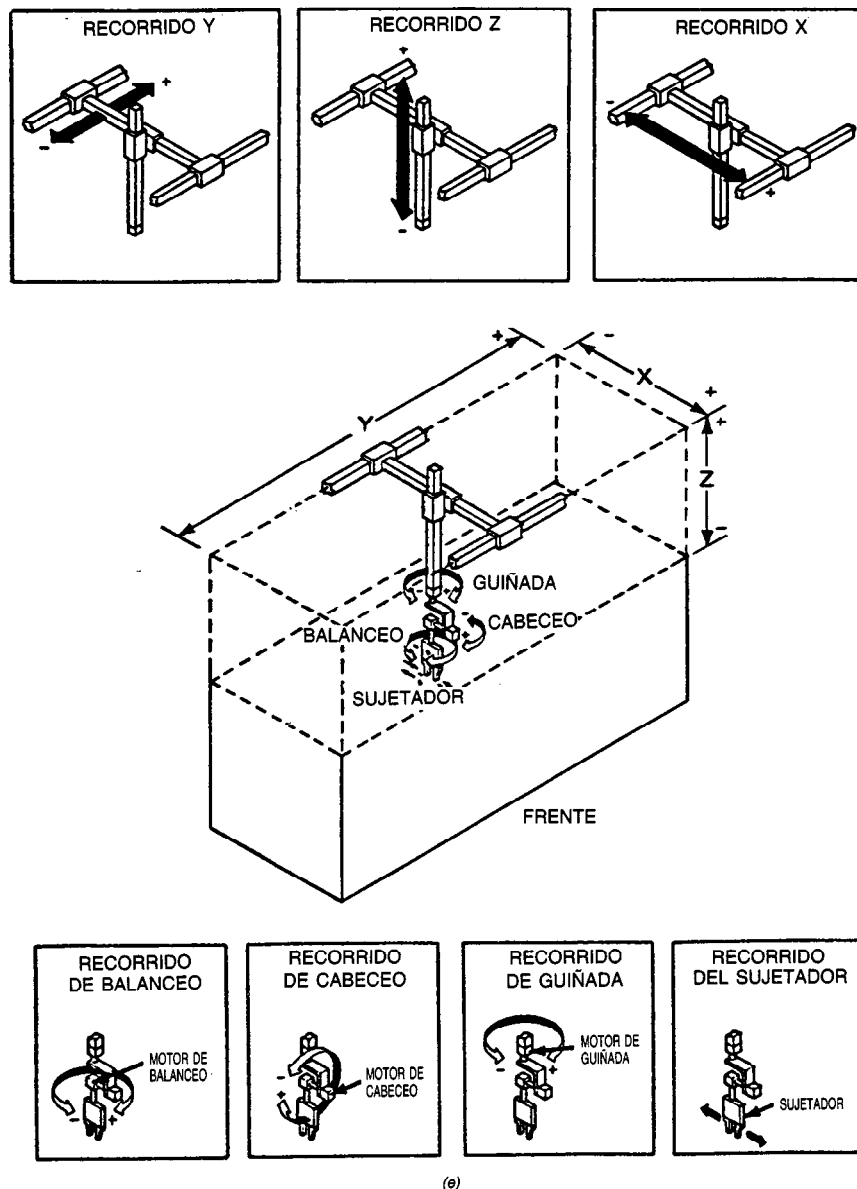


Fig. 36-1. Seis configuraciones comunes de manipuladores de robots: a) brazo articulado; b) brazo cartesiano o x-y-z; c) brazo cilíndrico; d) esférico.



(e)

Fig. 36-1 (cont.). Seis configuraciones comunes de manipuladores de robots: e) de caballete.

figuración se conoce como brazo robot de montaje con acomodación selectiva (SCARA) debido a su capacidad inherente de desplazarse ligeramente en el plano horizontal para compensar el desalineamiento de piezas sin permitir que éstas giren, lo cual podría causar su apretamiento.

### 36.2.2 Tipos de controladores

Entre los controladores para robots industriales se cuentan los siguientes, dispuestos en orden de capacidad ascendente:

1. Control manual con botones de pulsación u otros.
2. Lógica de relevadores o neumática con secuencia fija.
3. Controlador programable.
4. Microprocesador con capacidad de servocontrol.
5. Control por computadora del movimiento con capacidad lógica.
6. Control por computadora con capacidad de movimiento, lógica, procesamiento de datos, detección (sensor) y comunicaciones.

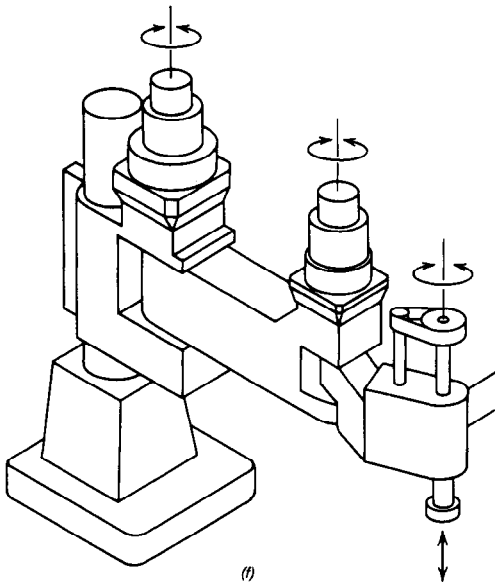


Fig. 36-1 (cont.). Seis configuraciones comunes de manipuladores de robots: f) brazo robot de montaje con flexibilidad (acomodación).

Los tres primeros suelen programarse con diagramas circuitales y lógicos relativamente simples ("diagramas de escalera"). Muchos de estos sistemas operarían con un control de ciclo abierto (fig. 36-2).

En el cuarto nivel es más probable un sistema de control de ciclo cerrado (fig. 36-3). La programación se realiza al nivel de ensamblador. Por encima del cuarto nivel suele requerirse un lenguaje de programación.

Los tres tipos de servocontrol más comunes son los de posición, velocidad y fuerza (presión). En las figuras 36-4, 36-5 y 36-6 se ilustran diagramas esquemáticos o de ciclo de control (o ambos) comunes de estos servosistemas. En los capítulos 33, 34 y 35 se estudia el uso de la teoría del control automático en el análisis y diseño de estos sistemas.

Entre los parámetros de rendimiento importantes suelen incluirse la exactitud estática, repetibilidad, velocidad y estabilidad. Entre los factores que afectan el rendimiento se cuentan la histéresis, respuesta dinámica, masa, rigidez estructural, fricción, pérdida de movimiento o movimiento muerto (huelgo) en el sistema de impulsión, repetibilidad de transductores, resolución, linealidad y respuesta dinámica.

En la tabla 36-1 se resumen las características de rendimiento.

### 36.2.3 Tipos de motores primarios

El movimiento del manipulador de un robot es impulsado por un motor primario, que proporciona la energía necesaria para la aceleración, desaceleración y colocación de la carga útil. Existen tres tipos básicos de motores primarios: eléctricos, neumáticos e hidráulicos. La selección del sistema impulsor más apropiado depende de la carga útil, velocidad, exactitud, control y costo requeridos.

En la tabla 36-2 se resumen las ventajas y desventajas de cada uno de esos sistemas.

**Sistemas eléctricos.** En la tabla se observa que los motores eléctricos son la mejor elección para aplicaciones de bajo momento torsional (par) y alta velocidad, con factor (ciclo) de trabajo reducido, velocidad casi constante y poca carga útil.

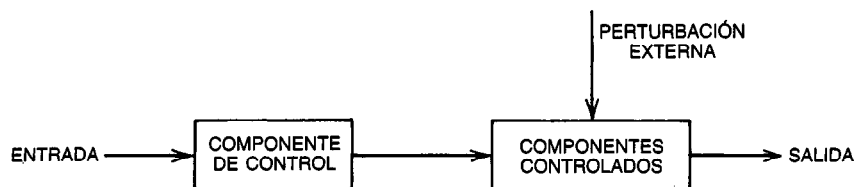


Fig. 36-2. Diagrama de servocontrol de ciclo abierto.

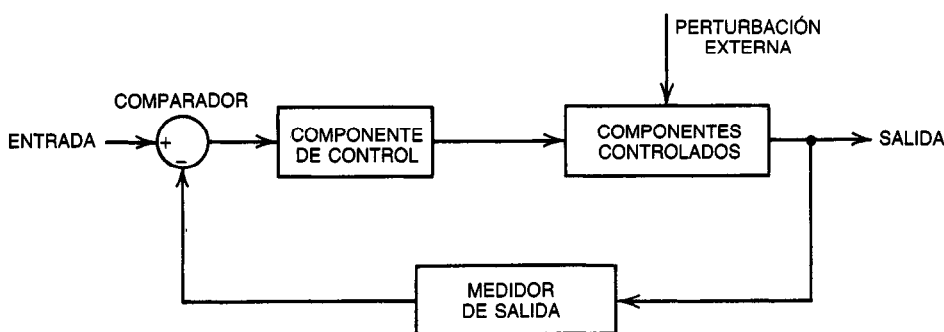


Fig. 36-3. Diagrama de servocontrol de ciclo cerrado.

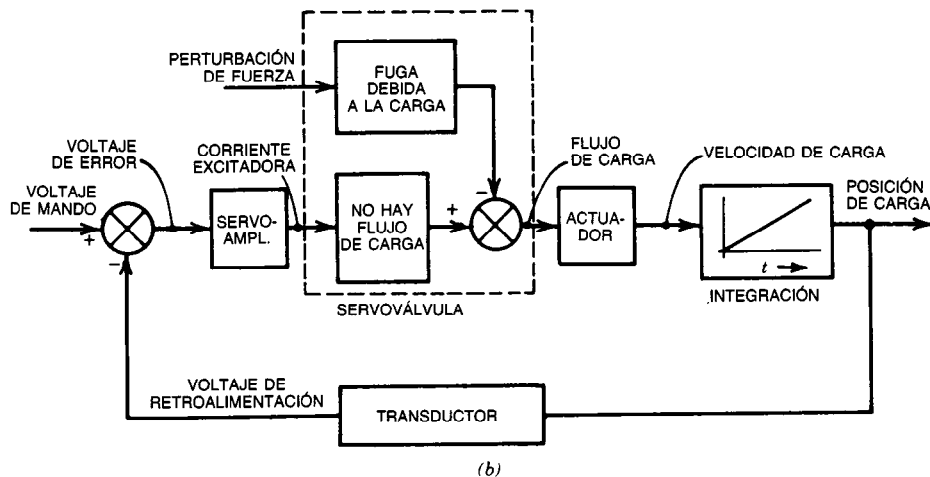
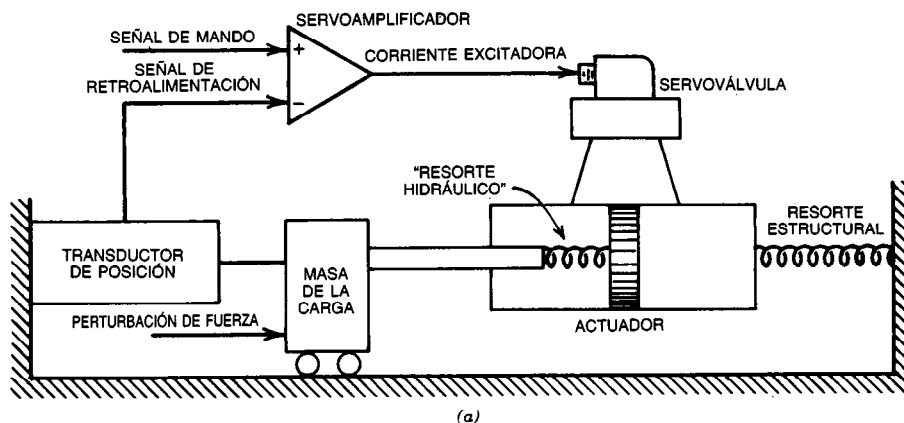


Fig. 36-4. a) Esquema de servo y b) diagrama de control para el control de posición.

**Sistemas hidráulicos.** Son idóneos para aplicaciones de momento torsional alto y baja velocidad con elevado factor de trabajo y una salida de fuerza estable.

**Sistemas neumáticos.** Son los más adecuados para aplicaciones de bajo costo que se pueden implementar sin necesidad de control de posición por servodispositivo.

#### Niveles de capacidad

Una manera conveniente de clasificar los robots en términos de su capacidad de rendimiento es como sigue:

Clasificación	Aplicación típica
Tomar y colocar	Transferencia de piezas simples
De punto a punto	Carga y descarga de máquinas
Trayectoria continua	Procesos (atomización, etc.)
Inteligente	Montaje, prueba, inspección

### 36.3 SOFTWARE

#### 36.3.1 Requisitos

Los robots se pueden programar al nivel de lenguaje de máquina, de ensamblador o a uno superior. Los lenguajes más complejos son similares a un lenguaje natural con instrucciones u órdenes como MOVE, IF, THEN, ELSE, WRITE (en disco), READ (del disco), PRINT y SENSE. Un lenguaje de funciones completas incluye capacidad de control del movimiento, lógica, detección (sensora) y algo de procesamiento de datos.

**Control del movimiento.** Es el requisito principal de un lenguaje de programación de robots. Cada articulación de un robot experimenta aceleración, desplazamiento a velocidad constante y desaceleración con cada orden de movimiento (MOVE). Estas funciones se pueden realizar con movimiento en serie de las articulaciones (se mueve una articulación, después la segunda, etc.), con movimiento independiente de cada articulación (esto quizá sea inaceptable debido a que la trayectoria de este movimiento puede ser impredecible) o bien con

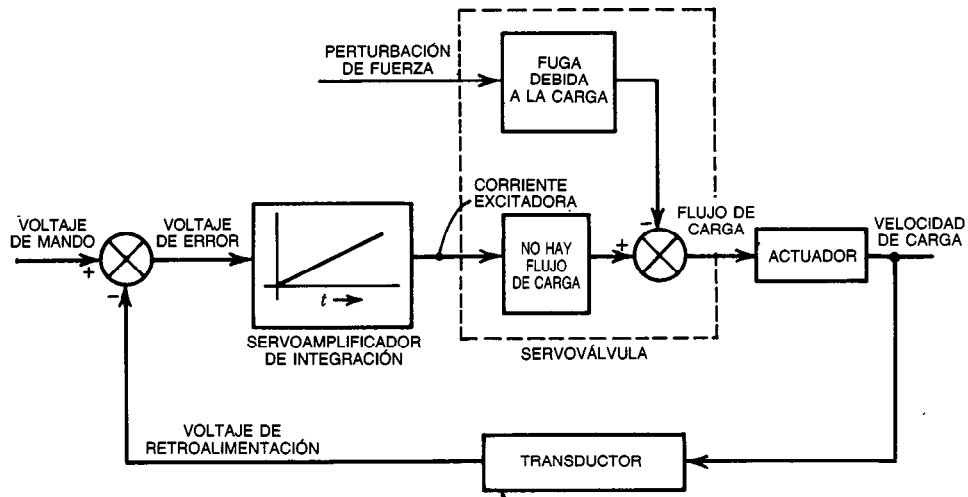
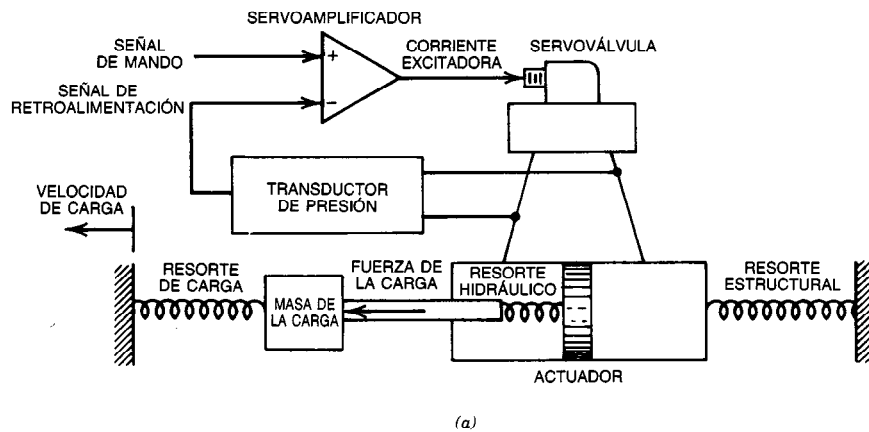
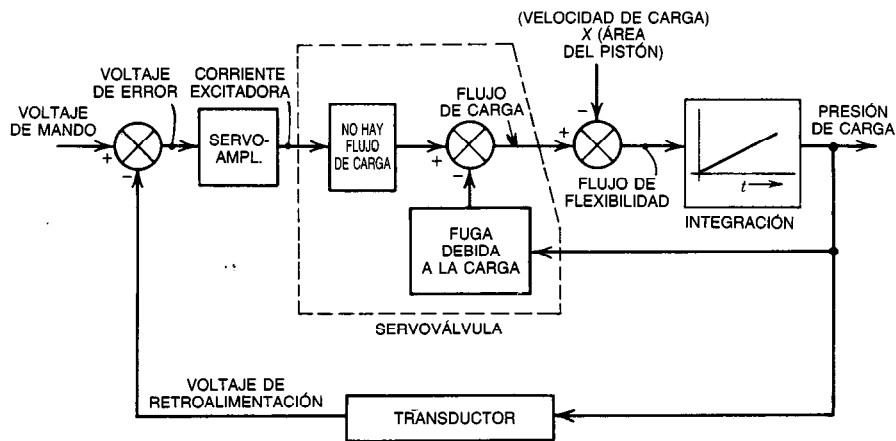


Fig. 36-5. Diagrama de servocontrol para el control de velocidad.



(a)



(b)

Fig. 36-6. a) Esquema servo y b) diagrama de control para el control de fuerza.



**Tabla 36-1. Características del control por servodispositivos<sup>a</sup>**

Parámetro de rendimiento	Servo de posición <sup>b</sup>	Servo de velocidad	Servo de fuerza <sup>c</sup>
Repetibilidad	Mejora con ganancia de ciclo mayor	Esencialmente perfecta	Mejora con una ganancia de ciclo mayor
Rigidez de salida	Aumenta con una ganancia de ciclo mayor	Esencialmente infinita	No es aplicable
Errores de seguimiento	Aumentan con una ganancia de ciclo mayor	Esencialmente ganancia de ciclo mayor	Se reduce con una ganancia de ciclo mayor
Respuesta dinámica	Es más rápida con una ganancia de ciclo mayor	Es más rápida con una ganancia de ciclo mayor	Es más rápida con una ganancia de ciclo mayor
Amortiguación de la resonancia de carga	Es menos estable con una ganancia de ciclo mayor	Es menos estable con una ganancia de ciclo mayor	Es menos estable con una ganancia de ciclo mayor

<sup>a</sup> La tabla caracteriza servociclos básicos y en ella se suponen unos transductores perfectos.

<sup>b</sup> Cualquier flexibilidad (acomodación) del sistema de accionamiento fuera del ciclo reducirá la rigidez de salida de un servo de posición.

<sup>c</sup> La ganancia de ciclo máxima del servo de fuerza suele ser determinada por el retraso de fase o de la servoválvula.

**Tabla 36-2. Ventajas y desventajas de los motores primarios de tipo eléctrico, neumático e hidráulico**

Tipo de motor primario	Ventajas	Desventajas
<b>Eléctrico</b>	Es adecuado para salas estériles Tecnología adecuada Alta resonancia (fácil de controlar) El cableado es simple Costo moderado	Peligro eléctrico No se puede utilizar en medios explosivos Necesita transmisión (par motor bajo, alta velocidad) Baja relación empuje/peso Sujeto a desgaste de escobillas No puede mantener carga estable Factor de trabajo limitado (enfriamiento del motor) La fuente de alimentación debe soportar cargas pico
<b>Hidráulico</b>	Alta relación empuje/peso Accionamiento directo (no se requiere transmisión) Flexibilidad de diseño (mayor presión produce más fuerza) Puede almacenar energía en un acumulador	Posibilidad de fugas No puede instalarse en salas estériles Sensible a la temperatura (se requiere precalentamiento) Relativamente costoso
<b>Neumático</b>	Fuente de energía económica (aire de la sala de máquinas) No hay líneas de retorno No se requiere enfriamiento Las fugas no constituyen un problema Puede almacenar o amortiguar energía Bajo costo	El control proporcional es complicado Necesita lubricación para el aire Baja rigidez inherente debido a la compresibilidad Velocidad de señales baja (1 000 pies/s) Niveles de fuerza bajos (120 lbf/pulg <sup>2</sup> contra 3 000 lbf/pulg <sup>2</sup> ) Poca flexibilidad de programación

movimiento coordinado de todas las articulaciones (todas las articulaciones comienzan y terminan su desplazamiento de manera simultánea). El último es el método más complejo. Por lo común requiere el control de la trayectoria además de la definición del punto de partida y la meta u objetivo de cada articulación.

El movimiento se puede programar en sistemas ordenados de la articulación, convencionales o del robot. La escalación de la velocidad es una característica deseable del control de desplazamiento.

**Toma de decisiones o lógica.** Es un segundo requisito importante de un lenguaje de programación de robots. Normalmente se realiza con instrucciones de repetición, ramificación, indización de posiciones, etc. Suele requerirse la operación en un modo de tiempo real para lograr esta capacidad.

**Vinculación (a través de interfaces).** Por lo común un lenguaje de control de robots debe ser capaz de controlar salidas digitales y leer entradas digitales. Esto permite al robot controlar el proceso en su alrededor y responder a cambios en su entorno.

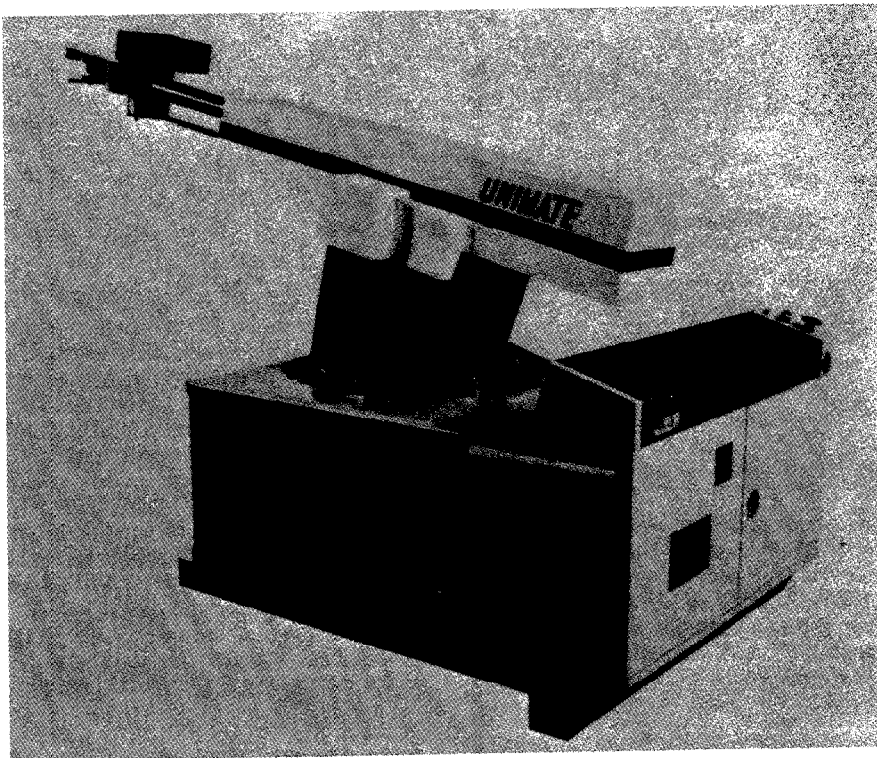
**Capacidad de procesamiento de datos.** Es necesaria para controlar aplicaciones complicadas de robots. Esta capacidad incluiría las funciones normales de lec-

tura de datos del almacenamiento, escritura en memoria de programas salvados, visualización de mensajes para operadores, etc.

Si el robot se va a emplear en una aplicación en que se requiere adaptabilidad, el lenguaje de control debe incluir la detección integrada. Esto permite al sistema de robótica recuperarse de errores provocados por piezas faltantes o fuera de tolerancia, alimentadores vacíos, deriva posicional, errores del operador, etc. Pueden emplearse detección óptica, visión y detección táctil para cumplir este requisito.

**Capacidad de diagnóstico integrada.** Es una característica deseable de los lenguajes de control de robots. En el lenguaje se pueden integrar asimismo características de seguridad. Por ejemplo, es posible establecer límites de tolerancia en el software para la posición de cada articulación durante un movimiento. Si se detecta que una articulación está fuera del límite de tolerancia, el robot se puede desactivar en forma automática.

Quizá se requiera la comunicación con otros robots, con una computadora anfitriona o con ambos. La arquitectura del lenguaje puede hacer posible esta comunicación mientras el robot está en operación, o bien requerir la transmisión por lotes de archivos de datos. La operación del robot y la comunicación de datos



**Fig. 36-7.** Robot de Westinghouse / Unimation. Número de ejes: hasta seis. Sistema de coordenadas: polar. Sistema de accionamiento: hidráulico. Carga útil: 5, 16, 100, 450 lb. Control: servo de ciclo cerrado. Tipo de movimiento: de punto a punto. Método de programación: caja de enseñanza o lenguaje VAL. Repetibilidad:  $\pm 0.050$  a  $0.080$  pulg por modelo.

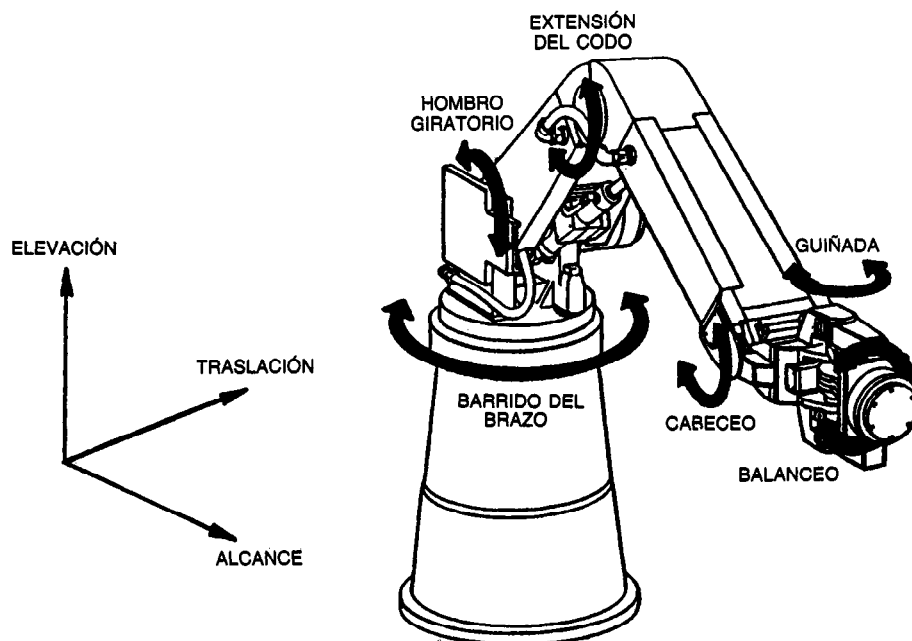


Fig. 36-8. Robot de Cincinnati Milicron.

concurrentes requerirían la capacidad de procesamiento de tareas múltiples en el procesador de control. La comunicación con el operador se puede realizar a través de una terminal, un panel del operador o un "pendiente de instrucción".

### 36.3.2 Lenguajes

En la última década se han creado varios lenguajes de robot comerciales, como los siguientes:

Lenguaje	Fuente
AL	Standford University
AML	IBM Corporation
HELP	General Electric
MCL	McDonnell Douglas
RAIL	Automatix
VAL	Unimation

En *Allegro Operator's Manual*, *AML Reference Manual*, Mujtaba y Goldman, *RAIL Software Manual* y *User's Guide to VAL* se presentan detalles de estos lenguajes de robot. Además de los lenguajes de control de robot explícitos enumerados se pueden emplear lenguajes ajenos a los robots, como BASIC, PASCAL y APT para programarlos.

### 36.3.3 Programa muestra

El ejemplo de la página siguiente es representativo del tipo de programación de que se dispone. Este programa, escrito en AML, ejecuta la tarea simple de moverse hacia un alimentador, aproximarse a una pieza, asir

la pieza, soltarla, desplazarse hacia un dispositivo, aproximarse al punto de montaje, entregar la pieza, soltarla y regresar al alimentador. En este programa se utilizan algunas de las instrucciones (órdenes) básicas de AML para generar las diversas subrutinas. A fin de ampliar este programa muestra a una aplicación real, se necesitarían subrutinas adicionales para calibración, vigilancia de sensores y compensación de errores.

## 36.4 ESPECIFICACIONES

Aproximadamente 230 compañías fabrican y venden robots en todo el mundo. En Estados Unidos, Cincinnati Milicron, Westinghouse/Unimation, GMF, Prab, General Electric, IBM, US Robots, Intelledex y muchas otras ofrecen diversos sistemas de robótica. Asea, Electrolux, Olivetti y Renault, Trallfa, Binks y Volkswagen son líderes en el mercado de Europa. Dainichi Kiko, Fujitsu Fanuc, Hitachi, Kawasaki, Mitsubishi, Sankyo Seiki y Yasakawa son los líderes en Japón.

Entre las prestaciones se cuentan el número de ejes, sistema de coordenadas, sistema de accionamiento, capacidad de carga útil, tipo de movimiento, método de programación, número de entradas y salidas digitales, repetibilidad y precio. En las figuras 36-7 a 36-11 se presentan unas especificaciones representativas.

## 36.5 APLICACIONES

Las aplicaciones de los robots se hallan en toda la fábrica, desde estaciones autónomas hasta líneas completamente integradas. Una aplicación típica sería la

```

10: ASSEMBLY: SUBR;
20: -- *****
30: -- **** PUNTOS BASE ****
40: -- *****
50: HOME_: NEW
60: <4.96093,-23.5437,2.22167,80.6694,-8.81979,5.84205,.02095>;
70: -- *****
80: -- **** PUNTOS RELATIVOS A HOME ****
90: -- *****
100: FEEDER_: NEW
110: <-4.81933,1.87207,1.78459,0,-31.627,0,0.0>
120: + HOME_ ;
130: FIXTURE_: NEW
140: <-8.30561,1.87207,1.78459,0,6.37118,0,0.0>
150: +HOME_ ;
160: -- *****
170: -- **** PROGRAMA DE LÍNEA PRINCIPAL ****
180: -- *****
190: DISPLAY(EOP,'UTILICE EL PENDIENTE PARA INICIAR',
200: 'BRAZO EN UNA POSICIÓN SEGURA',EOL,
210: 'PULSE EL BOTÓN END PARA INICIAR',
220: 'PROGRAMA: EJECUCIÓN DEL MONTAJE',EOL);
230: PRINT(2,<'HABILITADO',EOL>); -- MENSAJE PARA EL PENDIENTE
240: GUIDE(ARM);
250: PRINT(2,<' ',EOL>);
260: ST1: REACH(FEEDER_);
270: ST2: APPROACH(1.00000);
280: ST3: GRASP(500.000);
290: ST4: WITHDRAW(1.00000);
300: ST5: POSITION(FIXTURE_);
310: ST6: APPROACH(1.00000);
320: ST7: SETGRIPPER(2.00000);
330: ST8: WITHDRAW(1.00000);
340: ST9: REACH(FEEDER_);
350: -- *****
360: -- * SUBRUTINAS DE VERBOS *
370: -- *
380: -- *****
390: GRASP: SUBR(HOWHARD) ;
400: MID: NEW <INT,INT> ;
410: IF ?JG EQ 0 THEN RETURN; -- NO HAY OPERACIÓN SI NO HAY SUJETADOR
420: MID = MONITOR(<SLP,SRP>,3,-50,HOWHARD) ;
430: CLEANUP($UND); -- ASEGURARSE DE QUE EL ENTORNO SEA RESTITUIDO.
440: UND: SUBR;
450: ENDMONITOR(MID);
460: END;
470: MOVE(JG,0,MID,<.08>); -- HACER EL MOVIMIENTO LENTO Y MONITORIZAR.
480: END;
490: -----
500: SETGRIPPER: SUBR(INCHESOPEN); -- 0.0 A 3.25
510: IF ?JG EQ 0 THEN RETURN; -- NO HAY OPERACIÓN SI NO HAY SUJETADOR
520: TRMOVE(JG,INCHESOPEN);
530: END;
540: -----
550: WITHDRAW: SUBR(DISTANCE);
560: WITHDRAW: WAITMOVE;
570: WITHDRAW: TRMOVE(<JX,JY,JZ>,QGOAL(<JX,JY,JZ>)+DISTANCE*BOXTRANS( )(2,3) );
580: WITHDRAW: END;
590: -----
600: APPROACH: SUBR(DISTANCE);
610: WITHDRAW(-DISTANCE);
620: END;
630: -----
640: POSITION: SUBR(POINTVALUE);
650: J: NEW SELECT(<1,1,1,?JR,?JP,?JW>,<1,2,3,4,5,6>);
660: -- J ES TODAS LAS ARTICULACIONES MENOS EL SUJETADOR DISPONIBLES EN EL SISTEMA
670: TRMOVE(J,POINTVALUE(J)) ;
680: END;
690: -----
700: REACH: SUBR(POINTVALUE);
710: TRMOVE(ARM,POINTVALUE(ARM));
720: END;
730: -----
740: TRMOVE: SUBR(JS,GS);
750: AMOVE(JS,GS);
760: END;
770: -----
780: ----- 4/13/82 ---- TROPS1 -----
790: END; --ASSEMBLY SUBR:

```

carga y descarga de una máquina. El manejo de fundiciones al troquel es un ejemplo de aplicación ideal de una configuración robótica esférica. La carga y descarga de una máquina herramienta como, por ejemplo, un torno o una fresadora es una aplicación que se puede poner en práctica con un manipulador del tipo de brazo articulado. Muchos robots de carga y descarga de máquinas se justifican en base a la mayor eficiencia de la máquina herramienta.

El manejo de materiales es otra área de aplicación de los robots. Algunos ejemplos son la vinculación con bandas transportadoras y sistemas de almacenaje y recuperación automáticos, carga de objetos en plataformas (paletización), equipamiento y empaque. La introducción de la tecnología de grupo y otras técnicas de clasificación de piezas facilitará el uso de robots en el manejo de materiales. La justificación económica se basa en la reducción del trabajo en marcha y en el mejor control del inventario.

La fabricación representa otra área general de aplicación. El taladrado de orificios piloto en la fabricación de aviones, el esmerilado, el vaciado de revestimientos, la eliminación de rebabas y el burilado son aplicaciones comunes. Son frecuentes las mejoras en la calidad con el uso de los robots en la fabricación.

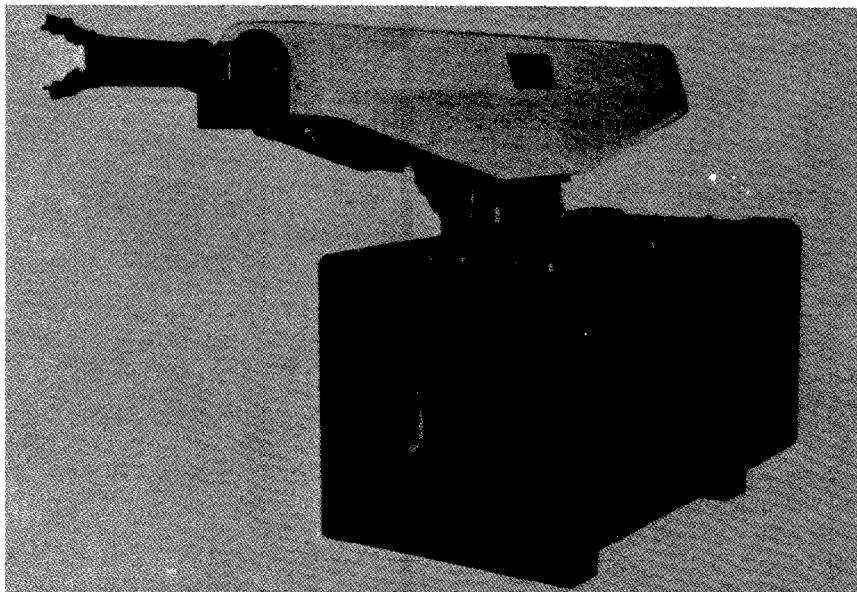
Aproximadamente la mitad de las aplicaciones iniciales de los robots se dieron en la soldadura por puntos. Se necesitan diversas configuraciones para esta aplicación, en particular en la industria de los automóviles para soldar las carrocerías. Los brazos esféricos, cilíndricos, cartesianos y articulados tienen la flexibilidad necesaria para llegar a los sitios requeridos. La soldadura de arco tiene el potencial de convertirse

en una importante área de aplicación de la robótica. Los problemas técnicos se concentran en la necesidad de seguir costuras casi perfectas y compensar variaciones en las piezas.

La pintura con compresora por medio de robots requiere un control uniforme del movimiento. La mayor parte de los robots pintores producen un ahorro significativo en la cantidad de pintura que se utiliza mediante la reducción del sobrepintado. Su empleo puede reducir la necesidad de costosos controles ambientales para conservar la seguridad y la salud.

Los robots también pueden realizar inspecciones y pruebas. El análisis de tendencias puede ser particularmente valioso. Además, ciertas pruebas basadas en datos, como la inspección de cortocircuitos y de continuidad en el montaje electrónico, se adaptan en forma ideal al uso del robot.

El montaje requiere mayor velocidad y exactitud que otras aplicaciones. Además, puede necesitar un nivel de comunicaciones más alto, en el que suelen requerirse celdas, líneas y manufactura integrada para ensamblar un producto. Los robots del tipo de caballete ofrecen una exactitud uniforme en todo su radio de trabajo. Los brazos con flexibilidad selectiva también son adecuados para el montaje, ya que por naturaleza compensan la incertidumbre. Las claves para el uso óptimo de los robots en el montaje son un producto con un número mínimo de piezas, acceso asegurado para el robot, cantidad mínima de direcciones de ensamblaje, y alimentación y orientación automáticas de las piezas. Además, el robot debe poder compensar la incertidumbre asociada con la geometría y colocación de las piezas, así como la inexactitud inherente de su



**Fig. 36-9.** Robot Prab. Número de ejes: cinco. Sistema de coordenadas: polar. Sistema de accionamiento: hidráulico. Carga útil: 50, 75, 100, 125 lb. Control: no servo. Tipo de movimiento: de punto a punto. Método de programación: interruptores de límite y detenciones ajustables. Repetibilidad:  $\pm 0.016$  a  $0.060$  pulg (depende de los ejes).

propio movimiento y la de cualquier herramienta auxiliar. Los requisitos de detección y lógica tienden a ser más estrictos para las aplicaciones de montaje, y las herramientas deben ser extremadamente exactas, o bien el robot debe tener la inteligencia suficiente para reconocer y corregir errores.

### 36.6 FUNCIÓN DE LA ROBÓTICA EN LA MANUFACTURA INTEGRADA CON COMPUTADORA

#### 36.6.1 Automación flexible

Hasta ahora, gran parte de la industria no se ha adaptado a la automatización fija. Por este motivo es importante reconocer la oportunidad que representa el advenimiento de los robots inteligentes, que ahora hacen posible el uso de la automatización flexible como alternativa a las operaciones manuales. El grado al cual cabe utilizar los robots para lograr la automatización flexible puede definirse en términos de una combinación de manipulación y control. La matriz que se ilustra en la figura 36-12 sirve para caracterizar niveles de automatización flexible.

Pasar de repente de una operación totalmente manual a una operación integrada por completo probablemente no sea práctico; un enfoque razonable de la automatización consiste en definir los niveles de automatización deseados para cada área y después generar un plan por fases para desplazarse hacia esos niveles.

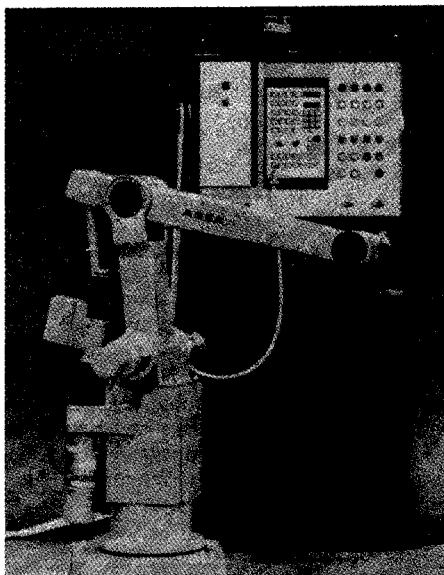
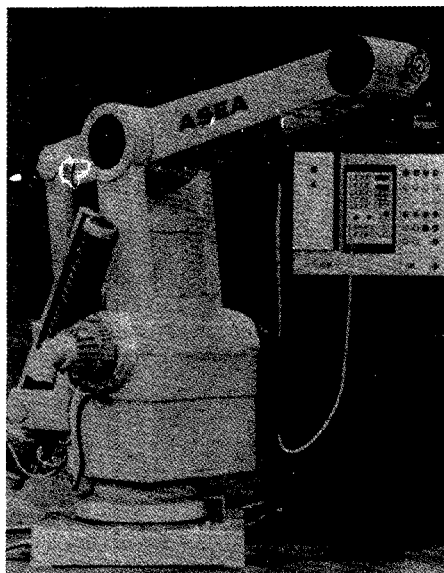
En la figura 36-13 se ilustra la arquitectura de un sistema de control de una planta de manufactura totalmente integrada. Es obvio que esto requeriría la capacidad de combinar las funciones de planificación comercial, diseño del producto, operaciones y manufactura.

#### 36.6.2 Selección y desarrollo de la aplicación

El proceso de obtener y desarrollar aplicaciones adecuadas de la robótica en la industria requiere un método sistemático si se desea obtener los máximos beneficios. Se sugiere el diagrama de flujo de la figura 36-14 como guía de este proceso.

El primer paso en la selección y desarrollo de una aplicación es identificar aplicaciones potenciales. Deben considerarse tareas como la carga y descarga de máquinas, manejo de materiales, paletización, equipamiento, fabricación, montaje y prueba.

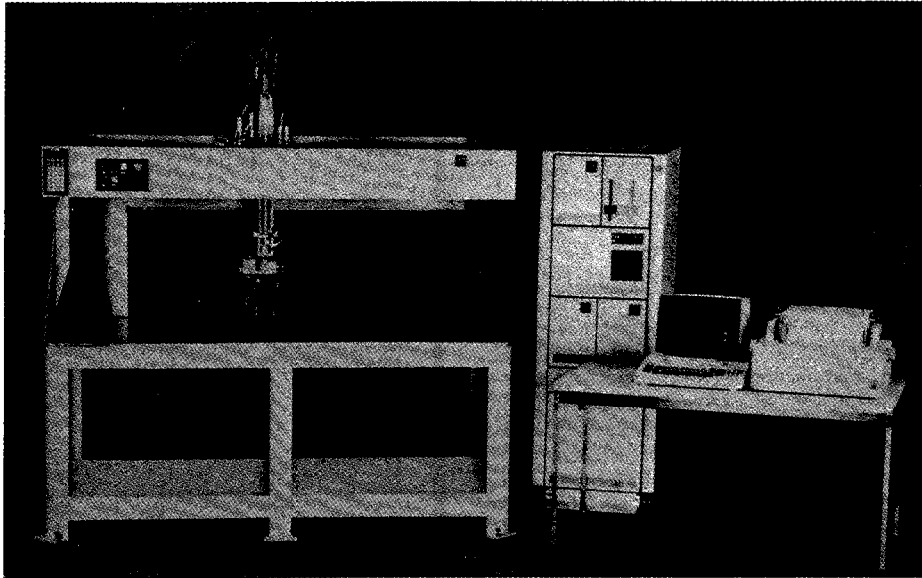
El siguiente paso lógico es elaborar un perfil detallado de la aplicación. Deben buscarse aplicaciones que requieran un mínimo de herramientas especiales, tengan una vida de producción relativamente larga, pertenezcan, por sus características, a una familia de procesos similares y tengan un volumen de producción que vaya de pequeños lotes a grandes cantidades. Si el proceso robotizado va a sustituir a un proceso existente es importante que se entiendan las operaciones anteriores y las subsiguientes, y que se documente la necesidad de manejo especial en virtud del medio, tanto desde el punto de vista del proceso como desde el de la exposi-



**Fig. 36-10.** Robot Asea. Número de ejes: seis. Sistema de coordenadas: brazo articulado. Sistema de accionamiento: servo de CD. Carga útil: 13, 16 lb. Control: servo de ciclo cerrado. Tipo de movimiento: de punto a punto. Método de programación: caja de enseñanza. Repetibilidad:  $\pm 0.008$  a  $0.016$  pulg por modelo.

ción del operador. Debe considerarse el impacto del robot como fuente de contaminación; es decir, sus posibles emisiones, como vapor de aceite de elementos mecánicos, hidráulicos o neumáticos lubricados.

Se aconseja un estudio de factibilidad cuando se han perfilado varias aplicaciones potenciales. En dicho estudio se deberán revisar o analizar las capacidades del robot o robots y evaluar la necesidad de otras herra-



**Fig. 36-11.** Robot IBM. Número de ejes: seis, más sujetador. Sistema de coordenadas: cartesiano. Sistema de accionamiento: hidráulico. Carga útil: 5, 13 lb. Control: servo de ciclo cerrado. Tipo de movimiento: de punto a punto. Método de programación: pendiente de enseñanza y lenguaje "AML". Repetibilidad:  $\pm 0.005$  pulg.

mientas que se manejan con el extremo del brazo, sistemas de manejo de materiales y accesorios de fijación.

El estudio de factibilidad va seguido lógicamente de un análisis financiero preliminar. El objetivo de este paso es asegurar la viabilidad comercial del proyecto. Normalmente se necesitaría un análisis del flujo de efectivo del valor reducido por el beneficio alcanzable para comparar alternativas. Esto requiere una estimación exacta de los costos de todo el sistema de robótica. Además, en el análisis financiero preliminar se deberán considerar ahorros debidos a reducción de mano de obra directa, beneficios de garantía de calidad, limitación de costos de documentación, beneficios en seguridad y salud por reducción en la exposición y otros ahorros potenciales.

Dado que el uso de los robots en la industria es relativamente nuevo, será necesario analizar muchas aplicaciones potenciales a nivel de prototipo antes de emprender otros pasos. Se requerirán un plano del área de trabajo y una lista de la secuencia del proceso. Después pueden utilizarse las herramientas de extremo de brazo y accesorios prototipo con el robot para simular el proceso final. Éste se puede optimizar, cronometrar y filmar en video.

Ahora es factible realizar un análisis financiero formal. Además de los costos del robot, deben considerarse los costos de las herramientas, otro hardware y aparatos, equipo de mantenimiento y prueba especial, instalación y preparación del emplazamiento, nueva capacitación del personal, ingeniería y producción. El análisis formal incorpora costos unitarios y programas de producción, así como abono de impuestos y depreciación. El resultado usual es una estimación del rendi-

miento sobre la inversión y el periodo de reembolso. A menudo se requiere una propuesta formal para obtener la aprobación del gasto de capital necesario. La mayor parte de las propuestas contienen una declaración del problema, un método de solución, el fundamento teórico, una lista de recursos disponibles y necesarios, personal, programa y presupuesto.

Después de obtener los fondos para el proyecto, para el desarrollo del hardware y software de producción es necesario definir importantes correlaciones desde los puntos de vista funcional y de proceso. En este momento se deberán resolver los aspectos relativos a sensores, rutinas de diagnóstico, recuperación de errores, documentación y seguridad y salud. Además, será necesario considerar la capacitación del operador y la planificación física.

El diseño y construcción de herramientas para la producción, accesorios, alimentadores y sistemas de manejo requieren técnicas especiales. La atención al detalle se puede traducir en éxito.

La implementación final implica la asignación del espacio de piso y las reubicaciones necesarias, la provisión de ductos de servicio de aire y electricidad, y la integración de todas las herramientas, alimentadores, sistemas de manejo de materiales, etc.

El mantenimiento de la aplicación requiere personal capacitado, piezas de repuesto y dispositivos intermedios adecuados.

Se puede advertir que la selección y desarrollo de aplicaciones es una combinación de consideraciones técnicas y no técnicas. Los factores técnicos a menudo se pueden expresar en números; por ejemplo, capacidades del robot, tiempos de ciclo, rendimiento sobre la

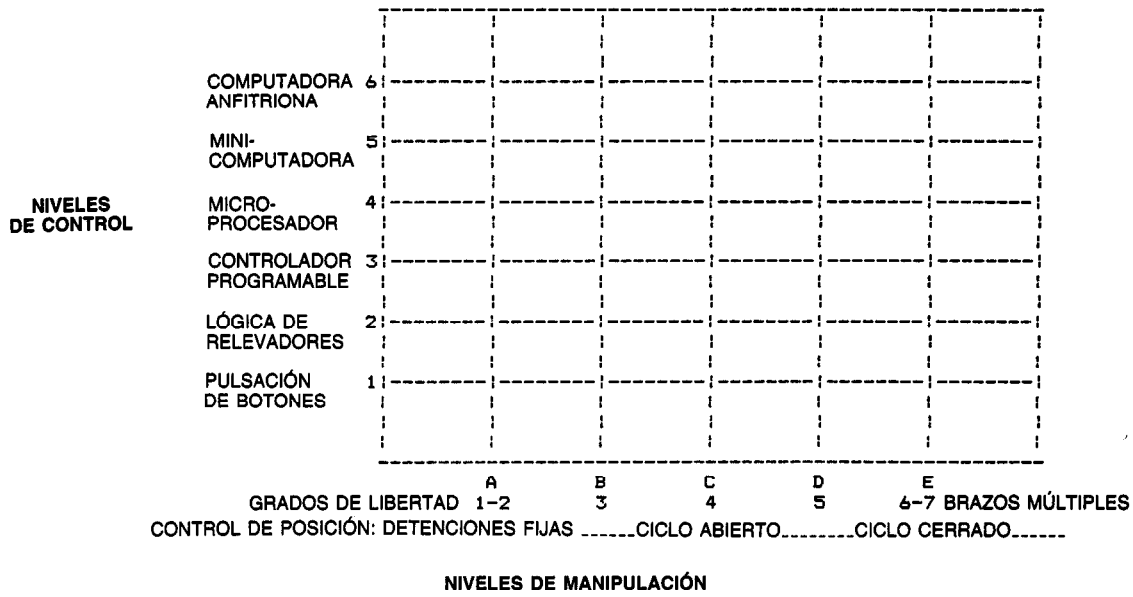
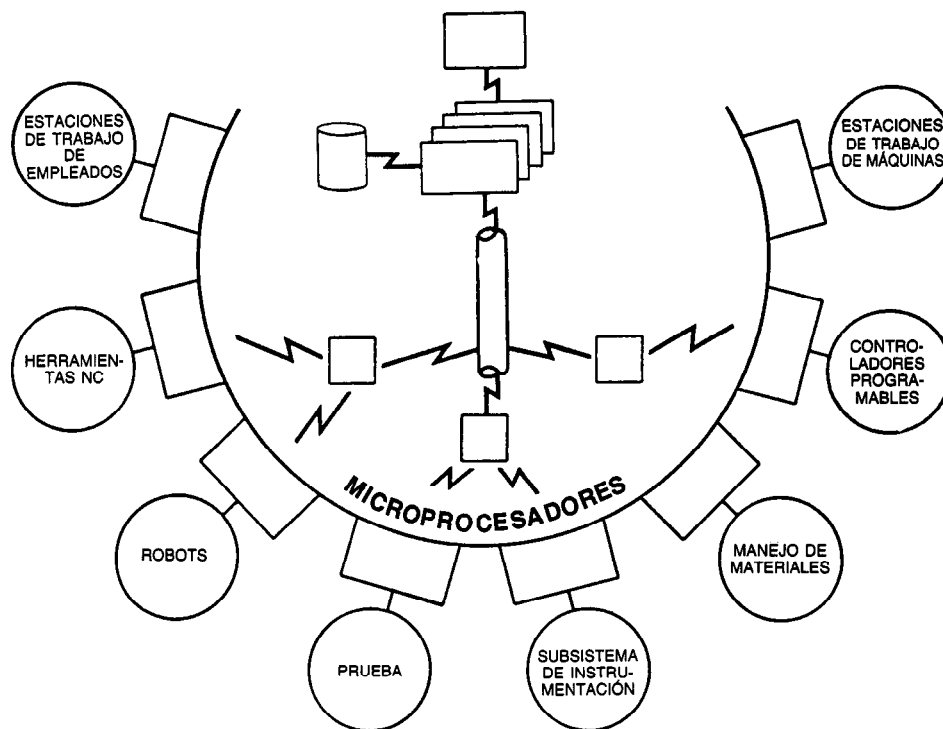


Fig. 36-12. Automación flexible.

### LA PLANTA INTEGRADA



### FABRICANTE DE EQUIPO INDUSTRIAL

Fig. 36-13. Manufactura integrada con computadora.



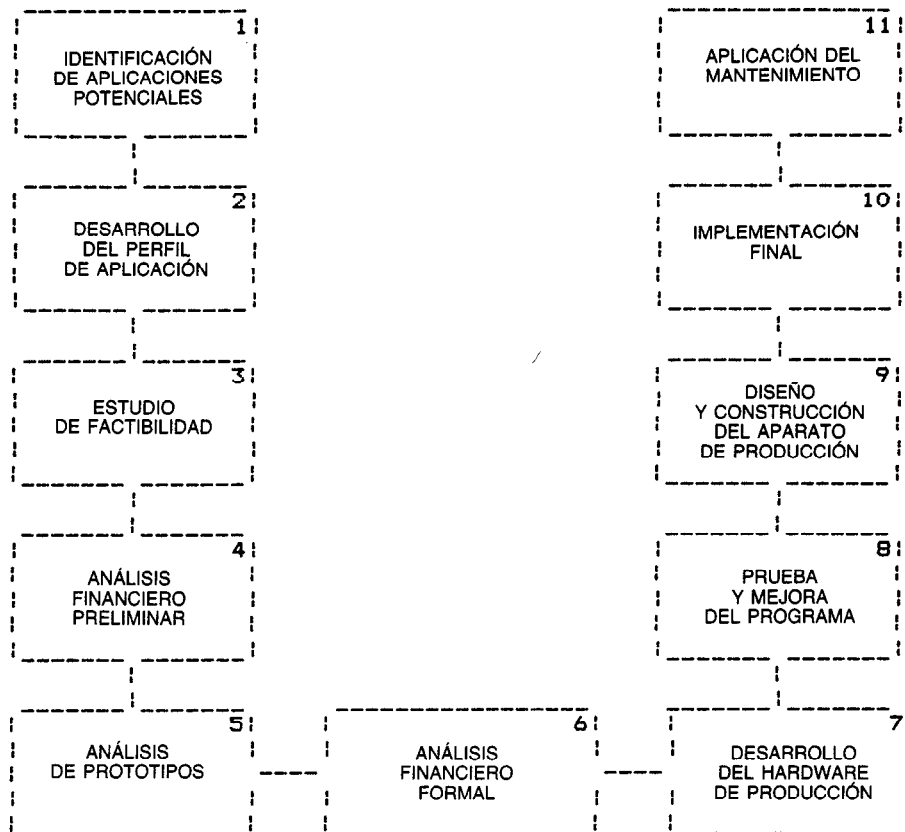


Fig. 36-14. Selección y desarrollo de aplicaciones.

inversión, diseño de herramientas y manejo de materiales. Los aspectos no técnicos relacionados con el proceso implican el interés por el impacto intangible del robot. Además, se puede ver que la implementación de un sistema de manufactura robotizado encierra la participación de numerosos individuos y organizaciones. Por este motivo, la tendencia ha sido que la mayor parte de las instalaciones robotizadas sean formadas por integradores de sistemas con capacidad para seleccionar los robots que se requieren y diseñar las herramientas necesarias para producir un sistema simplificado.

### 36.6.3 Justificación económica de los robots

Tradicionalmente, la justificación económica del equipo industrial se ha basado en un método de análisis del flujo efectivo descontado, mediante el uso de ecuaciones que reflejan el valor del dinero en el tiempo. Por ejemplo, el valor presente de una serie de ahorros uniformes a futuro puede calcularse de la manera siguiente:

$$P = \frac{R[(1+i)^n - 1]}{(1+i)^n i} \quad (36-1)$$

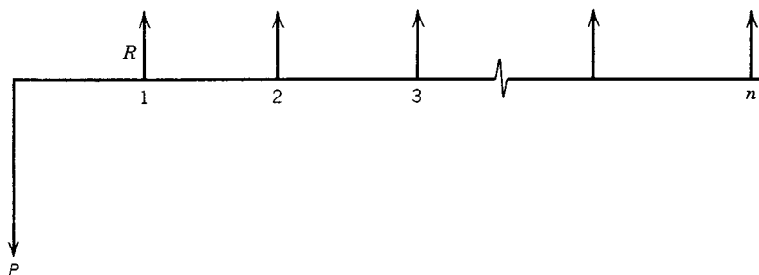


Fig. 36-15. Diagrama de flujo de efectivo para el análisis económico.

donde  $P$  = valor presente

$i$  = tasa de rendimiento

$n$  = número de periodos de composición

$R$  = monto de cada ahorro uniforme a futuro

El diagrama de flujo de efectivo correspondiente para la ecuación 36-1 se muestra en la figura 36-15. Nótese que se supone que los ahorros uniformes  $R$  se logran al término de cada periodo de composición.

Dado que suele conocerse el primer costo o valor presente del equipo industrial y que los ahorros uniformes a futuro  $R$  se pueden estimar para la duración del proyecto en años  $n$ , la única incógnita en la ecuación 36-1 es la tasa de rendimiento  $i$ .

Un segundo factor que se utiliza para comparar alternativas es el periodo de reembolso, que se define como el tiempo que se requiere para que los ahorros acumulados netos sean iguales a los gastos acumulados.

Tradicionalmente ha bastado una combinación de estos dos factores para asignar prioridades a proyectos que compiten por la asignación de fondos monetarios. En otras palabras, el proyecto con la más alta tasa de

rendimiento proyectada y el periodo de reembolso más breve tiene el menor riesgo y, por tanto, es el "mejor" desde el punto de vista comercial.

La dificultad que se presenta con la aplicación de métodos tradicionales para comparar alternativas a la robótica es que los beneficios asociados con la mayor flexibilidad rara vez son fáciles de cuantificar, en especial si los métodos existentes se basan sólo en mediciones de los ahorros de mano de obra directa.

En el pasado, el costo del producto estaba dominado por la mano de obra directa, y la organización de la fábrica tenía una estructura básicamente piramidal, como se muestra en la figura 36-16a. Sin embargo, como resultado de los esfuerzos dirigidos de ingeniería a través de muchos años, la importancia relativa de la mano de obra directa como parte del costo del producto ha decrecido en forma muy considerable. Así, una visión más realista de una fábrica moderna sería la que se presenta en la figura 36-16b. Por desgracia, los métodos tradicionales para justificar los costos tienden a basarse en el modelo irreal de la figura 36-16a. Es decir, muchos de los métodos comúnmente usados de-

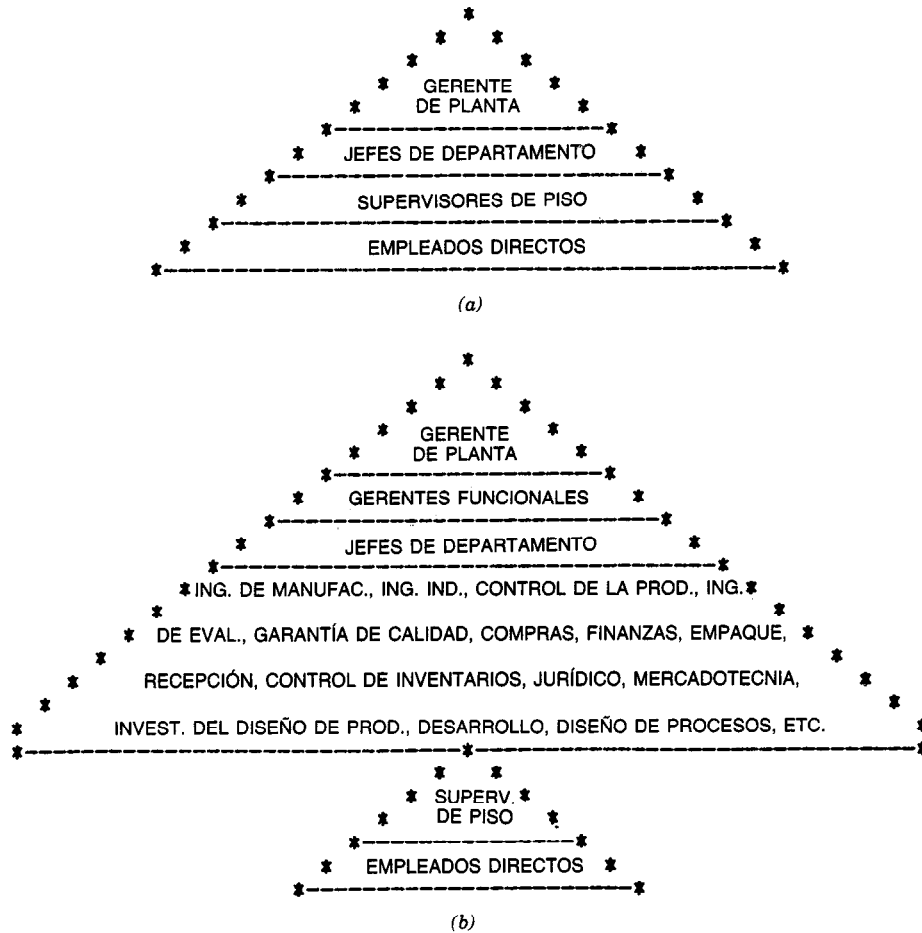


Fig. 36-16. Organización de la fábrica: a) visión tradicional; b) visión más realista.

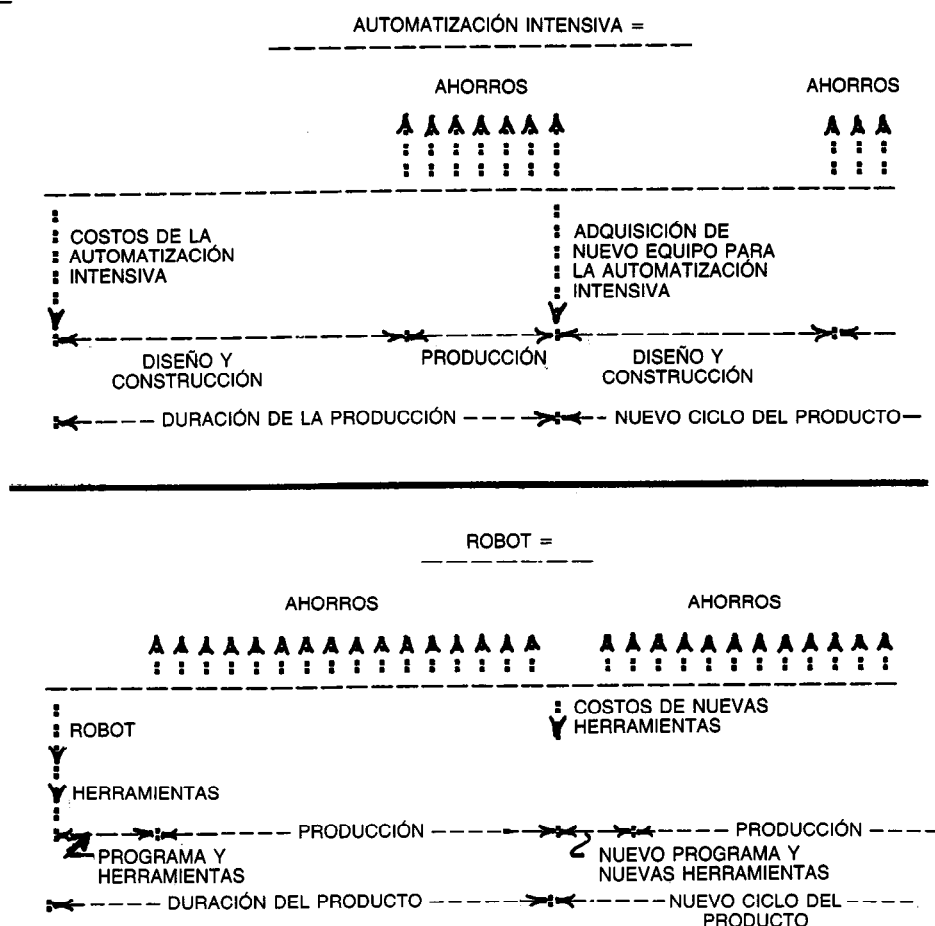


Fig. 36-17. Comparación de alternativas económicas.

penden de estimaciones de los ahorros de mano de obra directa, que se multiplican por algún factor para abarcar los gastos generales o la carga fiscal de la fábrica.

El desafío al aplicar el método tradicional es capturar los beneficios asociados con la mayor flexibilidad, tales como las mejoras en la eficiencia de los empleados indirectos, reducciones en el inventario o el trabajo en proceso, mejoras en la calidad, mayor capacidad, respuesta más rápida al mercado, menor tiempo de adelanto para la implementación, y el hecho de que los robots se pueden reutilizar en proyectos continuados.

Para obtener las contribuciones de los robots a la productividad de una fábrica moderna se requiere una nueva concepción de la organización de la fábrica, en lo que se refiere a la justificación del equipo. Específicamente, las ecuaciones económicas que se utilicen para medir beneficios y costos deben reflejar un modelo más realista de la fábrica, como se muestra en la figura 36-16b. Cuando haya robots suficientes se reconocerá que ellos están modificando la forma en que trabajan muchos empleados de "información" o in-

directos en la manufactura, casi de la misma forma en que la invención del transistor y el microprocesador cambiaron la manera de trabajar de los ingenieros electricistas y en electrónica y de los programadores de computadoras. Los métodos de justificación del equipo habrán de reflejar fielmente la mayor eficiencia de estos empleados indirectos.

Además de la naturaleza cambiante de la organización de las fábricas, una característica importante de la manufactura moderna es la compresión de los ciclos productivos. La competencia internacional aunada a los adelantos tecnológicos ha reducido el tiempo que se asigna al desarrollo de productos y al del propio proceso de manufactura. Además, la vida de producción real del producto puede ser relativamente corta, y el tiempo que transcurre entre la introducción de un nuevo producto y la necesidad de la producción en gran volumen se ha convertido en un factor más crítico en la administración de empresas. Todos estos factores inhiben, en cierto grado, la oportunidad de utilizar la automación fija tradicional. Sin embargo, mejoran la oportunidad de utilizar robots y de aplicar otros métodos flexibles.

Esto se ilustra en los diagramas de flujo de efectivo de la figura 36-17. El diagrama de la parte superior es representativo del uso de la automatización fija tradicional. El proceso comienza con la decisión de construir el equipo que se requiere. Después de un periodo relativamente largo, se construye el equipo y se pone en producción. A fin de que los ahorros proporcionen un rendimiento satisfactorio sobre la inversión, quizá se tenga que utilizar el equipo por un periodo relativamente largo. Sin embargo, si el mercado del producto no se materializa o se comercializan rápidamente productos de la competencia, el equipo se puede volver obsoleto en forma prematura.

Ahora considérese la mitad inferior de la figura 36-17, que representa el diagrama del flujo de efectivo de un sistema de manufactura en el que se aplica la robótica. Entre las ventajas principales se cuenta un tiempo de adelanto más corto en el que se automatiza una proporción de la producción correspondientemente mayor. Además, es posible cambiar las herramientas de robots y reprogramarlos al término de la vida del producto, lo cual permite la utilización continuada de una parte importante de la inversión total.

### 36.7 TENDENCIAS EN LA INDUSTRIA Y APLICACIONES FUTURAS

El desarrollo de sistemas robotizados tiende a continuar por muchos años más. Sistemas de visión avanzados, lenguajes mejorados, detección extra como el "oído" y el "tacto", brazos múltiples con mayor articulación, mayor movilidad e integración con el diseño auxiliado por computadora son áreas en que se concentran los esfuerzos de investigación y desarrollo de fabricantes y universidades importantes.

Además, es probable que el costo relativo de los robots se reduzca en el futuro a medida que los fabricantes ganen con los beneficios de la producción en masa y conforme siga disminuyendo el costo de las computadoras.

Entre las áreas de aplicación futuras están los medios hostiles del espacio exterior y el fondo marino. En el programa actual de transbordadores espaciales se utiliza un robot que manipula cargas externas. Se han construido varios submarinos experimentales con manipuladores robots para recuperar objetos bajo las aguas. Los robots se han empleado en medios radiactivos a fin de revisar y reparar estaciones de energía nuclear. En cirugía del cerebro se ha utilizado un robot como asistente del cirujano para colocar herramientas mediante el uso de datos de un tomograma CAT. Es posible que en el futuro se empleen robots avanzados

para realizar manipulaciones más extensas de sustancias tóxicas, como las que se podrían encontrar en procedimientos de química analítica. Además, se pueden emplear en "salas estériles", donde la presencia del ser humano tiende a contaminar el proceso. Quizá en el futuro los robots podrán realizar incluso algunas tareas domésticas rutinarias, como limpiar y cocinar. Sin embargo, es poco probable que esto ocurra, cuando menos en muchos años, ya que requerirá un adelanto significativo de la tecnología y reducciones de costos correspondientes.

#### LIBROS Y REVISTAS

- *Allegro Operator's Manual* (A12 Assembly Robot), General Electric Co., Bridgeport, CN.
- *AML Reference Manual*, 2.<sup>a</sup> ed., SC34-0410, IBM Corp., Boca Raton, FL.
- R. Ayres y S. Miller, "Industrial Robots on the Line", *Technol. Rev.*, pp. 35-46.
- J. F. Engelberger, *Robotics in Practice*, ANACOM, Nueva York.
- J. Fleck, *The Introduction of Industrial Robots*, Francis Printer, Londres.
- W. A. Gruver, B. Soroka, J. Craig y T. Turner, *Proc. 13th Intl. Symp. Industrial Robots and Robots 7*, Chicago, pp. 12.58-12.83.
- M. E. Merchant, "The Future of Batch Manufacturing", *Phil. Trans. Royal Soc.* **275A**:356-372.
- S. Mujtaba y R. Goldman, *AI User's Manual*, 3.<sup>a</sup> ed., Stanford University, Palo Alto, CA, Informe N.º STAN-CS-81-889.
- J. L. Nevins y D. E. Whitney, "Computer Controlled Assembly", *Sci. Am.* **238**(2):62-74.
- *Program Robotics by Example User's Guide*, #08009, IBM Corp., Boca Raton, FL.
- *RAIL Software Manual*, Rev. 3.0, MN-RB-07, Automatix Inc., Burlington, MA.
- P. Summers, R. Taylor y J. Meyer, "AML: A Programming Language for Automation", *COMPSAC 81*, Chicago, IL.
- W. Tanner, *Industrial Robots*, Society of Manufacturing Engineers, Dearborn, MI.
- W. R. Tanner, "A User's Guide to Robot Applications", SME Technical Paper MR76-601.
- *User's Guide to VAL*, Version 12, #398-H2A, Unimation Inc., Danbury, CN.
- P. M. Will y D. D. Grossman, "An Experimental System for Computer-controlled Assembly", *IEEE Trans. Comput.* **C-24**:879-888.
- B. O. Wood y M. Fugelso, *Proc. 13th Intl. Symp. Industrial Robots and Robots 7*, Chicago, pp. 12.84-12.96.



## CAPÍTULO 37

# Mediciones de sistemas

**Richard G. Costello**

The Cooper Union for the Advancement  
of Science and Art  
Nueva York

- 37.1 Introducción a la medición de los estados de un sistema**
- 37.2 Requisitos de las mediciones**
- 37.3 Escalación de mediciones**
  - 37.3.1 Escalación de cantidades rotacionales
  - 37.3.2 Escalación de cantidades lineales
  - 37.3.3 Conversión de movimiento lineal en movimiento angular
  - 37.3.4 Escalación de cantidades eléctricas
- 37.4 Convertidores de analógico a digital y de digital a analógico**
  - 37.4.1 Convertidores D/A
- 37.5 Conversión entre mediciones lineales y angulares**
  - 37.5.1 Métodos mecánicos
  - 37.5.2 Métodos hidráulicos
  - 37.5.3 Métodos eléctricos
- 37.6 Dispositivos para la medición analógica de la posición angular o lineal de un sistema**
  - 37.6.1 Transductores angulares: potenciómetros
  - 37.6.2 Transductores lineales: resistores de hilo y cursor
  - 37.6.3 Transductor rotatorio de capacitancia variable
  - 37.6.4 Transductor lineal de capacitancia variable
  - 37.6.5 Transformador diferencial lineal o transductor lineal de desplazamiento variable
  - 37.6.6 Sincronizadores
  - 37.6.7 Resolvedores
  - 37.6.8 Potenciómetro de inducción
- 37.7 Resumen de mediciones analógicas de la posición angular o lineal de un sistema**
- 37.8 Transductores de sistemas de control digital**
- 37.9 Medición digital de la posición o el ángulo de un sistema**
  - 37.9.1 Mediciones digitales directas
  - 37.9.2 Sistemas de medición incrementales con conteo de pulsos
- 37.10 Medición analógica de la velocidad de un sistema**
  - 37.10.1 Conversiones de unidades
  - 37.10.2 Características del tacómetro de CA
  - 37.10.3 Características del tacómetro de CD
  - 37.10.4 Otras mediciones de la velocidad con el uso de tacómetros
  - 37.10.5 Mediciones no tacométricas de la velocidad
- 37.11 Medición analógica de la aceleración de un sistema**

**37.12 Medición digital de la aceleración de un sistema**

- 37.12.1 Salida digital del acelerómetro de péndulo analógico
- 37.12.2 Acelerómetros digitales directos
- 37.12.3 Acelerómetro giroscópico integrador pendular de lectura digital

**37.13 Medición de peso, fuerza, momento de torsión, presión y temperatura**

- 37.13.1 Peso y fuerza
- 37.13.2 Presión y momento de torsión
- 37.13.3 Temperatura

**37.14 Detección de errores**

### 37.1 INTRODUCCIÓN A LA MEDICIÓN DE LOS ESTADOS DE UN SISTEMA

El concepto fundamental de los sistemas de control implica una comparación entre las variables controladas, que suelen comprender la salida del sistema y los valores de referencia deseados de estas variables. Para hacer esta comparación, las variables controladas se deben medir en unidades que se correspondan con las que utiliza el controlador del sistema. Por ejemplo, en un amplificador de retroalimentación electrónica en el que la entrada y la salida son voltajes, no se requiere un dispositivo de medición real. Sólo se emplea una conexión directa por medio de alambres que sirve para derivar una medición y poder cuantificar la salida del sistema. Éste es el caso usual en un sistema completamente electrónico.

En sistemas que tienen una salida mecánica (o hidráulica o neumática) con un controlador eléctrico, la salida mecánica (o hidráulica o neumática) debe convertirse en una señal eléctrica. Por ejemplo, en sistemas mecánicos se utilizan diversos dispositivos electromecánicos, como potenciómetros, tacómetros, giroscopios, acelerómetros y transductores especializados. Estos dispositivos se analizan en las secciones 37.6 a 37.12.

En algunos sistemas de control especializados auto-suficientes no existen señales ni componentes eléctricas, y la salida del sistema se mide por medios hidráulicos, neumáticos o mecánicos. Un ejemplo común de esto es el regulador de presión de una fuente de entrada de alta presión, la cual suele ser un gas o un líquido. Estos reguladores están ocultos bajo las calles de ciudades importantes para regular las presiones en las líneas de distribución de gas y agua, y se pueden apreciar en tanques de oxígeno y otros gases a alta presión que se emplean en hospitales o talleres de soldadura.

Los reguladores de flotador, que mantienen constante el nivel de un fluido, están presentes en los carburadores de casi todos los automóviles. Este sistema de control puramente hidromecánico realiza su medición en forma mecánica, a través del movimiento de un flotador. Estos sistemas, que no utilizan señales eléctricas en absoluto, no se analizarán en forma específica en este capítulo. La mayor parte del análisis que se hace aquí se centra en métodos de medición relacionados con el control electrónico.

La sección 37.2, que trata sobre los requisitos que debe cumplir una medición, y la sección 37.3, que aborda el tema de la escalación de una medición, son generales y se aplican tanto a mediciones no eléctricas como a eléctricas.

### 37.2 REQUISITOS DE LAS MEDICIONES

Para ser útil, una medición debe ser exacta (precisa) y repetible, poseer resolución adecuada y tener un intervalo dinámico y tiempo de respuesta adecuados. El advenimiento de la pantalla digital, la computadora digital, y diversos instrumentos, transductores y acondicionadores de señales digitales han hecho imperativo

distinguir entre los dígitos útiles visualizados y la "basura". No es raro ver una salida de computadora de diez o más cifras, cuando sólo las tres o cuatro primeras tienen algún significado. Las seis o siete cifras restantes son literalmente "basura" y se deberán desechar, si se sabe que la fuente de datos original solamente era exacta a una décima del 1% o una milésima. Éste suele ser el caso de la mayor parte de los componentes de los sistemas de control.

Sólo los costosos dispositivos de medición de alta precisión tienen una exactitud inherente mayor de una décima del 1%.

Antes de proseguir, se definirán y analizarán en forma muy completa algunos términos de medición o metrológicos desde un punto de vista ingenieril.

**1. Exactitud.** La exactitud de una medición de ingeniería es la validez o corrección cuantitativa de la medición, que suele expresarse en términos del mayor error posible en la medición. El mayor error posible a menudo se denomina error en el peor de los casos. Existen cuando menos cuatro formatos comunes para una especificación de exactitud:

- Lectura  $\pm N\%$  de la lectura, donde  $N$  = exactitud porcentual, por ejemplo, 1%. Error en el peor de los casos para (a) =  $\pm N\%$  de la lectura.
- Lectura  $\pm M\%$  de la lectura de escala completa, donde  $M$  = porcentaje de exactitud de escala completa, no igual a  $N$ . Para lecturas en la parte baja de la escala,  $1\%N$  es superior a  $1\%M$ . Los dos son idénticos en la escala completa. Error en el peor de los casos para (b) =  $\pm M\%$  de la lectura de escala completa.
- Lectura  $\pm K$ , donde  $K$  = constante, a menudo el error de cuantificación en una conversión de analógico a digital. Para un convertidor de  $N$  bits, el error de cuantificación  $K$  está dado por la lectura de escala completa dividida entre  $2^N$  para una conversión sin signo, o dividida entre  $2^{N-1}$  para una conversión con signo. Error en el peor de los casos para (c) =  $\pm K$ .
- Lectura  $\pm f(\gamma)$ , donde  $f(\gamma)$  es alguna función de una variable  $\gamma$ , que suele ser una temperatura pero puede ser una función absoluta, como  $\pm 2.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  por  $\gamma$   $^\circ\text{C}$ , o bien  $\pm 2.5 \gamma \mu\text{V}$ .  $f(\gamma)$  también puede ser una función de porcentaje, como  $\pm 0.0001 \gamma\%$  por la lectura, o la lectura de escala completa. Error en el peor de los casos de (d) =  $\pm f(\gamma)$ .

Por ejemplo, una especificación típica de un transductor digital, como un potenciómetro para la medición de ángulos, leído por un voltímetro digital, podría ser:

Error =  $\pm 0.01\%$  de la lectura de escala completa  $\pm 1$  cifra  $\pm 0.01 \times \Delta T$   
(temperatura en grados centígrados) cifras



Si para los fines del ejemplo ilustrativo la lectura de escala completa fuera 360 unidades de grados angulares con una resolución de visualización de un grado por cifra menos significativa y el cambio de temperatura fuese de 30 °C, el error máximo en una medición angular cualquiera sería:

$$\begin{aligned}\text{Error máximo} &= \pm 0.01\%(360) \pm 1 \pm 0.3 \\ \text{Error máximo} &= \pm (3.6 + 1 + 0.3) \\ \text{Error máximo} &= \pm 4.9 \text{ cifras} = \pm 4.9 \text{ grados} \\ &\quad \text{angulares (que se redondearían a } \pm 5 \text{ cifras en la pantalla).}\end{aligned}$$

Por tanto, un dispositivo nominalmente exacto a una décima del 1% de escala completa podría producir errores de porcentaje muy grandes en lecturas pequeñas. En el ejemplo anterior, una lectura de 10° (angular) correspondería a una medición de  $10 \pm 4.9^\circ$ , o a un posible error del 49%. Por fortuna, los sistemas de control por retroalimentación no requieren mediciones absolutas extremadamente exactas si el error del sistema se puede medir directamente de la entrada y la salida. Esto es cierto porque, cuando menos para sistemas de ciclo cerrado, el error se lleva a cero. Por tanto, todo lo que se necesita es un transductor de medición que sea lineal y que tenga una salida casi cero para una entrada cero. Una salida cualquiera diferente de cero, llamada compensación de CD o deriva del cero, producirá un error de salida equivalente.

Sin embargo, si el error del sistema no se puede medir directamente, sino que debe obtenerse midiendo la entrada y la salida y restando la segunda a la primera, se requiere un sistema de medición exacto.

2. **Resolución.** La resolución de un dispositivo de medición se refiere a la menor cantidad que el dispositivo puede identificar, resolver o distinguir. Por tanto, en el caso de una regla dividida en milímetros, la resolución es 1 mm, ya que ésta es la menor medición que se puede hacer. En el caso de una vara de una yarda de largo dividida en dieciseisavos de pulgada, la resolución será un dieciseisavo de pulgada. Para un transductor digital de 8 bits, que divide su medición de escala completa en  $2^8 - 1 = 255$  partes, la resolución es una parte en 255, o aproximadamente el 0.4% de la escala completa. Para el ojo humano, el poder de resolver o resolución es aproximadamente de 1 a 1.5 arc-min. Para el resolovedor angular típico de un sistema de navegación inercial, la resolución es aproximadamente de 1 arc-s. Para un lente de cámara común, el poder de resolución varía de 100 a 400 líneas por milímetro aproximadamente. En el caso de un televisor comercial de Estados

Unidos ese poder es de unas 300 líneas por la altura de la imagen, mientras que en algunos monitores de vídeo es de 2 000 líneas. La resolución de un voltímetro digital de 3 cifras es una parte en 999, mientras que para uno de 3.5 cifras es de una parte en 1 999. En la escala más baja o más sensible, la resolución del mismo voltímetro digital podría ser de 1 mV (0 a 1 999 mV) o hasta de 1 µV (0 a 1 999 µV), según la construcción y los intervalos del medidor. La resolución puede ser relativa; por ejemplo, 1 parte en  $N$  partes, o puede ser absoluta, como 1 mV o 1 mm. Por tanto, existen muchos tipos de especificaciones de resolución. La resolución de un dispositivo de medición es el menor cambio que puede detectar o visualizar. Ese cambio puede no ser exacto; para la mayor parte de los dispositivos digitales, la exactitud casi siempre es significativamente menor que la resolución. Por ejemplo, un dispositivo digital de medición de ángulos podría tener una resolución de 1° y una exactitud en el peor de los casos de  $\pm 4.9^\circ$  (como se explicó antes en la definición de exactitud). Por tanto, un ángulo de 30° se podría medir como 34°, y uno de 31° como 35°. Este dispositivo de medición resuelve un cambio de entrada de 1° de 30° a 31°, pero este ejemplo tiene un error absoluto de + 4°. Así, produce un cambio de 1° en la medición de la salida de 34° a 35°.

3. **Precisión.** Suele considerarse sinónimo de exactitud. Una precisión de cuatro cifras decimales, o simplemente precisión de cuatro cifras, significa cuando menos una exactitud de una parte en 9 999. A veces se considera que cada una de las cuatro cifras es precisa o exacta y que el error máximo es  $\pm 1/2$  de la cifra menos significativa.
4. **Repetibilidad.** Es muy deseable que un sistema de medición sea consistente y genere resultados repetibles, aunque éstos sean un tanto inexactos. Por ejemplo, supóngase que un dispositivo de medición de ángulos de escala completa de 360° tiene un error máximo en el peor de los casos de 4.9° y produce una medición de 34° cuando el ángulo real es 30°. Entonces, si el ángulo se hace variar hasta 270° y se devuelve a 30°, un dispositivo repetible daría la misma medición que antes: 34°. Obsérvese que la especificación de exactitud sería satisfecha por una medición de 26° y ciertamente por una medición exacta de 30°. Sin embargo, ninguna de éstas satisfaría el requisito de repetibilidad.
5. **Intervalo dinámico.** Es la relación de la menor medición resoluble entre la medición más grande posible. En el caso de los transductores electrónicos, la menor señal o medición resoluble es determinada por la magnitud total de los diversos ruidos electrónicos y térmicos presentes en el transductor y su electrónica asociada. En instrumentos de medición de tiempo real en los que no se aplica la convolución o técnicas elaboradas de procesamiento de señales, la menor señal o medición resoluble debe exceder el nivel del ruido,

para no quedar "oculta" por el ruido. En el otro extremo, la medición más grande posible está limitada por restricciones estrictas (es decir, los límites físicos de la operación para que ésta no dañe el transductor) o bien por la aparición de no linealidades inaceptables. El término "intervalo dinámico" a menudo se aplica a componentes individuales del sistema de medición, tales como el elemento transductor, o un amplificador de instrumentación electrónica asociado. El intervalo dinámico de un amplificador de instrumentación particular podría ser de 1 a 1 000 mV, que se refieren a las terminales de entrada. Este intervalo suele expresarse en decibels (dB) mediante la relación:

$$\text{Intervalo dinámico} = 20 \log(\text{máx/mín}) \quad (37-1)$$

En el caso de este ejemplo:

$$\text{Intervalo dinámico} = 20 \log(1\,000 \text{ mV}/1 \text{ mV})$$

o bien:

$$\begin{aligned} \text{Intervalo dinámico} &= 20 \log(1\,000) = \\ &= 20(3) = 60 \text{ dB} \end{aligned}$$

El intervalo dinámico está relacionado con la resolución por medio de la ecuación 37-1. Un intervalo dinámico de 60 dB corresponde a una resolución de una parte en 1 000, y uno de 80 dB corresponde a una resolución de una parte en 10 000 (p. ej.,  $10^{80/20} = 10^4 = 10\,000$ ).

Si el nivel de ruido del sistema de medición llega a aumentar con el envejecimiento, el tamaño de la menor señal resoluble aumentará, y tanto la resolución como el intervalo dinámico disminuirán en forma notable. Por ejemplo, supóngase que el amplificador de instrumentación, que tuvo un intervalo dinámico de 1 a 1 000 mV, se vuelve ruidoso, de manera que la señal mínima claramente discernible es de 2 mV. Entonces la resolución se volverá de 2 partes en 1 000, y el intervalo dinámico se reducirá de 60 dB a  $20 \log(1\,000/2) = 20 \log(500) = 20(2.7) = 54 \text{ dB}$ . Un pequeño incremento en el nivel de ruido, en este caso 1 mV, produce un cambio mucho mayor en resolución e intervalo dinámico.

En el caso de un sistema de medición digital, existe una relación entre el número  $N$  de bits digitales que se utilizan y el intervalo dinámico. La resolución de una medición positiva sin signo es 1 parte en  $2^N - 1$ . Aplicando la ecuación 37-1:

$$\text{Intervalo dinámico} = 20 \log \frac{2^N - 1}{1} \quad (37-2)$$

$$\text{Intervalo dinámico} \cong 20N \log 2, \text{ si } 2^N \gg 1$$

$$\text{Intervalo dinámico} \cong 20N (0.30) = 6N \text{ dB}$$

donde  $N$  = longitud de la palabra digital, en bits.

Por tanto, si se requiere un intervalo dinámico de 60 dB (o 1 parte en 1 000), la longitud de la palabra digital deberá ser  $6N = 60$ , o  $N = 10$  bits. Si se requiere un intervalo dinámico de 80 dB, la longitud de la palabra digital deberá ser  $6N = 80$  o  $N = 13.3$ , que se deberá redondear al superior más próximo o  $N = 14$  bits. Como la palabra física es analógica, con cantidades que varían continuamente, cualquier dispositivo de medición digital deberá contener un convertidor de analógico a digital.

Los convertidores de analógico a digital de que comúnmente se dispone tienen longitudes de palabras de 8, 10 y 12 bits, que corresponden a intervalos dinámicos de 48, 60 y 72 dB, respectivamente.

Si se requieren mediciones con signo, de manera que la mitad del intervalo de medición sea positiva y la otra mitad sea negativa, el intervalo positivo se parte a la mitad o se reduce en una potencia de dos. Esto es equivalente a suprimir 1 bit digital de la longitud de palabra. Este bit suprimido se convierte en el bit del signo de la medición, con lo que la ecuación 37-2 se transforma en:

$$\begin{aligned} \text{Intervalo dinámico con signo} &= \\ &= 20 \log 2^{N-1} = 20 (N - 1) \log 2 \quad (37-3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Intervalo dinámico con signo} &= \\ &= 20(N - 1)(0.30) = 6(N - 1) \text{ dB} \end{aligned}$$

donde  $N$  = longitud de la palabra digital. Por tanto, si se requiere una medición positiva y negativa con resolución de 1 parte en 1 000 o 60 dB para cada intervalo, la longitud de palabra digital requerida  $N$  está dada por:

$$\begin{aligned} 6(N - 1) &= 60, \text{ o bien } N - 1 = 10, \\ \text{o bien } N &= 11 \text{ bits} \end{aligned}$$

Recuérdese que para un intervalo positivo único con resolución de 1 parte en 1 000 o 60 dB, solamente se requirió una longitud de palabra digital de 10 bits.

6. **Tiempo de respuesta.** El tiempo de respuesta de un dispositivo de medición es el tiempo que transcurre entre el cambio en el parámetro físico de entrada y la aparición de la señal o visualización de salida final de la medición. Una manera adecuada de medir este retardo consiste en aplicar un cambio abrupto (en escalón), cuyo tiempo de ascenso es despreciable comparado con el tiempo de respuesta, como entrada de prueba al dispositivo de medición. Cuando la señal de salida de la medición llega al 90% de su valor final, se observa ese tiempo. El tiempo de respuesta se define entonces como la diferencia de tiempo entre la aplicación de la entrada abrupta y el tiempo que se necesita para llegar al punto de salida de respuesta del 90%. Si el dispositivo de medición contiene un convertidor de analógico a

digital, una unidad de muestreo y retención o un convertidor de digital a analógico, cada uno de estos dispositivos contribuirá en forma importante al tiempo de respuesta.

El tiempo de respuesta es particularmente importante en la medición de variables de sistemas de control, en virtud de que cualquier retraso en la obtención de estas mediciones reduce la estabilidad relativa del sistema de control. En la mayor parte de los casos, el tiempo de respuesta de dispositivos de medición electrónicos se mide en microsegundos, que suele ser mucho menor que el retardo que causaría inestabilidad del sistema. Mientras el tiempo de respuesta de la medición sea dos o más órdenes de magnitud menor que las constantes de tiempo o los periodos oscilatorios del sistema de control, el retardo en el tiempo de respuesta tendrá poco efecto adverso en los sistemas de control.

### 37.3 ESCALACIÓN DE MEDICIONES

En la práctica, la mayor parte de las mediciones requieren un cambio de escala antes de que se puedan utilizar, debido a varios factores. Cuatro de estos factores son: que el intervalo o variación de la entrada física que se mide es demasiado grande o demasiado pequeño o que la señal de salida del dispositivo de medición es demasiado grande o demasiado pequeña para el fin pretendido.

#### 37.3.1 Escalación de cantidades rotacionales

La escalación (también llamada normalización) de cantidades rotacionales es muy importante desde un punto de vista práctico. Las entradas físicas rotacionales (que suelen obtenerse de un eje rotatorio) a menudo se escalan mediante el uso de un conjunto de engranes. Cuando un "engrane (engranaje) grande" se combina con un "engrane pequeño", el grande se vuelve más lento, describe un ángulo de menor magnitud,

experimenta un momento de torsión mayor y presenta una menor aceleración que el engrane pequeño. El factor de escala  $N$  para producir estos cuatro efectos está dado por:

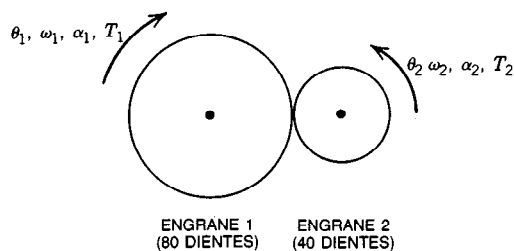
$$N = \frac{\text{dientes del engrane grande}}{\text{dientes del engrane pequeño}} > 1 \quad (37-4)$$

Con referencia a la figura 37-1:

	Engranaje grande <sub>1</sub>	Engranaje pequeño <sub>2</sub>
Ángulo	$\left\{ \begin{array}{l} \theta_1 \\ \theta_2/N = \theta_1 \end{array} \right\}$	$\left\{ \begin{array}{l} N\theta_1 = \theta_2 \\ \theta_2 \end{array} \right\}$
Velocidad angular	$\left\{ \begin{array}{l} \omega_1 \\ \omega_2/N = \omega_1 \end{array} \right\}$	$\left\{ \begin{array}{l} N\omega_1 = \omega_2 \\ \omega_2 \end{array} \right\}$
Aceleración angular	$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 \\ \alpha_2/N = \alpha_1 \end{array} \right\}$	$\left\{ \begin{array}{l} N\alpha_1 = \alpha_2 \\ \alpha_2 \end{array} \right\}$
Momento de torsión	$\left\{ \begin{array}{l} T_1 \\ NT_2 = T_1 \end{array} \right\}$	$\left\{ \begin{array}{l} T_1/N = T_2 \\ T_2 \end{array} \right\}$

Quando se utilizan más de dos engranes, existe un factor de escala  $N$  para cada par de engranes combinados. Mientras el efecto de cada par de engranes sea similar, ya sea de aceleración o bien de desaceleración, la relación de engranes o el factor de escala globales están dados por el producto de las relaciones de engranes individuales. Obsérvese que el momento de torsión se escala en el sentido opuesto a las cantidades angulares. Ésta es una consecuencia de la ley de conservación de la energía. Para engranes sin fricción, la potencia de entrada  $P_1$  = potencia de salida  $P_2$ . En el caso de un eje giratorio, la potencia está dada por el producto del momento de torsión  $T$  y la velocidad angular  $\omega$ , o  $P = T\omega$ . Por tanto, al igualar  $P_1$  con  $P_2$ :

$$P_1 = P_2 \quad \text{o bien} \quad T_1\omega_1 = T_2\omega_2 \quad (37-5)$$



**Fig. 37-1.** Escalación de sistemas rotacionales mediante engranes. Relación de engranes  $N = \text{dientes del engrane mayor}/\text{dientes del engrane menor} = 80/40 = 2.0$ , donde  $\theta$  = ángulo del engrane o del eje, rad;  $\omega = \theta = d\theta/dt$  = velocidad angular, rad/s;  $\alpha = \theta = d^2\theta/dt^2$  = aceleración angular, rad/s<sup>2</sup>;  $T$  = momento de torsión, N-m o lb-pie (antes pie-lb). [1 N = 0.224809 lb-fuerza (1 kg · 1 m/s<sup>2</sup>), 1 m = 3.28084 pie, 1 N-m = 0.224809 lb · 3.28084 pie = 0.737562 lb-pie. La libra-pies (o libras-pie) se utiliza para diferenciar la unidad de momento de torsión de la unidad de energía de pie-libras].

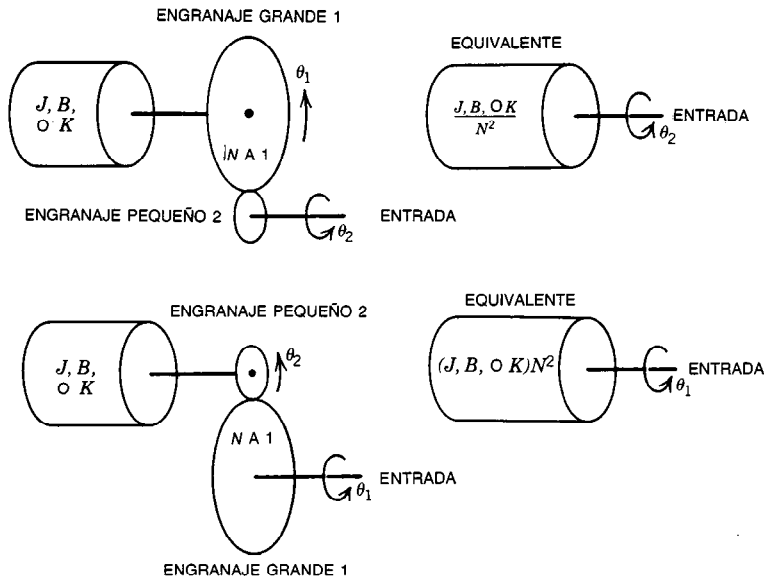


Fig. 37-2. Reflexión o escalación de una inercia  $J$ , un amortiguador viscoso rotacional  $B$  y un resorte rotacional  $K$  por medio de un conjunto de engranes con relación de engranes  $N$ , donde  $N$  siempre es mayor que 1.

Tabla 37-1. Escalación de resorte, amortiguador y momento de inercia rotacionales por un mecanismo de engranes, con relación de engranes  $N > 1$

	Engrane mayor <sub>1</sub>	Engrane menor <sub>2</sub>	Ecuación del momento de torsión, uno o utro engrane
Resorte rotacional $K$	$\left\{ \begin{matrix} K_1 \\ N^2 K_2 = K_1 \end{matrix} \right\}$	$\left\{ \begin{matrix} K_1/N^2 = K_2 \\ K_2 \end{matrix} \right\}$	$T = K\theta$
Amortiguador rotacional $B$	$\left\{ \begin{matrix} B_1 \\ N^2 B_2 = B_1 \end{matrix} \right\}$	$\left\{ \begin{matrix} B_1/N^2 = B_2 \\ B_2 \end{matrix} \right\}$	$T = V\dot{\theta} = B\omega$
Momento rotacional de inercia $J$	$\left\{ \begin{matrix} J_1 \\ N^2 J_2 = J_1 \end{matrix} \right\}$	$\left\{ \begin{matrix} J_1/N^2 = J_2 \\ J_2 \end{matrix} \right\}$	$T = J\ddot{\theta} = J\alpha$

$T_1/T_2 = \omega_2/\omega_1 = N =$  relación de engranes de la ecuación 37-4. La ecuación 37-5 demuestra la relación inversa que existe entre la escalación del momento de torsión y la escalación de la velocidad angular (o ángulo) para un par de engranes con la relación de engranes  $N$ .

También puede emplearse un conjunto de engranes para escalar o modificar la magnitud aparente de un movimiento rotacional de inercia  $J$ , un amortiguador viscoso rotacional  $B$ , un resorte rotacional  $K$  o alguna combinación de ellos. En cada uno de estos tres casos el factor de escala es  $N^2$ , donde el engrane de mayor tamaño obtiene la mayor inercia, amortiguador o resorte efectivos. El engrane mayor experimenta un momento de torsión mayor,  $N$  veces el del engrane menor, y describe un ángulo de giro menor,  $1/N$  veces el del engrane menor.

En este caso, la constante de resorte rotacional  $K$  está dada por:

$$K = \frac{T}{\theta}$$

Para el engrane mayor:

$$K_1 = \frac{T_1}{\theta_1}$$

mientras que para el engrane menor:

$$K_2 = \frac{T_2}{\theta_2}$$

Sin embargo,  $T_1 = NT_2$  y  $\theta_1 = \theta_2/N$ . Insertando estas relaciones en la expresión para  $K_1$ , se obtiene la ecuación:

$$K_1 = \frac{T_1}{\theta_1} = \frac{NT_2}{\theta_2/N} = N^2 \frac{T_2}{\theta_2} = N^2 K_2 \quad (37-6)$$

De este modo, la constante de resorte que experimenta el engrane mayor  $K_1$  es  $N^2$  veces mayor que la constante de resorte que experimenta el engrane menor. Puesto que el ángulo, la velocidad angular y la aceleración angular se escalan en forma idéntica, las expresiones para escalar un amortiguador rotacional  $B = T/\dot{\theta} = T/\omega$  y un momento de inercia rotacional  $J = T/\ddot{\theta} = T/\alpha$  son iguales; es decir, el factor de escala es  $N^2$ . Esta escalación se resume en la tabla 37-1.

La escalación de  $K$ ,  $B$  y  $J$  en un factor de  $N^2$  mediante el uso de un par de engranes con relación de dientes  $N$ , a menudo se denomina reflexión de  $K$ ,  $B$  o  $J$  en la otra cara del conjunto de engranes. Esto se resume en la figura 37-2.

### 37.3.2 Escalación de cantidades lineales

La escalación de cantidades lineales es también muy importante en la práctica. Las entradas posicionales lineales a menudo se escalan con palancas o varillajes. A diferencia de los sistemas de engranes, los sistemas de palancas sólo pueden operar en un intervalo limitado y con frecuencia están restringidos a un intervalo aún menor si el factor de escala del sistema de palancas  $N_{\text{pal}}$  debe ser constante.

La no linealidad de un sistema de palancas, si existe, suele deberse a un movimiento en línea recta que acciona una palanca de pivoteo que se desplaza en un arco. Los movimientos en arco y en línea recta son casi idénticos para ángulos de arco pequeños, pero divergen a medida que aumenta el ángulo del arco. El factor de escala  $N_{\text{pal}}$  se ilustra en la figura 37-3 para una palanca simple.

### 37.3.3 Conversión de movimiento lineal en movimiento angular

Posición, velocidad y aceleración lineales a menudo se convierten en unidades angulares equivalentes mediante el uso de un hilo, cadena, alambre, cinta, correa o banda flexibles que se arrollan en una polca o un tambor. Una revolución de un tambor de radio  $R$  corresponde a un movimiento lineal de una cadena, alambre, banda o correa circunferenciales igual a  $2\pi(R + r)$  unidades, donde  $r$  es el radio de la cadena o del alambre, o bien un medio del espesor o grosor de una banda o cinta. Esto se ilustra en la figura 37-4. Por lo general, el radio del tambor  $R$  es mucho mayor que el radio de la cadena o el alambre  $r$ , de manera que  $2\pi(R + r)$  es aproximadamente igual a  $2\pi R$ . Esta combinación de la escalación (en  $2\pi R$  para una revolución o en  $R$  para 1 rad) y la conversión resultante del movimiento lineal en movimiento angular se utiliza en muchos dispositivos comunes, como los servomecanismos de retroalimentación de graficadores  $x$ - $y$ , graficadores digitales de tambor y sistemas de posicionamiento de cabezas magnéticas de grabación, así como en el posicionamiento electrónicamente controlado de los mecanismos de impresión de impresoras de línea de baja velocidad. El mecanismo de tambor básico se muestra en la figura 37-4, junto con los factores de conversión de un tambor de radio  $R$ :

Cantidad lineal	Cantidad angular
Longitud $L$ , m	$\theta = L/R$ , rad
Velocidad $V = \dot{L}$ , m/s	$\omega = \dot{\theta} = \dot{L}/R = V/R$ , rad/s
Aceleración $A = \ddot{L}$ , m/s <sup>2</sup>	$\alpha = \ddot{\theta} = \ddot{L}/R = A/R$ , rad/s <sup>2</sup>

### 37.3.4 Escalación de cantidades eléctricas

La escalación eléctrica de mediciones es la opción que se prefiere siempre que se deben cambiar escalas (o factores de escala) en forma repetida o sobre un intervalo grande, o siempre que el transductor elegido proporciona una salida eléctrica. El mecanismo de escalación más simple y de uso más común es la red de divisores resistivos, que consta de dos resistores en serie  $R_1$  y  $R_2$  (fig. 37-5). En muchos casos  $R_1$  y  $R_2$  son las dos posiciones de un solo resistor dividido (o derivado) individual. Si el punto de derivación es movable en respuesta a un ajuste físico rotatorio o lineal, el divisor resistivo se denomina a menudo resistor variable, atenuador variable o potenciómetro. En un circuito puente se utiliza un potenciómetro ideal, con idéntico flujo de corriente a través de sus dos resistores y con flujo de corriente nulo saliendo de la conexión de derivación (en teoría). Casi ningún dispositivo de escalación variable que se llame potenciómetro lo es en realidad, debido a que el flujo de corriente a través de  $R_1$  no es exactamente igual al de  $R_2$ ; esto produce un error de escalación.

Como se muestra en la figura 37-5, el factor de escala del potenciómetro ideal  $N_{\text{pot}}$  es:

$$N_{\text{pot}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (37-7)$$

En la gran mayoría de los casos, la ecuación 37-7 es incorrecta. Debe considerarse el efecto de la resistencia de carga finita  $R_L$ , como se ilustra en la figura 37-6, o emplearse un procedimiento de calibración que compense o elimine estos errores de carga. A partir de la figura 37-6, el factor de escala de una red de divisores resistivos real cargada con una impedancia  $R_L$  es:

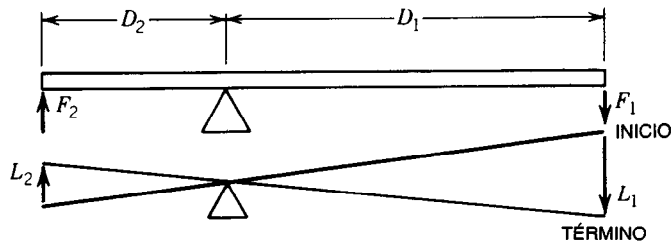
$$N_{\text{rdiv}} = \frac{R_2 R_L}{R_1 R_2 + R_1 R_L + R_2 R_L} \quad (37-8)$$

Obsérvese que cuando  $R_L$  tiende a infinito, el término  $R_1 R_2$  se hace despreciable, y:

$$N_{\text{rdiv}} \approx \frac{R_2 R_L}{R_1 R_L + R_2 R_L} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = N_{\text{pot}} \text{ si } R_L \rightarrow \infty$$

Si la carga es una impedancia compleja  $Z_L$  en vez de una carga resistiva  $R_L$ , la ecuación 37-8 se modifica sin dificultad sustituyendo  $R_L$  por  $Z_L$ .

En muchas aplicaciones de la escalación, el valor del potenciómetro se fija aplicando un voltaje de calibración conocido  $V_1$  y observando el voltaje de salida con carga  $V_2$  con un dispositivo que tenga una impedancia de entrada mucho mayor que  $Z_L$  (o  $R_L$ ), a fin de que produzca un cambio insignificante en el factor de es-

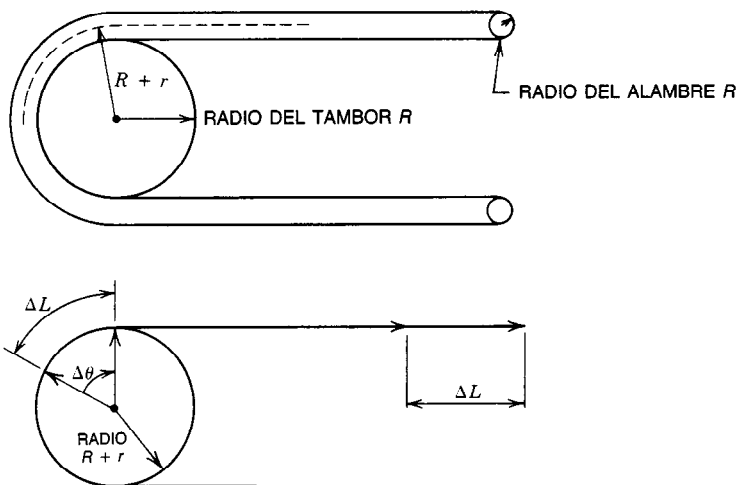


**Fig. 37-3.** Escalación de cantidades lineales mediante palancas. El factor de escala  $N_{\text{pal}}$  de una palanca simple es:

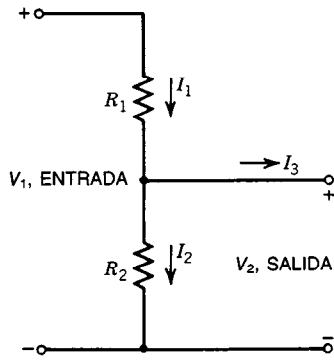
$$N_{\text{pal}} = \frac{\text{distancia mayor del brazo de palanca } D_2}{\text{distancia menor del brazo de palanca } D_1} > 1$$

Para movimientos pequeños, donde  $L_2 \ll D_2$ ,  $L_1 \ll D_1$  y  $N = N_{\text{pal}}$ :

	Brazo largo <sub>1</sub>	Brazo corto <sub>2</sub>
Posición $L, m$	$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \\ NL_2 = L_1 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} L_1/N = L_2 \\ L_2 \end{array} \right.$
Velocidad $V, m/s$	$\left\{ \begin{array}{l} V_1 \\ NV_2 = V_1 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} V_1/N = V_2 \\ V_2 \end{array} \right.$
Aceleración $A, m/s^2$	$\left\{ \begin{array}{l} A_1 \\ NV_2 = A_1 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} A_1/N = A_2 \\ A_2 \end{array} \right.$
Fuerza $F, N$	$\left\{ \begin{array}{l} F_1 \\ F_2/N = F_1 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} NF_1 = F_2 \\ F_2 \end{array} \right.$



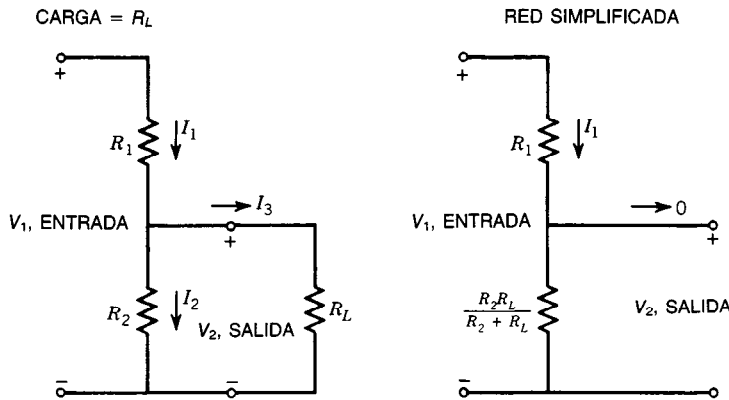
**Fig. 37-4.** Conversión de movimiento lineal a movimiento angular. Radio efectivo de tambor y alambre =  $R + r$ .  $L$  = longitud o posición,  $m$ .  $\Delta L$  = cambio en  $L$ . En radianes,  $\Delta L = (R + r)\Delta\theta$ , o bien  $\Delta\theta = \Delta L/(R + r)$ . Si  $R \gg r$ , entonces  $\Delta\theta = \Delta L/R$ , o bien  $\theta = L/R$ , y  $\omega = \dot{\theta} = \dot{L}/R$ ,  $\omega = V/R$  y  $\alpha = \dot{\omega} = \dot{L}/R$ ,  $\alpha = A/R$ , donde  $\theta$  = ángulo, rad;  $\dot{\theta} = \omega$  = velocidad angular, rad/s;  $\ddot{\theta} = \alpha$  = aceleración angular, rad/s<sup>2</sup>;  $V = \dot{L}$  = velocidad lineal, m/s;  $A = \ddot{L}$  = aceleración lineal, m/s<sup>2</sup>.



**Fig. 37-5.** Red ideal de divisores resistivos. Potenciometro real,  $I_1 = I_2$ ,  $I_3 = 0$ . Factor de escala  $N_{\text{pot}} = R_2/(R_1 + R_2)$ .  $I_3$  será igual a cero si se conecta una impedancia infinita o un voltaje de  $V_1[R_2/(R_1 + R_2)]$  V a las terminales de  $V_2$ .

éstos contiene una componente capacitiva (en el caso usual). El resultado neto es que un control continuamente variable es sustituido por un interruptor de posiciones múltiples que selecciona diversos elementos  $Z_1$  y  $Z_2$ . Cada elemento  $Z_1$  y  $Z_2$  suele constar de un resistor conectado en paralelo con un capacitor. Por tanto, las partes real e imaginaria de la ecuación de escalación 37-8 pueden producir una constante real independiente de la frecuencia. En efecto, se agregan capacitores en paralelo con  $R_1$  y  $R_2$  para compensar la capacitancia en derivación de  $Z_L$ . Por ejemplo, estos capacitores se utilizan en el control del factor de escala vertical del osciloscopio electrónico.

Otro método común de escalación de mediciones eléctricas implica el uso de transformadores. Dado que éstos no operan con CD o a frecuencia cero, la señal eléctrica que se escale no deberá contener componente de CD (pues el transformador no la transmitirá) o frecuencia cero alguna. Los transformadores que contienen núcleos magnéticos tienen una respuesta a la



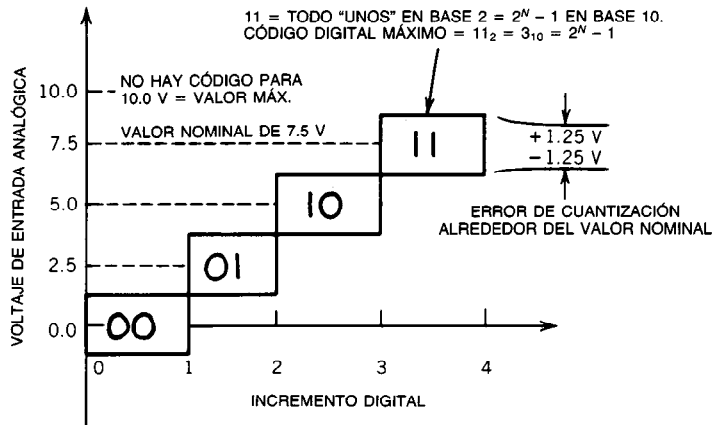
**Fig. 37-6.** Red real de divisores resistivos con una carga  $R_L$ . El factor de escala de los divisores resistivos cargados,  $N_{\text{rdiv}}$ , es:

$$N_{\text{rdiv}} = \frac{R_2 R_L / (R_2 + R_L)}{R_1 + [R_2 R_L / (R_2 + R_L)]} = \frac{R_2 R_L}{R_1 R_2 + R_1 R_L + R_2 R_L}$$

cala deseado. Es decir, todo el error en la ecuación de escalación simple  $N_{\text{pot}} = R_2/(R_1 + R_2)$  lo produce  $R_L$  (o  $Z_L$ ), y la contribución de la impedancia de entrada del dispositivo que mide  $V_2$  es mínima o nula. Este procedimiento se emplea para fijar el valor de los potenciómetros de coeficientes en computadoras analógicas, y para calibrar transductores, instrumentos de medición y aparatos domésticos electrónicos.

La escalación de una medición aplicando una red de divisores resistivos simple es el procedimiento que se emplea más comúnmente para señales que varían en frecuencia de 0 Hz (CD) a varios megahertz. Éste es el intervalo de frecuencia de casi todos los sistemas de control. A frecuencias más altas, la capacitancia en derivación se vuelve importante, y los resistores  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_L$  de la ecuación de escalación 37-8 deben sustituirse por  $Z_1$ ,  $Z_2$  y  $Z_L$ , respectivamente, donde cada uno de

frecuencia que puede variar desde unos cuantos hertz a algunos megahertz (con un intervalo de frecuencia típico mucho menor que éste). Los transformadores sin núcleo o con núcleo de aire operan comúnmente en un intervalo desde 1 MHz hasta la región de los gigahertz (que por lo general está bien por encima de la banda de frecuencia de la mayor parte de los sistemas de control). Existe una clase de sistema de control en la que se usa una portadora de corriente alterna (CA) modulada para alimentar un servomotor bifásico. La modulación puede ser proporcionada por un dispositivo defasador o por un transformador de control semejante a un motor pequeño que contiene un devanado giratorio. La posición angular del devanado móvil determina la magnitud y la fase de la señal de la portadora de CA modulada. La frecuencia de operación típica de la señal de la portadora es 400 Hz.



**Fig. 37-7.** Respuesta de entrada y salida de un convertidor de analógico a digital (A/D) de 2 bits ( $N = 2$ ) y 10 V, que utiliza la codificación binaria directa. Incremento analógico = valor máximo/ $2^N = 10/2^2 = 10/4 = 2.5$  V = bit menos significativo = (LSB). Incertidumbre (error) de cuantización = incremento analógico/2 =  $\pm 2.5/2 = \pm 1.25$  V. Voltaje nominal máximo codificado =  $(2^N - 1)$  incremento analógico =  $(2^N - 1)$  valor máximo/ $2^N = (2^2 - 1)/2^2$  valor máximo =  $(3/4)10 = 7.5$  V.

Dentro de su región de linealidad, el factor de escala del voltaje  $N_v$  de un transformador está dado por:

$$N_v = \frac{\text{número de vueltas de la bobina larga}}{\text{número de vueltas de la bobina corta}} \quad (37-9)$$

El factor de escala de la corriente  $N_I$  de un transformador es el recíproco del factor de escala del voltaje:

$$N_I = 1/N_v \quad (37-10)$$

La bobina con el mayor número de vueltas tiene mayor voltaje entre terminales y menor corriente entre terminales respecto a la otra bobina.

En un transformador de uso especial, llamado transformador diferencial lineal (LTD) o transductor lineal de desplazamiento variable (LVDT), se combinan la detección de posición y escalación de la señal eléctrica resultante, todo en una unidad (véase la sec. 37.6).

### 37.4 CONVERTIDORES DE ANALÓGICO A DIGITAL Y DE DIGITAL A ANALÓGICO

Casi todos los sistemas de control tienen señales de entrada y salida analógicas que varían continuamente, debido a que el "mundo real" es analógico. Si un dispositivo digital, como un filtro o un controlador digitales, va a ser un componente de un sistema de control con entradas y salidas analógicas, antes de él debe ir un convertidor de analógico a digital (A/D), y después, un convertidor de digital a analógico (D/A). Un convertidor A/D tiene una línea de entrada analógica y  $N$  líneas de salida digital. Algunos valores comunes de  $N$  son 8, 10, 12 y 14. En algunas ocasiones se utilizan

valores de  $N$  menores que 8 y mayores que 14. Debido a que muchas microcomputadoras tienen longitud de palabra de 8 bits, el convertidor A/D de 8 bits se utiliza ampliamente. La resolución de un convertidor A/D de  $N$  bits es una parte en  $2^N$  (sec. 37.1). Para un convertidor de 8 bits, la resolución es entonces una parte en  $2^8 = 256$ . Si el intervalo de la señal de entrada analógica varía de 0 a algún valor máximo, el incremento correspondiente a cada tramo digital es:

$$\text{Incremento analógico} = \frac{\text{valor máximo}}{2^N} \quad (37-11)$$

$$\text{Número máximo de incrementos} = 2^N - 1 \quad (37-12)$$

El término  $-1$  de la ecuación 37-12 refleja el hecho de que la primera cuenta digital corresponde a un valor analógico cero, de manera que en efecto se pierde una cuenta digital, y se emplea simplemente para dar inicio al intervalo. Esto es exactamente análogo a hacer mediciones con una regla. Una regla de 10 cm tiene 11 marcas, en 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 y 10 cm. Por tanto, 8 bits digitales pueden producir  $2^8 = 256$  marcas en una regla digital imaginaria, y estas marcas pueden medir 255 unidades. Por tanto, por convenio, si se utiliza un convertidor A/D de ocho bits para medir un intervalo de 10 V, este intervalo se dividirá en 256 tramos de 39.1 mV ( $10/256 \approx 0.0391$ ) y la salida digital variará de 0 a 255 de estos tramos. El último tramo, que corresponde exactamente a 10.0 V, no existe. El convertidor se detiene un tramo ( $2^N - 1 = 255$ ) debajo del valor máximo, o 9.9609 V.

Es posible definir el incremento analógico para tomar en cuenta el tramo que falta, de modo que el convertidor A/D medirá el intervalo máximo completo. En este caso el incremento analógico sería:



$$\text{Incremento analógico} = \frac{\text{valor máximo}}{2^N - 1}$$

$$\text{Número máximo de incrementos} = 2^N - 1$$

Este procedimiento no suele utilizarse. Cuando el número de bits digitales  $N$  es razonablemente grande, por ejemplo 10 o 12 bits, existe muy poca diferencia entre  $2^N$  y  $2^N - 1$ , y el efecto del último incremento analógico faltante no es significativo.

Para poner de relieve este efecto e ilustrar el error de la incertidumbre de cuantización de más o menos una mitad del incremento analógico, en la figura 37-7 se describe un convertidor A/D de 10 V y 2 bits. Esta figura relaciona el voltaje analógico de entrada con la salida en código digital. El incremento analógico es  $10/2^2 = 10/4 = 2.5$  V para cada uno de los estados digitales 00,01,10,11. Este procedimiento de conteo se llama código binario directo. El voltaje analógico nominal que corresponde a cada uno de estos cuatro estados digitales es 0, 2.5, 5.0 y 7.5 V. La incertidum-

bre de cuantización (error) es  $\pm 1/2(2.5) = \pm 1.25$  V. Por tanto, los cuatro estados digitales corresponden en realidad a los voltajes  $0 \pm 1.25$ ,  $2.5 \pm 1.25$ ,  $5.0 \pm 1.25$  y  $7.5 \pm 1.25$  V. Estos intervalos de voltaje de cada código digital se muestran en la figura 37-7 como rectángulos que contienen el código digital para cada intervalo. El incremento analógico corresponde al voltaje nominal asignado al bit digital menos significativo, que a menudo se conoce simplemente como bit menos significativo (LSB).

En la figura 37-8 se muestra un ejemplo ilustrativo similar en relación con un convertidor A/D bipolar de  $\pm 5$  V y 3 bits.

Así, el error de cuantización a menudo se da como  $\pm 1/2$  LSB. Lo que en realidad quiere decir esto es que  $\pm 1/2$  del voltaje analógico nominal corresponde al bit menos significativo. La tabla 37-2 es un glosario de términos que se usan comúnmente para los convertidores A/D (y D/A). En la tabla 37-3 se resumen la resolución y la máxima exactitud teórica de los convertidores A/D (y D/A).

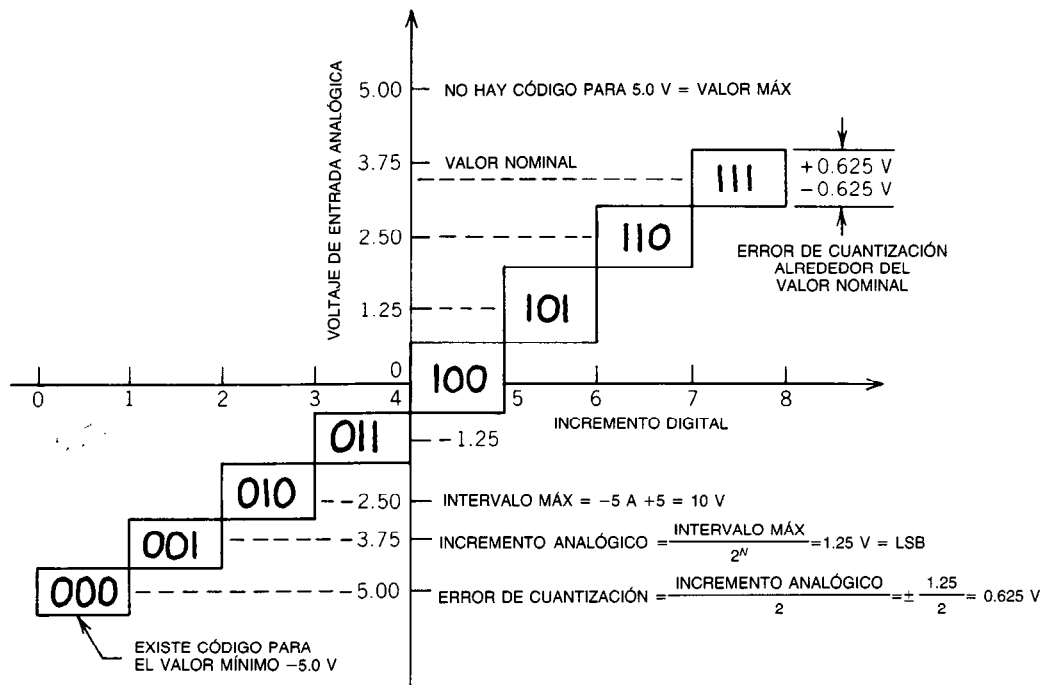


Fig. 37-8. Respuesta de entrada y salida de un convertidor de analógico a digital (A/D) bipolar de 3 bits ( $N=3$ ) y  $\pm 5$  V, que utiliza la codificación binaria de compensación:

Código	Voltaje
000	- 5.00
001	- 3.75
010	- 2.50
011	- 1.25
100	0.0
101	1.25
110	2.50
111	3.75

**Tabla 37-2. Terminología de la conversión de analógico a digital y de digital a analógico**

Término	Definición
Bit	Dígito binario, "0" o "1"
Resolución	Variación más pequeña que se puede distinguir por medio del convertidor de datos. A menudo se expresa en bits. "Una resolución de 8 bits" significa una resolución de 1 parte en $2^8 = 1$ parte en 256, o aproximadamente el 0.4%
Exactitud	Error máximo entre la entrada y la salida; por lo general se expresa como porcentaje de escala completa
Intervalo dinámico	Relación de intervalo de escala completa del convertidor entre la menor diferencia que puede resolver. Para un convertidor de $N$ bits, intervalo dinámico = $20 \log 2^N \approx 6N$ dB
Error de cuantización (incertidumbre de cuantización, ruido de cuantización)	Incertidumbre incremental de la digitalización de un valor analógico, debida a la resolución discreta del proceso de conversión. El máximo error de cuantización es $\pm 1/2$ de la resolución del convertidor, que comúnmente se especifica como $\pm 1/2$ LSB
LSB	Bit menos significativo. Valor asociado con un cambio de un bit. Por lo general es idéntico a la resolución del convertidor de datos. Para un convertidor de 10 bits con intervalo de 5 V, $1 \text{ LSB} = 5/2^{10} = 5/1024 = 0.0048828 \text{ V}$

**Tabla 37-3. Resumen de convertidores de analógico a digital (A/D) y de digital a analógico (D/A)**

Bits	Resolución, una parte en $2^N$	Exactitud aproximada máxima (%)	Intervalo dinámico (dB) <sup>a</sup>
4	16	6	24
6	64	1.5	36
8	256	0.4	48 <sup>b</sup>
10	1 024	0.1	60
12	4 096	0.025	72 <sup>c</sup>
14	16 384	0.006	84
16	66 536	0.0015	96 <sup>d</sup>
18	262 144	0.0004	108

<sup>a</sup> Intervalo dinámico =  $20 \log 2^N \approx 6N$  dB.

<sup>b</sup> Intervalo dinámico típico del nivel gris de video (50 dB).

<sup>c</sup> Intervalo dinámico típico de alta fidelidad de audio, disco estándar con aguja (70 dB).

<sup>d</sup> Intervalo dinámico típico de alta fidelidad de audio, disco digital con lectura por láser (90 dB).

Los convertidores A/D y D/A utilizan diversos códigos<sup>1</sup>. Algunos de los más comunes se resumen en la tabla 37-4.

#### 37.4.1 Convertidores D/A

Un convertidor D/A tiene  $N$  líneas de entrada digital y una línea de salida analógica. Los esquemas de resolución y codificación de los convertidores A/D y D/A son comparables. En general, los convertidores D/A son más simples, exactos y económicos que los A/D. Debido a ello, a menudo se utiliza un convertidor D/A para construir uno A/D. Esto se puede lograr como se indica a continuación.

Un contador binario acciona el convertidor D/A, y la salida analógica resultante del convertidor D/A se compara con la señal de entrada analógica. Cuando las dos señales analógicas coinciden, el contador binario contiene el código digital que se busca (que es la salida del convertidor A/D). Este convertidor A/D es relativamente lento, pero también relativamente económico. En el momento en que esto se escribe (1982), el National Bureau of Standards (NBS) utiliza un convertidor D/A de 20 bits para calibrar los convertidores A/D de alta resolución (18 bits). Un convertidor de 20 bits tiene una resolución de 1 parte en  $2^{20} = 1\,048\,576$ . Como sucede con los convertidores A/D, los convertidores D/A más comunes que se encuentran en el mercado tienen 8, 10 y 12 bits de amplitud, aunque también se dispone de convertidores D/A de 14, 16 y 18 bits. En la mayor parte de las aplicaciones de control, los retardos de los procesos A/D y D/A son insignificantes en comparación con las constantes de tiempo de la planta del sistema de control. Los tiempos de conversión típicos se presentan en la tabla 37-5. En la tabla 37-3 se resumen la resolución y máxima exactitud teórica de los convertidores D/A (y A/D). Estas tablas se han compilado a partir de diversos manuales de especificaciones y catálogos de los fabricantes. Uno de los más completos lo edita Datel/Intersil<sup>2</sup>.

### 37.5 CONVERSIÓN ENTRE MEDICIONES LINEALES Y ANGULARES

#### 37.5.1 Métodos mecánicos

Los sistemas que utilizan un motor primario rotacional (un motor eléctrico) para producir un movimiento lineal son muy comunes (p. ej., para accionar un eleva-

**Tabla 37-4. Códigos empleados en los convertidores de analógico a digital (A/D) y de digital a analógico (D/A)**

Código	Comentarios
Binario directo	Para convertidores unipolares, como en la figura 37-7
Binario complementario	Complemento del binario directo. Todos los ceros se cambian por unos y todos los unos por ceros
Binario de compensación	Para convertidores bipolares. Cuenta 0 = voltajes de escala completa analógicos; cuenta media = voltaje analógico 0; $2^N - 1$ o cuenta máx = voltaje analógico máximo - 1 LSB. El convertidor binario de compensación de 3 bits A/D se ilustra en la figura 37-8
Binario de compensación complementario	Complementario del binario de compensación
Complemento a 2	Voltajes positivos y negativos representados por el código binario de complemento a 2. Los voltajes positivos tienen un bit más significativo de 0, y los voltajes negativos tienen un bit más significativo de 1 y están en forma de complemento a 2
Binario con magnitud y signo	Magnitudes de voltajes positivos y negativos representadas por el binario directo. El bit del signo más significativo agregado (0 o 1) diferencia voltajes positivos y negativos. El binario con magnitud y signo tiene dos representaciones distintas para 0 volts: +0 y -0
Decimal codificado en binario	Código BCD, que se utiliza para convertidores de 4, 8, 12 o 16 bits. Cada grupo de cuatro bits codifica una cifra decimal de voltaje de entrada analógico, que varía de $0_{10} = 0000_2$ a $9_{10} = 1001_2$ . Seis estados binarios de 1010 a 1111, que corresponden a cifras mayores de 9, no se utilizan. Por tanto, el BCD es un código ineficiente, ya que sólo utiliza 10 de 16 posibles estados por cada 4 bits binarios. El código BCD se utiliza comúnmente en medidores de tablero digital y otras aplicaciones de visualización decimal, donde el factor humano es muy importante y la ineficiencia del código es tolerable
BCD complementario	Complemento del decimal codificado en binario

**Tabla 37-5. Tiempos de conversión (o retardo) típicos de convertidores de analógico a digital (A/D) y de digital a analógico (D/A)**

Tipo de convertidor	Velocidad relativa	Tiempo de conversión o retardo			
		8 bits	10 bits	12 bits	16 bits
A/D integrador de pendiente doble	Baja	20 ms	30 ms	40 ms	20 ms
	Media	1 ms	5 ms	20 ms	—
	Alta	0.5 ms	1 ms	4 ms	—
A/D de aproximación sucesiva	Baja	30 $\mu$ s	40 $\mu$ s	40 $\mu$ s	400 $\mu$ s
	Media	10 $\mu$ s	15 $\mu$ s	20 $\mu$ s	100 $\mu$ s
	Alta	0.5 $\mu$ s	1 $\mu$ s	2 $\mu$ s	35 $\mu$ s
	Vídeo/flash <sup>a</sup>	0.02 $\mu$ s	—	—	—
D/A	Baja	3 $\mu$ s	3 $\mu$ s	3 $\mu$ s	20 $\mu$ s
	Media	1 $\mu$ s	1 $\mu$ s	1 $\mu$ s	—
	Alta	0.2 $\mu$ s	0.2 $\mu$ s	0.2 $\mu$ s	—
	Vídeo/flash	0.02 $\mu$ s	—	—	—

<sup>a</sup> Un convertidor A/D "flash" revisa todo el código de salida digital posible al mismo tiempo, mediante el uso de  $2^N$  (o  $2^N - 1$ ) circuitos comparadores electrónicos. Por tanto, un convertidor A/D flash de 8 bits contiene  $2^8 = 256$  (o 255) comparadores electrónicos, cada uno con un nivel de activación analógica diferente y cada uno con una salida digital de 8 bits distinta.

dor). En ellos a menudo se necesita convertir un movimiento lineal en una medición angular, o viceversa. En un sistema de control de elevadores práctico, un método común consiste en colocar un cable delgado de medición unido al elevador. Dicho cable se enrolla en un tambor, ubicado en el cuarto de control del elevador. A medida que sube el elevador, el tambor gira y

produce una medición angular relativa a la posición lineal del elevador. Después se puede utilizar la rotación del tambor de control para medir la posición, velocidad y aceleración lineales del elevador, en unidades angulares, adecuadas para el control del motor.

El eje del motor (o el del tambor de rotación) no es la mejor elección para realizar esta tarea de medición,

debido a que el peso variable del elevador, su carga y el peso de los cables ascensores del elevador hacen que estos cables se estiren. Por tanto, no existe una relación única entre la posición lineal y el ángulo del eje del motor. Cualquier elongación en el cable del elevador cargado se compensa en el sistema de medición. Esto ilustra una práctica común en el diseño de sistemas de control, la separación de los componentes de medición de los componentes de control. De este modo, las variaciones en los componentes controlados se compensan automáticamente con el ciclo de medición.

El método del tambor y el cable de conversión de coordenadas angulares y lineales figura en muchas variaciones, en aplicaciones tanto de medición como de movimiento de salida. El proceso básico se analizó en la sección 37.3 y se ilustró en la figura 37-4. El cable se puede sustituir por una cinta plana o por una banda de acero, tejida o de material compuesto. Entre los dispositivos en que se utiliza esta conversión se incluyen:

1. Elevadores.
2. Robots.
3. Manipuladores remotos.
4. Unidades de disco de computadora, particularmente de disco flexible.
5. Graficadoras digitales, máquinas de dibujo mecánico, graphicadoras X-Y.

Cuando la magnitud del movimiento lineal o angular es relativamente pequeña, se puede emplear un mecanismo de manivela y brazo o un varillaje para hacer la conversión entre unidades angulares y lineales. En casi todas estas situaciones, el límite angular máximo absoluto es  $\pm 90^\circ$  o bien  $\pm \pi/2$  rad, o un medio de una revolución del eje giratorio. Algunos límites prácticos pueden ser menores. Entre las aplicaciones comunes se cuenta el registro de la posición angular de las diversas superficies de control de aviones, barcos y submarinos o de cualquier otro dispositivo de control que se desplace o gire una distancia limitada.

Por lo general los varillajes se conectan a las superficies de control y después a una manivela conectada al eje del transductor angular. En teoría, este eje podría estar simplemente conectado en forma directa al eje de

la superficie de control. En la práctica esto puede ser mecánicamente difícil debido a la presencia de engranes, cojinetes de soporte, mecanismos de transmisión, motores o, en algunos casos, un eje estacionario en torno al cual gire la superficie de control. La figura 37-9 ilustra una manivela con un radio de oscilación  $R$  conectada por medio de un brazo de longitud  $A$  a una corredera restringida a desplazarse en una dirección radial perpendicular al eje de la manivela. El ángulo  $\theta$  describe la posición angular de la manivela conforme ésta gira en torno a su eje. Cuando  $\theta$  es cero, la corredera está en su punto más alejado del eje de la manivela; cuando  $\theta$  es  $\pi$  radianes, aquélla está en su punto más próximo a dicho eje. Esta distancia se representa por medio de  $L$ . Cuando  $\theta$  aumenta,  $L$  disminuye, como se ilustra en la figura 37-9. La conversión entre mediciones lineales y angulares, dada la configuración geométrica que se muestra, es como sigue:

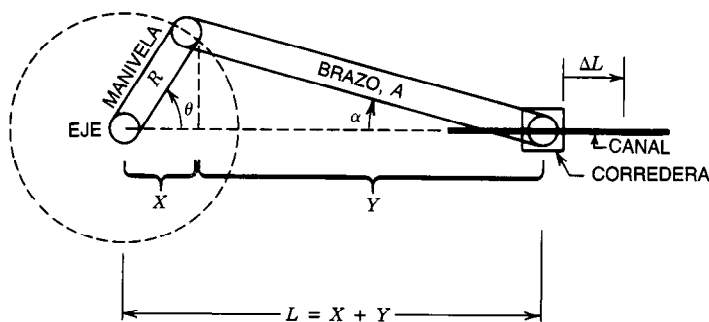
$$\Delta L \cong -R \sin \theta \cdot \Delta \theta \quad (A \gg R) \quad (37-13)$$

Esta relación se cumple sólo en el caso simplificado en que la longitud del brazo conector  $A$  es mucho mayor que el radio de oscilación de la manivela  $R$ . Obsérvese que la ecuación 37-13 es no lineal debido a la función no lineal  $\sin \theta$ .

En otro método de conversión mecánica común se emplea un engranaje de piñón y cremallera. La cremallera es una barra recta larga en la cual se han cortado o formado de alguna otra manera los dientes del engrane. El piñón es un engrane redondo estándar en forma de disco que se indenta con la cremallera y gira a lo largo de ella. Con mucha frecuencia el eje del engrane simplemente gira cuando la cremallera se traslada hacia atrás y adelante. Este proceso de conversión es similar al de un sistema de tambor y cinta. Las unidades angulares ( $\theta$ ) se convierten a unidades lineales ( $L$ ) y viceversa, conforme a la relación:

$$\Delta L = R \Delta \theta \quad (37-14)$$

donde  $\theta$  está en radianes y  $R$  y  $L$  son unidades lineales idénticas (m, mm, cm, pulg).  $R$  representa el radio efectivo o radio de avance del tambor o del engrane de



**Fig. 37-9.** Conversión de mediciones lineales a angulares y viceversa, con una manivela.  $X = R \cos \theta$ ;  $Y = A \cos \alpha$ ;  $L = X + Y = R \cos \theta + A \cos \alpha$ . Si  $A \gg R$ , entonces  $\alpha \rightarrow 0$  y  $\cos \alpha = 1$ .  $L \cong R \cos \theta + A$ ;  $dL/d\theta \cong -R \sin \theta$ ;  $\Delta L \cong -R \sin \theta \cdot \Delta \theta$  ( $A \gg R$ )

piñón. Un engrane de piñón y cremallera no puede deslizarse y es posible fabricarlo con alta exactitud. En tornos, fresadoras y taladradoras numéricamente puede emplearse un engrane de piñón y cremallera con tolerancia lineal de unas cuantas diezmilésimas de pulgada o unas cuantas centésimas de milímetro.

Un esquema de conversión mecánica afín, que se utiliza en máquinas, robots y sistemas de ubicación controlados numéricamente, es el de tornillo de avance y tuerca de precisión. Este sistema consiste en una tuerca sobredimensionada y un tornillo mecánico común. Cuando se hace girar el tornillo, la tuerca, que no gira, se mueve en forma lineal a lo largo del eje del tornillo. En algunas aplicaciones de precisión, el tornillo tiene ranuras semicirculares en vez de la ranura V estándar, y la tuerca correspondiente se convierte en una tuerca de bolas recirculantes. Ésta contiene una hélice de cojinetes de bolas, que hace que se deslice en el tornillo cuando éste gira. Si el tornillo de avance tiene  $N$  hilos de rosca por pulgada (o por milímetro o por centímetro), la conversión entre unidades angulares de  $\theta$  (en radianes) y unidades lineales de  $L$  (que se miden en pulgadas, milímetros o centímetros) está regida por:

$$\Delta L = \frac{\Delta \theta}{2\pi} \cdot \frac{1}{N} = \quad (37-15)$$

= (n.º de vueltas) · (longitud desplazada por vueltas)

donde  $\Delta L$  = movimiento lineal, pulg, mm o cm

$\Delta \theta$  = movimiento angular, rad

$N$  = paso (avance) del tornillo, hilos/pulg, mm o /cm

En una graficadora  $x$ -y de diseño reciente controlada por microprocesador se utiliza un motor paso a paso que acciona un tornillo de avance para colocar la pluma, conforme a la ecuación 37-15.

### 37.5.2 Métodos hidráulicos

Una motobomba hidráulica giratoria de desplazamiento positivo, junto con un cilindro hidráulico, convierte las unidades angulares  $\theta$  de la bomba en unidades lineales  $L$  del cilindro. Si la motobomba desplaza un volumen  $V_T$  por revolución y el cilindro hidráulico tiene diámetro  $D$  (donde  $V$  y  $D$  se miden en las mismas unidades y  $\theta$  se mide en radianes), entonces en el caso de la bomba la conversión entre unidades angulares  $\theta$  y unidades lineales  $L$  está regida por:

$$\begin{aligned} \Delta V &= (\text{n.º de vueltas}) \cdot (\text{volumen por vuelta}) = \\ &= \frac{\Delta \theta}{2\pi} \cdot V_T \end{aligned}$$

y para el cilindro:

$$\begin{aligned} \Delta V &= (\text{área del cilindro}) \cdot (\text{recorrido producido}) = \\ &= \frac{\pi D^2}{4} \cdot \Delta L \end{aligned}$$

Igualando los cambios en volumen:

$$\frac{\Delta \theta}{2\pi} V_T = \frac{\pi D^2}{4} \Delta L$$

Despejando  $\Delta L$ :

$$\Delta L = \frac{2V_T}{\pi^2 D^2} \Delta \theta \quad (37-16)$$

donde  $V_T$  = desplazamiento/vuelta de la bomba

$D$  = diámetro del cilindro

$\Delta \theta$  = vueltas de la bomba, rad

$\Delta L$  = movimiento lineal del pistón

$V, D, L$  = se miden en unidades idénticas (mm, pulg, cm, etc.)

Los errores pueden introducirse en la ecuación 37-16 si la bomba tiene alguna fuga, las mangueras de conexión se expanden ligeramente en volumen, o el volumen total del fluido cambia por alguna razón (como variaciones de temperatura).

A diferencia de los sistemas alimentados por energía hidráulica que contienen depósitos o acumuladores de fluido, este sistema de conversión de mediciones no tolera fugas (ya que una fuga produce directamente un error).

No obstante, un sistema práctico que utilice este procedimiento requeriría una calibración periódica para compensar las fugas inevitables o cambios en el volumen del fluido.

### 37.5.3 Métodos eléctricos

Los métodos eléctricos de conversión de unidades lineales y angulares por lo general implican la escalación del voltaje o la corriente que representan la medición conforme a los factores de escala de las mediciones lineales y angulares mismas.

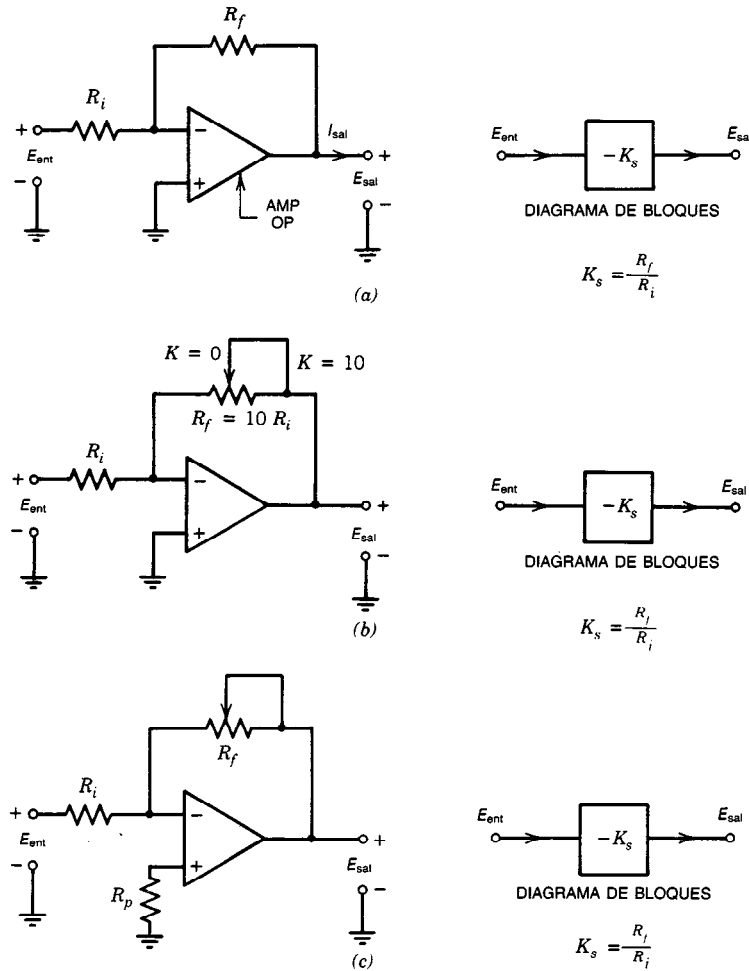
En consecuencia, un resistor de hilo y cursor empleado para detectar un movimiento lineal  $L$  podría tener un factor de escala de  $K_{lin}$  volts por metro. Un motor que hace girar un tornillo de bolas para producir el movimiento lineal podría tener un factor de escala mecánico de  $K_m$  giros del motor por metro de extensión del tornillo de bolas. Un sistema de potenciómetro y engranaje de 100 vueltas podría tener un factor de escala eléctrico de  $K_{ang}$  volts por revolución del eje del motor. La posición angular del eje del motor  $\theta$  se relaciona por tanto con el movimiento lineal del tornillo de bolas  $L$ . Por tanto, la medición eléctrica del ángulo  $E_A$  puede convertirse en la medición eléctrica de la posición lineal  $E_L$  en términos de las constantes dadas. Así:

$$\Delta E_L = K_{lin} \times \Delta L = \frac{\text{volts}}{\text{metro}} \times \text{metros}$$

(para el resistor de hilo y cursor lineal)

$$\Delta E_A = K_{ang} \times \frac{\Delta \theta}{2\pi} = \frac{\text{volts}}{\text{vuelta}} \times \text{vueltas}$$

(para el potenciómetro angular)



**Fig. 37-10.** Escalación de voltajes mediante amplificadores operacionales. En todos los casos  $E_{sal} = E_{ent}(R_f/R_i) = -E_{ent}K_s$ ,  $K_s = R_f/R_i$ . a) Escalación de una medición de voltaje con un amplificador operacional en el factor  $K_{escala} = K_s$ . b) Para hacer variar  $K_{escala}$  de 0 a 10, utilícase un resistor variable para  $R_f$ , donde  $R_{fmax} = 10R_i$ . c) Para compensar las corrientes de polarización de entrada, agréguese un resistor de valor  $R_p$  en serie con la entrada positiva a tierra. El valor típico de  $R_p$  elegido es  $R_p = R_i R_f / (R_i + R_f)$ . Si  $R_f$  varía ampliamente, una elección alternativa común de  $R_p$  es  $R_p = R_i$ .

$$\Delta L = \frac{\Delta \theta / 2\pi}{K_m} = \frac{\text{vueltas del motor}}{\text{vueltas/metro de tornillo}} (\text{extensión del tornillo})$$

Insertando  $\Delta L$  en  $\Delta E_L$ :

$$\Delta E_L = K_{lin} \times \Delta L = K_{lin} \frac{\Delta \theta / 2\pi}{K_m}$$

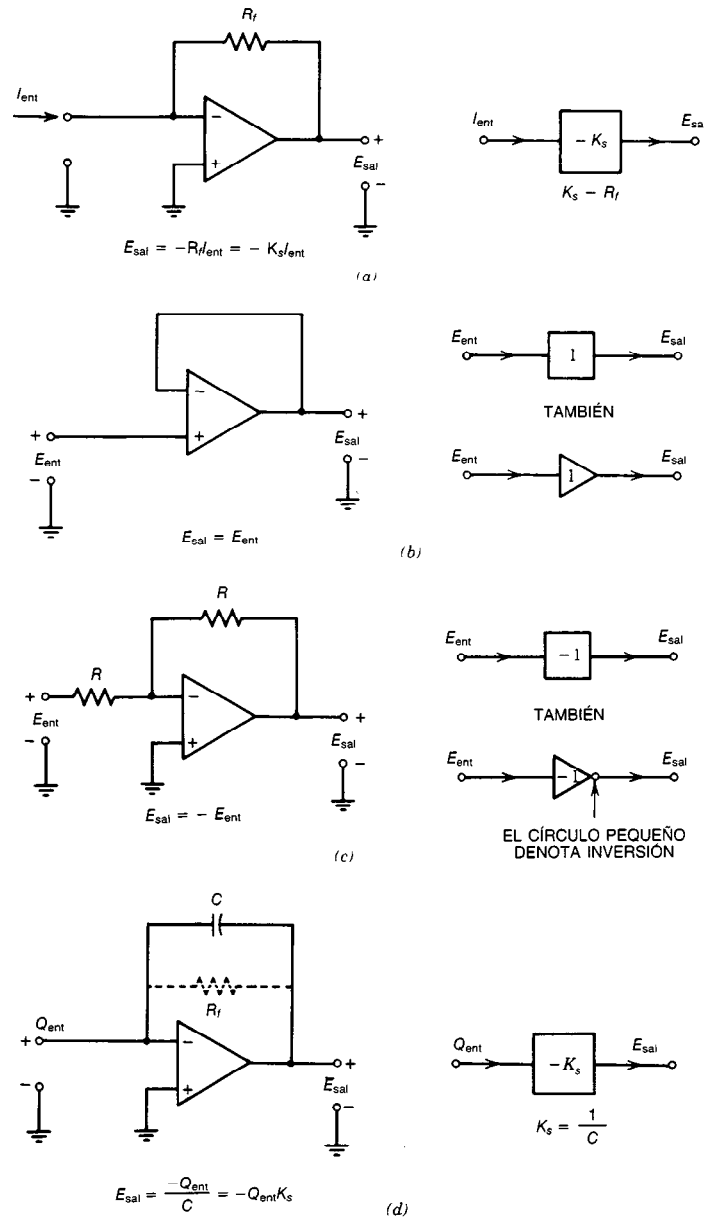
Para la relación  $\Delta E_L / \Delta E_A$ :

$$\frac{\Delta E_L}{\Delta E_A} = \frac{K_{lin}}{K_{ang} K_m} K_{escala} \quad (37-17)$$

Por tanto, en este sencillo sistema hipotético de escalación analógica, la salida del transductor de medición angular  $E_A$  está relacionada con la salida del transductor de medición lineal  $E_L$  por medio de un factor de escala constante,  $K_{escala}$ , que consiste en una función apropiada de los diversos factores de escala del sistema (dados por la ec. 37-17).

En realidad sólo se necesita un transductor, ya que la salida del transductor lineal se puede obtener a partir del transductor angular y viceversa, mediante el uso de la ecuación 37-17.

La conclusión importante que se obtiene es que si las mediciones angulares y lineales se relacionan linealmente con voltajes (o corrientes) en un sistema de control lineal, entonces las conversiones de unidades an-



**Fig. 37-11.** Tareas de escalación mediante amplificadores operacionales. a) Escalación de corriente a voltaje. b) Amplificador separador sin inversión de ganancia unitaria.

- $Z_{ent}$  suele ser mayor de  $10^{10}\Omega$  para un amp op FET de entrada (p. ej.,  $5 \times 10^{11}\Omega$ ).
- $Z_{sal}$  suele ser menor de  $100\Omega$  (p. ej.,  $2\Omega$  con corriente de salida de 50 mA).

c) Amplificador separador de inversión de ganancia unitaria.  $Z_{ent} \cong R$ , comúnmente de  $10^4$  a  $10^6\Omega$ .  $Z_{sal} \cong$  impedancia de salida del amp op, comúnmente  $< 100\Omega$ . En el caso de un amp op FET de etapa de entrada,  $Z_{ent}$  para el amplificador separador de inversión es muchos órdenes de magnitud menor que  $Z_{ent}$  para el amplificador separador sin inversión. El FET puede ser a base de semiconductor de metal y óxido (MOS) o de semiconductores de metal y óxido complementarios (CMOS). d) Escalación de carga a voltaje. Para descargar el amplificador de (c), un circuito práctico sumará un resistor  $R_f$  en paralelo de éste. Esto produce una frecuencia de corte inferior de  $-3$  dB de  $1/2\pi R_f C$ .

gulares y lineales se pueden producir eléctricamente multiplicando por una sola constante. Si la constante es menor que la unidad, un simple atenuador, divisor de voltaje o potenciómetro puede producir una conversión analógica. Si la constante es mayor que la unidad, se necesitará un amplificador (por lo general un amplificador operacional, amp op) para producir el factor de multiplicación constante (véase la figura 37-10).

Con mucha frecuencia se emplean señales de corriente, y la salida de un transductor específico es una corriente proporcional a la cantidad física que se mide. Si se desea una señal de voltaje, la corriente se puede "sumar" o convertir a un voltaje mediante el uso de un amplificador operacional diferencial que contenga un resistor de retroalimentación  $R_f$  conectado desde la salida del amplificador a la terminal de entrada negativa. La señal de entrada de corriente también se conecta directamente a la terminal de entrada negativa. La terminal positiva se conecta a tierra, ya sea en forma directa o por medio de una red de compensación. En la figura 37-11a se muestra una red de escalación de corriente a voltaje. Ciertos transductores suelen requerir una carga insignificante, y en este caso se necesita un amplificador separado (intermedio) con alta impedancia de entrada. En las figuras 37-11b y c también se muestran amplificadores separadores de inversión y sin inversión. Algunos transductores especializados pueden tener una salida de carga ( $Q$ , coulombs, salida por entrada física unitaria), y en este caso se requiere una escalación de carga a voltaje. En la figura 37-11d se muestra el circuito amp op que se necesita.

Los amplificadores operacionales adolecen de diversas limitaciones que pueden afectar el rendimiento de un sistema de control. En general, los límites de la respuesta de frecuencia del amplificador no son críticos, ya que la mayor parte de los sistemas de control actúan como filtros pasabajas (debido a las inercias de sus componentes mecánicos). Por tanto, la planta físicamente controlada del sistema limita la respuesta de frecuencia a un valor muy por debajo de los límites de frecuencia de los amplificadores operacionales.

Por otro lado, la deriva de CD, el voltaje de desnivel de entrada y las corrientes de polarización de entrada de un amplificador operacional pueden producir una salida de señales finita cuando el voltaje de entrada del amplificador operacional sea cero. Esto puede provocar un cambio de la salida del sistema de control e introducir errores en su calibración. En casos críticos, deben utilizarse amplificadores operacionales estabilizados por cortador periódico, que desconectan periódicamente su amplificador de CD, conectan a tierra la entrada y ajustan automáticamente una red polarizadora o compensadora para producir una salida cero interna aislada. Después, el amplificador de CD adecuadamente puesto a cero se conmuta (reconecta) al circuito externo.

A principios de la década de 1950 se utilizaron amplificadores operacionales de tubo de vacío, en los que la conexión (o conmutación) era realizada por un interruptor (conmutador) oscilante electromecánico, similar en concepto al primitivo timbre eléctrico de la puerta. El interruptor oscilatorio o vibratorio se llama

maba cortador periódico, de aquí el nombre "amplificador operacional estabilizado por cortador periódico". En la actualidad, en la pastilla del amplificador se incorporan conmutadores de circuitos integrados de estado sólido.

En la tabla 37-6 se presenta un resumen del rendimiento y las limitaciones del amplificador operacional, basado en las publicaciones de los fabricantes<sup>2</sup>.

### 37.6 DISPOSITIVOS PARA LA MEDICIÓN ANALÓGICA DE LA POSICIÓN ANGULAR O LINEAL DE UN SISTEMA

Cualquier dispositivo cuyas características eléctricas varíen en respuesta a un movimiento mecánico se puede convertir directamente en un transductor de posición angular o lineal. Dependiendo de la aplicación, el transductor puede usarse directamente o requerir un procesamiento o acondicionamiento de señales.

#### 37.6.1 Transductores angulares: potenciómetros

La resistencia de un potenciómetro rotatorio o resistor variable cambia con la posición angular del eje de control del potenciómetro. La resistencia puede variar en forma lineal o no lineal con el ángulo, según la aplicación pretendida del potenciómetro. Dicho potenciómetro puede utilizarse sin modificaciones como transductor angular analógico en el intervalo de ángulos en que puede girar el eje de entrada del potenciómetro. Este intervalo varía desde menos de una vuelta, quizá  $300^\circ$  en el caso del potenciómetro común, hasta a diversos números enteros de vueltas. A menudo se utiliza el potenciómetro de 10 vueltas. También se dispone de potenciómetros de más de 10 vueltas, como el de 20 vueltas, pero son menos comunes.

En su aplicación más frecuente el potenciómetro produce una salida de voltaje variable, como función de la entrada mecánica del ángulo del eje. La resistencia variable se utiliza para convertir un voltaje constante en uno variable,  $V(\theta)$ , que es función del ángulo del eje, como se muestra en la figura 37-12.

Un transductor angular construido de esta manera presenta las siguientes limitaciones:

1. El ángulo máximo está limitado comúnmente a entre 1 y 10 vueltas (o a  $360^\circ$  o bien 0 a  $20\pi$  rad). El engrane amplía este intervalo quizá en un factor de 100, pero la resolución y la exactitud disminuyen en el mismo factor (o más, si los engranes tienen "juego entre dientes" o "zonas muertas").
2. El brazo deslizante de contacto (escobilla) del potenciómetro produce desgaste por fricción en el material de resistencia. Este desgaste se acelera a altas velocidades rotacionales, debido a efectos de calentamiento. Por tanto, un potenciómetro podría estar limitado a un millón de vueltas, a velocidad no mayor de 100 r/min. Este dispositivo no se podría utilizar para determinar el ángulo del eje de una turbina que gira a 100 000 r/min.



Tabla 37-6. Resumen de rendimiento y limitaciones del amplificador operacional

Factor	Limitación de rendimiento
$E_{sal}^a$	$E_{sal}$ está limitado por el amplificador y las fuentes de alimentación. Son típicos intervalos de $\pm 5$ a $\pm 15$ V
$I_{sal}$	$I_{sal}$ está limitada por el amplificador y las fuentes de alimentación. Son típicos intervalos de $\pm 10$ a $\pm 100$ mA
$E_{ent}$	La magnitud de $E_{ent}$ está restringida por la componente de más alta frecuencia de $E_{ent}$ y la respuesta de frecuencia del amplificador. Para un amp op de 10 V con velocidad de respuesta SR (V/s) y producto de ancho de banda de ganancia GB (Hz), el voltaje de entrada máximo $E_{ent,m\acute{a}x}$ a la frecuencia de plena potencia está dado por:

$$E_{ent,m\acute{a}x} = E_{sal,m\acute{a}x} \frac{SR}{20\pi GB}$$

Ejemplo del amp op de alta velocidad:

$$E_{sal,m\acute{a}x} = \pm 10 \text{ V}, SR = 1\,000 \text{ V}/\mu\text{s} = 10^9 \text{ V/s}$$

$$GB = 100 \text{ MHz} = 10^8 \text{ Hz}$$

$$E_{ent,m\acute{a}x} = \pm 10 \frac{10^9}{20\pi \times 10^8} = \pm \frac{10}{2\pi} = \pm 1.6 \text{ V cresta a cresta}$$

a la frecuencia de plena potencia. Si se excede este nivel, el amplificador queda en el límite de velocidad de respuesta a la frecuencia de plena potencia (FPF) de:

$$FPF = \frac{SR}{2A\pi} = \frac{SR}{20\pi} \quad (A = \pm 10 \text{ V})$$

FPF = frecuencia máxima para  $\pm A$  o  $\pm 10$  V de salida.

$$FPF = \frac{10^9}{20\pi} \approx 16 \text{ MHz}$$

Dado que la mayor parte de los sistemas de control operan a frecuencias bastante por debajo de los 16 MHz, no requieren amplificadores operacionales de alta velocidad y no existe un límite de velocidad de respuesta que restrinja  $E_{ent,m\acute{a}x}$  en aplicaciones comunes de los sistemas de control. En estos casos,  $E_{ent}$  está limitado a un valor que hace que  $E_{sal}$  tienda a  $E_{sal,m\acute{a}x}$ ; es decir:

$$E_{ent,m\acute{a}x} = \frac{E_{sal,m\acute{a}x}}{R_f/R_i} = \frac{E_{sal,m\acute{a}x}}{|ganancia|}$$

Corrientes de polarización de entrada y voltajes de desnivel

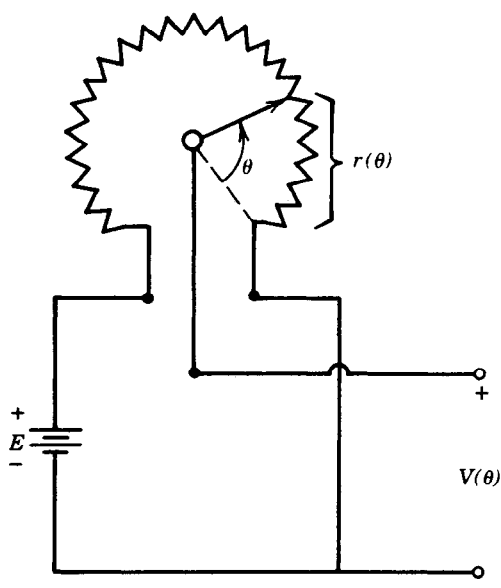
Los amplificadores operacionales adolecen asimismo de corrientes de polarización de entrada pequeñas, pero no necesariamente insignificantes, y voltajes de desnivel de entrada. A menudo se emplean redes de compensación para anular estos errores, que producen un voltaje de salida finito del amplificador cuando el voltaje de entrada es cero. Con mucha frecuencia se inserta una resistencia idéntica en serie con las terminales positiva y negativa del amplificador operacional, para compensar las corrientes de polarización de entrada. Los valores típicos de esta corriente en el caso del amp op de alta velocidad con etapa de entrada de transistor de efecto de campo son de 100 a 1 000 pA ( $10^{-12}$  A), mientras que los valores típicos del voltaje de desnivel de entrada varían de 1 a 10 mV ( $10^{-3}$  V). La impedancia de entrada varía comúnmente de  $1 \times 10^{10}$  a  $100 \times 10^{10} \Omega$ , y la impedancia de salida, de 1 a 100  $\Omega$

<sup>a</sup> En la figura 37-9 se dan las definiciones de los símbolos  $E_{ent}$ ,  $E_{sal}$ ,  $R_f$  y  $R_i$

- Los potenciómetros de precisión con devanado de alambre producen ligeros cambios de resistencia discretos a medida que el brazo se desplaza sobre cada alambre. Estos cambios discretos producen un pequeño ruido eléctrico, que tiende a aumentar a medida que el potenciómetro se desgasta o se ensucia. La resolución máxima de un potenciómetro con devanado de alambre está

dada por el ángulo total de giro del eje del potenciómetro, dividido entre el número de vueltas del alambre de resistencia arrollado en este ángulo. Si un potenciómetro simple tiene una excursión (recorrido) angular total del eje de 300°, y están arrolladas 1 000 vueltas del alambre de resistencia en torno a este ángulo de 300°, la resolución del potenciómetro es:

$$\text{Resolución} = \frac{\text{intervalo total de ángulo del eje}}{\text{vueltas del alambre de resistencia}} = 300^\circ / 1\,000 \text{ vueltas}$$



**Fig. 37-12.** Transductor angular potenciométrico.  $V(\theta) = (r(\theta)/R)E$ , donde  $R$  = resistencia total del potenciómetro. Si  $r(\theta)$  es una función lineal del ángulo, entonces  $r(\theta) = R(\theta/\theta_{\text{máx}})$  y  $V(\theta) = (\theta/\theta_{\text{máx}})E = (E/\theta_{\text{máx}})\theta = K_1\theta$ , donde  $K_1$  = constante del transductor  $K_1 = E/\theta_{\text{máx}}$  = volts/grado o volts/radián.

Un potenciómetro con un elemento de resistencia basado en una composición tiene resolución teórica de infinito.

### 37.6.2 Transductores lineales: resistores de hilo y cursor

Conceptualmente, la contraparte lineal del potenciómetro se produce "enderezando" la trayectoria circular de la resistencia del potenciómetro. El eje central se sustituye por un contacto deslizante que se desplaza una distancia lineal finita acotada por la longitud del elemento de resistencia. Los resistores de hilo (alambre) y cursor con este tipo de construcción se utilizan en graficadoras  $x$ - $y$  analógicas y en mecanismos de control que tienen movimiento limitado. Los transductores lineales de hilo y cursor comparten todas las desventajas y limitaciones mecánicas de los potenciómetros angulares. Los potenciómetros y los resistores de hilo y cursor lineales son fáciles de entender. La conversión de un cambio de resistencia a un cambio de voltaje o de corriente no implica el uso de circuitos extra. Se describirán brevemente algunos otros transductores que requieren circuitos y procesamiento de señales adicionales.

### 37.6.3 Transductor rotatorio de capacitancia variable

Un capacitor variable puede construirse de modo que detecte un desplazamiento angular o lineal. El capacitor de placa semicircular, que se muestra en la figura 37-13a, produce un cambio de capacitancia de máxima

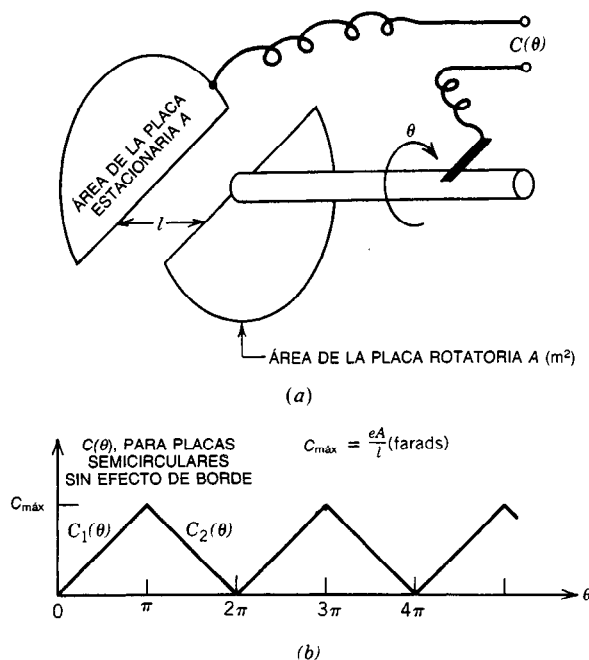
a mínima en media rotación de la placa semicircular movable. El cambio en la capacitancia debe ser convertido por otros circuitos o una señal eléctrica utilizable. Entre los posibles esquemas de conversión se cuentan los métodos de equilibrio de cargas y la conversión de frecuencia a voltaje. En la segunda técnica, el capacitor variable se utiliza para hacer variar la frecuencia de un oscilador, que actúa como la entrada a un convertidor de frecuencia a voltaje. En los convertidores de frecuencia a voltaje a menudo se utilizan ciclos de enganche (o sincronización) de fase para producir el voltaje de salida deseado, cuya magnitud varía con la frecuencia de entrada aplicada.

El transductor rotatorio de capacitancia variable presenta las ventajas siguientes:

1. Es un dispositivo que no hace contacto y puede operar a muy altas velocidades rotacionales (limitado solamente por problemas de equilibrio dinámico y de cojinetes).
2. A diferencia de los transductores de resistencia variable, es en esencia un dispositivo que no se desgasta. El soporte mecánico o cojinetes son los elementos que limitan su vida.
3. Puede tolerar fuerzas  $G$  muy grandes, debido a su diseño mecánico simple.

Algunas de sus desventajas son las siguientes:

1. Se requiere una electrónica relativamente elaborada para convertir la variación de capacitancia en una señal de voltaje o de corriente.



**Fig. 37-13.** Transductor angular que utiliza un capacitor de placa giratoria. *a)* Diagrama.  $A$  = área de la placa,  $\text{m}^2$ ;  $l$  = separación entre placas,  $\text{m}$ ;  $e$  = permitividad,  $\text{F/m}$ ;  $e = K_D e_0$ , donde  $K_D$  = constante dieléctrica y  $e_0$  = permitividad del vacío =  $8.85 \times 10^{-12}$   $\text{F/m}$ . *b)* Variación del capacitor como función del ángulo  $\theta$  para placas semicirculares sin efecto de borde.  $C_1(\theta) = (C_{\text{máx}}/\pi)\theta = K_2\theta$ ,  $0 \leq \theta \leq \pi$  y  $C_2(\theta) = C_{\text{máx}}/\pi (2\pi - \theta) = K_2(2\pi - \theta)$ ,  $\pi \leq \theta \leq 2\pi$ .

2. Tiene un intervalo de operación limitado, que puede ser incrementado por palancas, varillajes o engranes. Un transductor rotatorio de capacitancia variable es periódico y produce un valor de capacitancia único sólo dentro de un intervalo de media revolución.

#### 37.6.4 Transductor lineal de capacitancia variable

El transductor lineal de capacitancia variable ofrece las ventajas 2 y 3 del transductor rotatorio de capacitancia variable (fig. 37-14). El transductor lineal de capacitancia variable puede configurarse de dos maneras. Si las placas siempre presentan un área constante entre sí y la distancia entre las placas se hace variar conforme a la posición por detectar se produce una variación no lineal de la capacitancia.

Con referencia a la figura 37-14a:

$$C(l) = K_3 \frac{1}{l}$$

donde  $K_3$  = constante de escala,  $\text{F/m}$

$$K_3 = eA = K_d e_0 A$$

$l$  = separación entre placas,  $\text{m}$

$C(l)$  = capacitancia variable,  $\text{F}$

$K_d$  = constante dieléctrica (1 para el vacío; 1.0006 para el aire; 2 a 10 para el aceite, vidrio, mica y la mayoría de los plásticos)

$e_0$  = permitividad del espacio libre,  $8.85 \times 10^{-12}$   $\text{F/m}$

$A$  = área de las placas,  $\text{m}^2$

$e$  = permitividad del dieléctrico =  $K_d e_0$ ,  $\text{F/m}$

Si en cambio se mantiene fija la separación entre las placas, pero ahora éstas se defasan entre sí (de manera que el área común a ambas varíe con la posición por detectar), entonces se produce una variación lineal de la capacitancia. Con referencia a la figura 37-14b se tiene:

$$C(l) = K_4 l$$

donde  $K_4$  = constante de escala,  $\text{F/m}$

$$K_4 = ew/D = \text{constante}$$

$l$  = longitud de superposición de las placas,  $\text{m}$

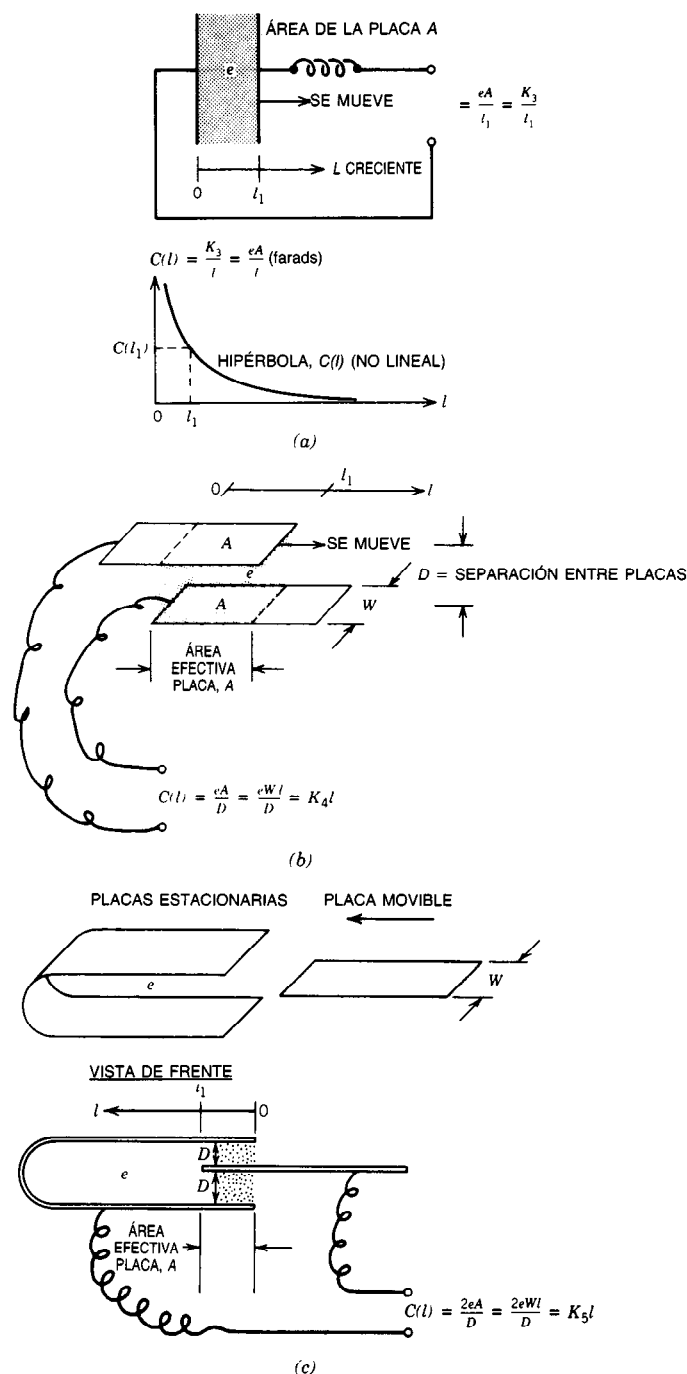
$C(l)$  = capacitancia variable,  $\text{F}$

$e$  = permitividad del dieléctrico

$D$  = separación entre placas,  $\text{m}$

Para reducir los efectos de borde y la captación de ruido, el capacitor de la placa deslizante puede configurarse como una placa doblada en forma de U en torno a una placa I central (fig. 37-14c). El transductor lineal de capacitancia variable tiene las mismas desventajas que su contraparte rotatoria, salvo que no es periódico sino que su intervalo de operación está limitado a unos 5 mm o 1/4 pulg, y a menudo mucho menos.

Un ejemplo de aplicación de un transductor lineal de posición de capacitancia variable se da en el enfoque



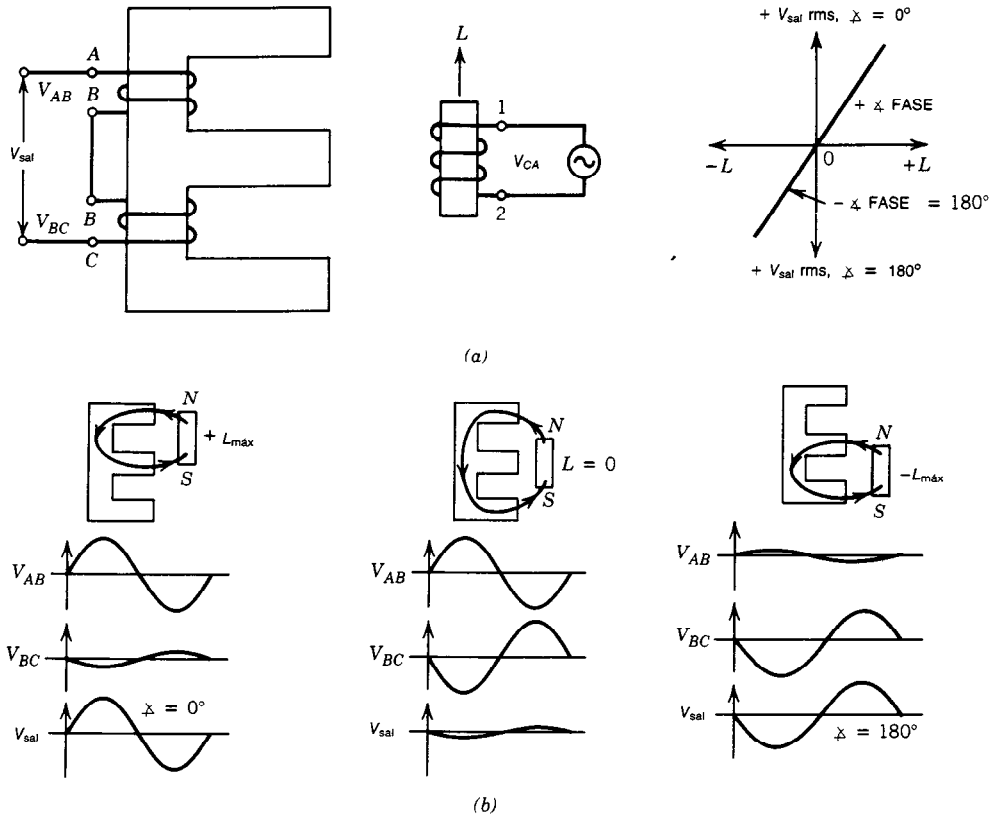
**Fig. 37-14.** Transductor de posición que utiliza un capacitor de placas paralelas. *a)* Separación entre placas variable, área constante.  $A$  = área de la placa,  $m^2$ ;  $l$  = separación entre placas,  $m$  (variable);  $e$  = permitividad,  $F/m$ ;  $e = K_D e_0$ , donde  $K_D$  = constante dieléctrica (1 para el aire o el vacío) y  $e_0$  = permitividad del vacío =  $8.85 \times 10^{-12}$   $F/m$ . *b)* Separación entre placas constante, área variable.  $l$  = longitud efectiva de la placa,  $m$  (variable) y  $W$  = anchura de la placa,  $m$ . *c)* Separación entre placas constante, área variable, placa U protegida.  $W$  = anchura de la placa,  $m$ ;  $D$  = separación entre placas,  $m$ ;  $l$  = longitud de superposición de las placas,  $m$ ;  $A$  = área efectiva =  $W \times l$ ,  $m^2$ ;  $e$  = permitividad,  $F/m$ .

adaptativo de un telescopio grande de espejos múltiples. La University of California ha planificado construir un telescopio de espejos múltiples de 400 pulg con 36 espejos hexagonales de 80 pulg, cada uno de los cuales pueda enfocarse por separado en el colector de luz central común. Esto se logra por medio del movimiento coordinado de 18 pistones y palancas conectados a cada uno de los 36 espejos. En el sistema de control de la posición de los espejos se utilizan transductores lineales de posición de capacitancia variable para detectar la posición de cada espejo. La construcción del telescopio no se ha iniciado, pero en 1981 ya se habían asignado más de un millón de dólares al proyecto.

### 37.6.5 Transformador diferencial lineal o transductor lineal de desplazamiento variable

Un transformador especial, que se conoce como transformador diferencial lineal (LDT) o transductor lineal de desplazamiento variable (LVDT), se utiliza para detectar el movimiento lineal limitado de una bobina móvil. Se ilustra en la figura 37-15. El núcleo magnético estacionario de un LVDT se parece a la letra E

mayúscula, con una bobina arrollada en cada una de las barras verticales de la E. Las bobinas están arrolladas en direcciones opuestas, y los extremos de las bobinas más próximos a la barra central de la E están unidos, dejando libre un extremo de cada bobina en la parte inferior y en la parte superior del núcleo en forma de E. La bobina móvil corta está arrollada en un núcleo móvil, orientada como la letra i minúscula en la combinación Ei. El núcleo i móvil puede desplazarse verticalmente, formando las combinaciones  $E_i$ ,  $E_i$  o  $E^i$ . Cuando el núcleo móvil está centrado en la barra central de la E, flujos iguales excitan cada una de las dos bobinas en las barras verticales de la bobina E, y en estas dos bobinas se inducen voltajes iguales pero opuestos. Como las bobinas están en serie, los voltajes se suman, con un resultado cero. Si el núcleo móvil desciende, la barra vertical inferior del núcleo E experimenta un flujo mayor y la bobina inferior produce un mayor voltaje que la bobina superior. Por tanto, los voltajes inducidos en oposición ya no se cancelan, sino que en cambio producen un voltaje de suma infinita. Si la bobina móvil se desplaza una distancia igual sobre el centro del núcleo E y no debajo de éste, se produce el mismo voltaje de suma. Sin embargo, contiene po-



**Fig. 37-15.** Transformador diferencial lineal (LDT) o transductor lineal de desplazamiento variable (LVDT). a)  $L$  = movimiento lineal de la bobina 1, 2 en metros. La bobina AB está arrollada en el sentido opuesto de la bobina BC.  $V_{AC}$  = voltaje de entrada de referencia,  $\angle 0^\circ$ . b) Trayectorias de flujo en el instante en que  $V_{AC}$  produce un flujo máximo.

laridad, fase o signo contrarios. Después de una ampliación adecuada, este voltaje de suma puede utilizarse para accionar la fase de control de un servomotor bifásico de CA. Estos sistemas se emplean en sistemas de control inercial de plataformas estabilizadas giroscópicamente y en otros tipos de sistemas de control de la posición.

Comúnmente se utilizan dos tipos de transformadores lineales de desplazamiento variable. El primero opera como se explicó, con un núcleo móvil que tiene una bobina también móvil unida y un núcleo E estacionario con dos bobinas opuestas. La ferrita es un material típico del núcleo. El segundo solamente tiene un núcleo móvil; todas las bobinas son estacionarias y de un diseño del tipo de solenoide hueco. El segundo diseño es más simple, pero la reluctancia del circuito magnético es mayor debido al entrehierro que rodea al núcleo central.

### 37.6.6 Sincronizadores

Existen muchos tipos de sincronizadores (también llamados sincros), y todos se usan en sistemas que controlan el ángulo de un eje. Un **sincronizador** es un dispositivo electromecánico que en general proporciona una salida eléctrica en respuesta a una entrada mecánica del ángulo del eje. Los sincros de fuerza son la excepción, donde entradas eléctricas hacen que el eje de salida asuma un ángulo del eje comandado.

En términos eléctricos un sincronizador es un transformador con coeficiente de acoplamiento que varía cuando un eje mecánico hace girar el devanado de un transformador. El devanado (armadura) rotatorio suele ser una bobina distribuida monofásica, y los devanados exteriores que rodean al estator suelen ser del tipo de construcción de bobina de tres fases espaciales, con ángulo físico de  $120^\circ$  entre el centro eléctrico de cada bobina. Sin embargo, los tres devanados están en fase eléctricamente. Las bobinas de tres fases espaciales del estator están conectadas en Y internamente y sólo las tres puntas de cada uno de los extremos de una rama de la Y apuntan hacia afuera. Las dos puntas del rotor monofásico son llevadas hacia afuera por medio de anillos colectores.

La excepción al rotor monofásico ocurre en el caso del sincro diferencial de control. Este sincro tiene un rotor trifásico y un estator también trifásico. Se utiliza para compensar, ajustar a cero, sumar o restar eléctricamente un ángulo de la representación en forma de sincro trifásico del ángulo de un eje mecánico. Los devanados de tres fases espaciales tienen señales eléctricas que están en fase en el tiempo. En un sincronizador no se utiliza CA trifásica.

Los sincronizadores suelen ser excitados por CA de 60 o 400 Hz, y sus velocidades de rotación del eje mecánico se mantienen muy bajas en comparación con esas frecuencias. Esto asegura que la frecuencia de modulación producida por la armadura rotatoria del sincro es mucho menor que la frecuencia de la portadora o de excitación. Además, como el sincronizador contiene bobinas que giran en un campo magnético, se pueden sumar voltajes considerables a los voltajes nor-

males del transformador del sincro, debido al efecto generador de una armadura de sincro que gira con rapidez. Sin embargo, se supone que el sincro actúa como un transformador variable, no como generador. Es importante reconocer que cualquier voltaje significativo generado por la velocidad puede causar problemas de estabilidad. Por estas razones es práctica común limitar la velocidad máxima del sincro a aproximadamente una centésima de la frecuencia de excitación. Para un sincro que contiene  $P$  polos excitado a una frecuencia  $F$ , la velocidad máxima del eje está dada por la expresión:

$$\left( \frac{F}{100} \text{ ciclos/s} \times 60 \text{ s/min} \times 2 \text{ polos/par} \right) / P \cong \text{rpm máx}$$

$$1.2F/P \cong \text{rpm máx}$$

Para un sincro de dos polos de 60 Hz, la velocidad máxima es  $1.2(60)/2 = 36$  rpm. Para un sincro de dos polos de 400 Hz, el máximo correspondiente es  $1.2(400)/2 = 240$  rpm. En la gran mayoría de las aplicaciones, los sincronizadores giran a velocidades mucho menores, y la velocidad muy baja es común.

A bajas velocidades la exactitud de un sincro típico suele ser de  $0.1^\circ$  o 6 arc-min. Un sincronizador compensado de precisión puede tener una exactitud 10 veces mayor, o sea 0.6 arc-min, que es igual a 36 arc-s. Un sistema que contenga varios sincronizadores, poleas y un servomotor tendrá un error acumulativo que se calcula como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de cada error componente, incluso los errores de ruido eléctrico y el error de anulación del servomotor. El error total del sistema de un sistema de control que utiliza un sincronizador puede ser entonces de varios cientos de arc-minutos, aunque un sincro individual puede tener una exactitud de 6 arc-min.

La exactitud de un sistema de control que utiliza sensores de sincronizador se puede mejorar empleando un sistema de control de sincronizador de "dos velocidades". El "sincronizador de velocidad bruta" representa la posición real deseada y sometida a control. El "sincronizador de velocidad fina" se hace girar  $N$  veces más rápido y por tanto es  $N$  veces más exacto. Por ejemplo, una relación de engranes de uso común es 36:1. Por tanto, para un sincro con exactitud de 6 arc-min, la exactitud que se puede lograr en un sistema sincronizador de dos velocidades que contiene dos sincronizadores de 6 arc-min y con relación de engranes de 36:1 es  $6/36$  o  $1/6$  arc-min. La reducción de engranaje también puede lograrse usando el sincro de velocidades múltiples, que logra ese efecto eléctricamente.

Un diseño de sincro inusual es el de velocidades múltiples (resolvedor, resolutor o sincrotrigonómetro), que logra el efecto de reducción mencionado en forma electrónica. Este dispositivo tiene devanados de muchos polos para cada una de las tres fases del estator del sincro. Si sólo se examina una salida del estator, un sincro estándar produce un solo ciclo de salida sinusoidal en una rotación del rotor del sincro,  $\theta_{\text{ent}} = 0$  a  $2\pi$ . Matemáticamente:

$$E_{sal} = \sqrt{2} A \sin(\theta_{ent}) \sin 2\pi ft$$

donde  $E_{sal}$  = una de las tres salidas del sincronizador, V

$f$  = frecuencia de la portadora de excitación, Hz

$A$  = constante, proporcional al voltaje de entrada de excitación del rotor

$\theta_{ent}$  = ángulo del eje, rad

O simplemente:

$$E_{sal} = A \sin(\theta_{ent})$$

$E_{sal}$  representa la amplitud RMS de la portadora de excitación de 60 o 400 Hz. Para un sincronizador de polos múltiples de "10 velocidades" o "décimo orden" (con 10 pares de polos o 20 polos por fase del estator), la relación correspondiente es:

$$E_{sal} = A \sin(10\theta_{ent})$$

Es decir,  $E_{sal}$  recorre 10 ciclos para hacer una revolución del eje de entrada  $\theta_{ent} = 0$  a  $2\pi$ , que es exactamente el efecto de conectar al sincro un conjunto de engranes con una relación multiplicadora de 10. Por tanto, un sincronizador de velocidades múltiples presenta una "relación de engranes eléctrica". La ventaja de esto es que el voltaje de anulación en media revolución del eje tiene una pendiente que es  $n$  veces más grande para el sincro de  $n$  velocidades, comparado con un sincro ordinario. Esto da por resultado un decremento en el error de un sincro de una sola velocidad (p. ej., 10 min de ángulo) en un factor de  $n$  para el sincro de  $n$  velocidades (hasta 10 min/ $n$  = 1 min de ángulo para  $n = 10$ ).

En las tablas 37-7 y 37-8 se enumeran los tipos comunes de sincronizadores y se describen en forma breve. La figura 37-16 ilustra los devanados internos de cada dispositivo de manera esquemática. En la figura 37-16e se presentan las conexiones de un par de sincronizadores de transmisión del momento de torsión, que actúa como eje flexible eléctricamente conectado (por desgracia con un error del ángulo del eje que aumenta con el momento de torsión transmitido).

Los sincronizadores se utilizaron mucho de 1940 a 1970, principalmente en aplicaciones militares, aeroespaciales y de radar. Siguen utilizándose en muchos sistemas, pero el advenimiento del microprocesador y el codificador digital de ángulos de ejes ha reducido en gran medida la base de aplicaciones del sincronizador. Antes del desarrollo del microprocesador se utilizaban sincros junto con resolvidores y tacómetros, para solucionar ecuaciones diferenciales o trigonométricas elaboradas, tales como los problemas de control de incendios o la transformación de coordenadas tridimensionales.

### 37.6.7 Resolvidores

Un resolvidor (también llamado resolutor o sincrotrigonómetro) se parece a un sincronizador. Sin embargo, su estator tiene dos devanados perpendiculares en-

tre sí y cuatro puntas afuera. Un ángulo de 90° entre los ejes de las bobinas produce el desplazamiento de 90° entre una salida de voltaje relacionada con un seno y otra relacionada con un coseno. En la figura 37-17 se presenta el esquema de un resolvidor. Un resolvidor resuelve una entrada de ángulo de eje mecánico con sus componentes seno y coseno, que se representan mecánicamente. Esto se logra haciendo girar una armadura monofásica, excitada con un voltaje de referencia  $E_R \sqrt{2} \sin(2\pi ft)$ , que de aquí en adelante se denota simplemente como  $E_R$ , dentro de un estator diseñado de manera que el coeficiente de acoplamiento entre las bobinas del rotor y del estator varíe como el seno (o coseno) de la posición del rotor. Si la entrada del ángulo del eje se denota por  $\theta_{ent}$ , entonces la salida de cada bobina del estator del resolvidor es:

$$E_{sal} = K E_r \cos(\theta_{ent})$$

$$E_{sal} = K E_r \sin(\theta_{ent})$$

donde  $E_{sal1,2}$  = voltajes de salida del estator,  $V_{rms}$

$E_r$  = valor rms o eficaz de la excitación de referencia a 60 o 400 Hz

$\theta_{ent}$  = entrada del ángulo del eje del resolvidor

$K$  = constante

Los resolvidores a menudo se construyen con dos bobinas de rotor perpendiculares entre sí. En el caso que se acaba de describir,  $E_R$  solamente excita una bobina. El devanado del rotor que no se utiliza está en cortocircuito. Como las bobinas perpendiculares no se acoplan magnéticamente, la bobina del rotor excitada no induce corrientes en la bobina del rotor en corto. Si ambas bobinas del rotor están excitadas, con  $E_{R1}$  aplicada a la bobina 1 y  $E_{R2}$  a la bobina 2, los voltajes de salida se convierten en:

$$E_{sal1} = K(E_{R1} \cos \theta_{ent} + E_{R2} \sin \theta_{ent})$$

$$E_{sal2} = K(E_{R1} \sin \theta_{ent} - E_{R2} \cos \theta_{ent})$$

Estas ecuaciones, y la mayor parte de los datos de las secciones 37.6 y 37.7, se extrajeron de manuales de especificaciones y publicaciones técnicas editados por los fabricantes de sincronizadores, resolvidores y componentes relacionados. Parte del material más completo, de hecho un modelo de este tipo, es editado por la Kearsott Division de la Singer Company<sup>3</sup>. Uno de los mejores libros de texto que cubren el mismo material es el de Del Toro<sup>4</sup>.

### 37.6.8 Potenciómetro de inducción

Un potenciómetro de inducción produce una salida de voltaje de CA con una amplitud que varía linealmente con el ángulo, en un intervalo angular de menos de 180°. En la figura 37-18 se muestra el diagrama esquemático de un potenciómetro de inducción.

La diferencia principal entre un potenciómetro de inducción y un resolvidor es que la salida del segundo varía como el seno (o coseno) de un ángulo. Los de-

Tabla 37-7. Tipos de sincronizadores comunes

Nombre	Uso	Entrada	Salida
Sincrotransmisor de control (abreviado CX). Al rotor se aplica una excitación de 60 o 400 Hz de CA, $E_R$ , V. Relación de la transformación $n = \text{máximo voltaje de salida rms del estator dividido entre } E_R$	Transforma el ángulo del eje físico en tres voltajes del sincroestator cuya magnitud varía con el ángulo del eje. Se usa como dispositivo de mando de entrada para aplicar la señal de entrada de referencia	Ángulo del eje del rotor $\theta$ (el rotor monofásico es excitado por $E_R$ , pero $E_R$ es constante, no variable)	Tres voltajes del estator en fase en el tiempo, que se miden entre las terminales del estator $S_1$ , $S_2$ y $S_3$ . Los tres voltajes del estator son: $E_{S13} = nE_R \sin(\theta + 0^\circ)$ , $E_{S32} = nE_R \sin(\theta + 120^\circ)$ , $E_{S21} = nE_R \sin(\theta + 240^\circ)$
Sincrotransformador de control (abreviado CT). Un CX y un CT se usan en pares para generar un voltaje de error relacionado con la diferencia entre los dos ángulos del eje. Un CX y un CT podrían ser dispositivos físicamente idénticos, a pesar de que un CX con frecuencia tiene menor impedancia que un CT, ya que un CX puede accionar varios CT en paralelo	Transforma tres voltajes aplicados del sincroestator en salida de voltaje de error que se toma del rotor. La salida de error varía como el seno de la diferencia entre los ángulos del eje del CX y CT	Tres voltajes del estator de un CX (entrada eléctrica); ángulo del eje $\phi$ del rotor, accionado por la salida controlada del sistema; (entrada mecánica); ambos son variables	Voltaje de error monofásico, generado por la bobina del rotor, $E_{Real}$ . $E_{Real} = K \sin(\theta - \phi)$ . $E_{Real}$ es la magnitud rms del voltaje de CA de 60 o 400 Hz. Se usa para accionar el devanado del servomotor bifásico, después de una ampliación adecuada
Sincrotransmisor diferencial de control (abreviado CDX). Se inserta entre tres polos que unen el CX al CT. Tiene una entrada del estator de tres fases espaciales y una salida del rotor de tres fases espaciales	Suma o resta el ángulo en forma eléctrica de la representación trifásica sincro del voltaje del ángulo del eje. El voltaje de error del par CX-CT es $E_{Real} = K \sin(\theta - \phi)$ ; para el conjunto CX-CDX-CT el voltaje de error es $K_{Real} = K \sin(\theta - \phi + D)$ , donde $D = \text{ángulo diferencial}$	Ángulo del eje mecánico $D$ del CDX; tres voltajes del sincroestator del CX, aplicados al estator trifásico del CDX	Tres voltajes del rotor del CDX, procedentes del rotor trifásico del CDX. La salida del CDX se conecta a tres bobinas de estator del CT. El voltaje de salida de error del CT depende entonces del seno de la diferencia del CX de entrada y de los ángulos del eje de salida del CT, compensados por el ángulo del eje del CDX



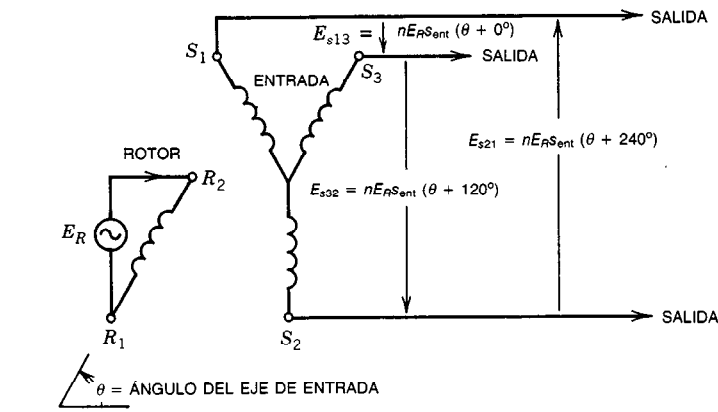
Tabla 37-7. Tipos de sincronizadores comunes (continuación)

Nombre	Uso		Entrada	Salida
Sincrotransmisor de fuerza (abreviado TX). Es básicamente idéntico a un CX, salvo que se usa sin amplificación y sin sistema de control o servomotor. Impedancia más baja que el CX. Se aplica una excitación de 60 o 400 Hz al rotor	Se usa para accionar carátulas y apuntadores remotos conectados al sincrorreceptor de momento de torsión o de fuerza TR, llamado también sincrorrepetidor. El TX siempre se usa con un TR. Juntos actúan como la equivalente eléctrica del eje flexible		Ángulo del eje del rotor mecánico $\theta$ . (El rotor del TX es excitado por el voltaje de referencia $E_R$ , pero éste es una constante y no una variable de entrada)	Tres voltajes del estator en fase en el tiempo que ocurren entre las terminales del estator $S_1$ , $S_2$ y $S_3$ . Estos voltajes no se miden ni amplifican, sino que se aplican directamente al estator del sincrorreceptor de fuerza
Sincrorreceptor de fuerza (abreviado TR). Es básicamente idéntico a un CT. Los TR y TX podrían ser dispositivos físicamente idénticos, ya que un TX puede accionar varios TR. Los sincros de fuerza suelen ser mucho menos exactos que los de control. Cuanto mayor es el momento de torsión que se entrega, tanto mayor es el error del ángulo del eje. A diferencia del CT, el TR tiene excitación aplicada a su rotor monofásico	Se utiliza para indicar la posición del eje del TX y para accionar apuntadores o carátulas. Cuando se hace girar el eje del TX, el eje del TR acoplado gira la misma medida. Los devanados de los rotores del TX y TR son excitados, en paralelo, por la misma fuente de referencia, comúnmente de 60 o 400 Hz, a 26 o 115 V de CA		Tres voltajes del estator del TX. El estator del TX se conecta directamente al estator del TR, $S_1$ a $S_1$ , $S_2$ a $S_2$ y $S_3$ a $S_3$ . (El rotor del TR es excitado por el voltaje de referencia $E_R$ , pero éste es constante y no una variable de entrada)	Ángulo del eje del rotor $\phi$ del sincrorreceptor de fuerza TR. Idealmente, $\phi$ del TR = $\theta$ del TX. En realidad, $\phi = \theta - f(t)$ , donde $f(t)$ es función del momento de torsión generado por el TR. Si el momento de torsión generado es pequeño, como en el caso del accionamiento de apuntadores donde sólo ocurren momentos de torsión de marcación, entonces $\phi = \theta$
Sincrotransmisor diferencial de fuerza (abreviado TDX). Es básicamente idéntico a CDX. El TDX tiene una entrada del estator trifásico y una salida del rotor trifásico	Suma o resta el ángulo del eje o compensa respecto a la representación sincrotrifásica en voltaje del ángulo del eje		Ángulo del eje mecánico del TDX; tres voltajes del sincroestator del TX, aplicados al estator trifásico del TDX	Tres voltajes del rotor del CDX procedentes del rotor trifásico del CDX. Tres voltajes de salida del rotor del CDX. Se aplican como entradas al estator de tres fases espaciales del TR
Transmisor de control de velocidades múltiples, transformador de control de velocidades múltiples. Estos dispositivos tienen $N$ pares de polos por fase, en vez de lo común de un par de polos por fase. Una rotación del eje mecánico produce $N$ ciclos de salida eléctricos, en vez de un ciclo producido por el sincronizador estándar	Se usa para mejorar la exactitud del CX o CT en un factor de $N$ , donde $N$ es "velocidad", "relación de engranes eléctricos" o bien "orden" del sincronizador de velocidades múltiples		Idéntica a la del CT o CX	Idéntica a la del CT o CX equipada con relación de engranes elevadora de $N$ a 1

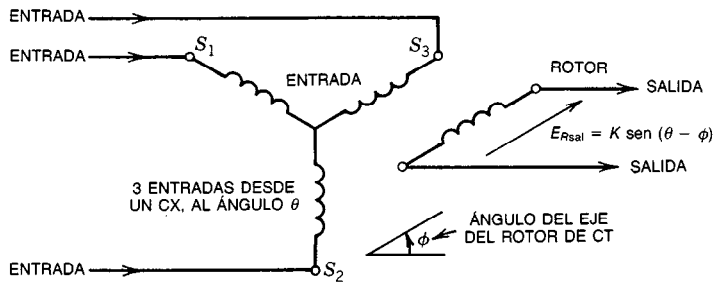
Tabla 37-8. Especificaciones seleccionadas del sincronizador y del resolvente

Variable	Especificación				
Tamaño	El tamaño del sincronizador o del resolvente se especifica por medio de un entero que es 10 veces el diámetro exterior máximo nominal del dispositivo, medido en pulgadas. También se emplea un código de tamaño idéntico para los servomotores bifásicos, motores de par y motores paso a paso, aunque las mediciones reales exactas pueden diferir. Por ejemplo, un servo de tamaño 25 puede medir 2.478 pulg de diámetro exterior, mientras que un motor paso a paso de tamaño 25 puede medir 2.500 pulg. La longitud del servo o del resolvente es independiente de la especificación del tamaño. Por ejemplo, el resolvente de tamaño 25 puede medir 3.47 pulg de largo, mientras que el resolvente "de pastel" de tamaño 25 puede tener 1.01 pulg. de longitud. En la especificación del tamaño no se cuenta ninguna aleta de enfriamiento externa. Por ejemplo, el motor paso a paso de tamaño 20 puede tener un cuerpo cilíndrico que mida 2.000 pulg con fines de montaje, cubierto de aletas con diámetro de 2.8 pulg				
Exactitud por tamaño	Tamaño	Diámetro máximo del alojamiento (pulg)	Exactitud típica del sincronizador (arc-min)	Exactitud del resolventor <sup>a</sup>	Momento de torsión de contención del motor paso a paso (pulg-oz)
	5	0.500	± 10	± 10	—
	8	0.750	± 5, ± 7, ± 10	± 3, ± 5, ± 7	0.5
	11	1.062	± 5, ± 7, ± 10	± 3, ± 5, ± 7	3
	12	1.188	± 5, ± 7, ± 10	—	—
	15	1.437	—	± 40	8
	18	1.750	—	—	15
	25	2.478	± 2.5	± 20, ± 30	—
	28	2.734	—	± 20, ± 30	—
	35	3.500	—	—	90
Voltaje (línea a línea, volts rms)	Voltajes de excitación de entrada comunes: 11.8, 26, 115 Otros voltajes de excitación de entrada: 28.7, 40, 57.5 Voltajes de salida comunes: 11.8, 22.5, 90 Otros voltajes de salida: 2, 2.5, 4, 12.6, 18, 18.2, 22, 23.5, 57.3				
Frecuencias del sincro y del resolvente (hertz)	Frecuencias de operación comunes: 60, 400 Otras frecuencias de operación: 800, 1 600, 10 000				

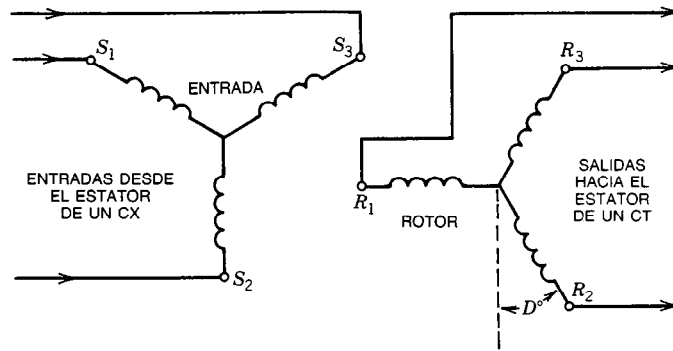
<sup>a</sup> Todo expresado en arc-minutos salvo los tamaños 15, 25 y 28, que se expresan en arc-segundos



(a)

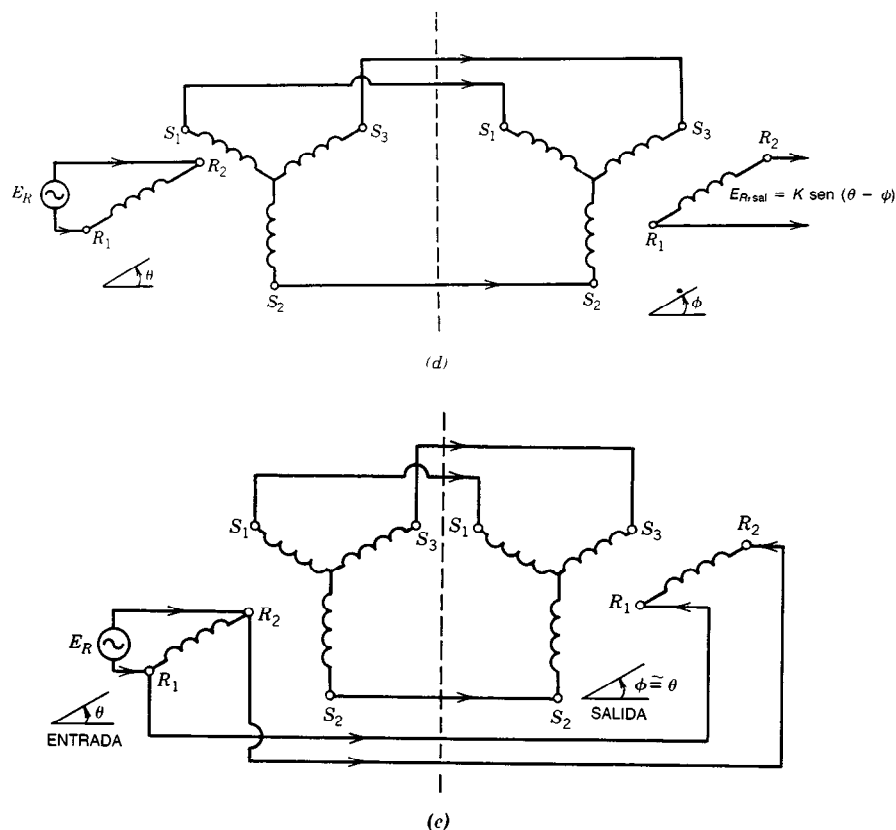


(b)



(c)

**Fig. 37-16.** Diagramas esquemáticos de tipos comunes de sincronizadores. *a)* Sincrotransmisor de control (CX).  $n$  = relación de transformación, máximo voltaje de salida del estator/ $E_R$ . Comúnmente de 0.2 a 2.0;  $E_R$  = valor rms (eficaz) del voltaje de referencia del rotor,  $\sqrt{2} R_R \sin(2\pi ft)$ , comúnmente 26 V;  $f$  = frecuencia de excitación, por lo general de 60 o 400 Hz;  $\theta$  = ángulo del eje eléctrico, ángulo del eje del rotor para un dispositivo de un solo par de polos;  $E_{s13}$  = ascenso de voltaje de la terminal 1 a la terminal 3 del estator. Entrada =  $\theta$  = ángulo del eje físico. Salida =  $E_{s13}$ ,  $E_{s32}$ ,  $E_{s21}$ . *b)* Sincrotransformador de control (CT). Entradas = tres voltajes del estator procedentes de un transmisor CX (de control) con ángulo del eje de entrada  $\theta$ . Salida = voltaje de error monofásico  $E_{Rsal}$  proporcional al seno de la diferencia entre los ángulos de eje de los dos sincronizadores CX y CT. En el equilibrio, el error  $E_{Rsal}$  pasa a ser cero y  $\theta = \phi$ , o el ángulo del eje de salida  $\phi$ , es accionado para coincidir con el ángulo del eje de entrada,  $\theta$ . *c)* Sincrotransmisor diferencial de control (CDX).  $D^\circ$  = ángulo diferencial, ángulo del eje del CDX.



**Fig. 37-16 (cont.).** Diagramas esquemáticos de tipos comunes de sincronizadores. *d)* Par de detectores de error de CX-CT. *e)* Par de sincrotransmisor de fuerza (TX) y sincrorreceptor de fuerza (TR).  $E_R$  = excitación de referencia, que se aplica a ambos rotores en paralelo. Entrada = ángulo del eje  $\theta$ . Salida = ángulo del eje  $\phi$ , y  $\phi = \theta +$  términos en error  $\approx \theta$ . El sincrotransmisor diferencial de fuerza (TDX) (no se presenta) tiene el mismo esquema que el sincrotransmisor diferencial de control (CDX) que se ilustra en (c).

vanados de un potenciómetro de inducción no están espaciados de manera uniforme, sino que están distribuidos en forma irregular para cancelar la variación sinusoidal de voltaje inherente que produce una bobina que gira en un flujo magnético uniforme.

Los potenciómetros de inducción tienen las siguientes ventajas:

1. No tienen contactos deslizantes o de frotamiento, por lo que experimentan muy poco desgaste.
2. Ya que no se presentan contactos de frotamiento, producen un momento de torsión friccional muy bajo, y por ello se pueden utilizar en aplicaciones en que son tolerables momentos de torsión de carga mínimos (p. ej., transductores angulares de giroscopio).
3. Su resolución angular es teóricamente infinita.
4. Dado que carecen de frotamiento, son inmunes al ruido generado por contactos, que puede plagarse los potenciómetros de resistencia.

Las desventajas son las siguientes:

1. Están limitados a un intervalo como mucho de  $180^\circ$  o  $\pm 90^\circ$  y suelen ser lineales en un intervalo significativamente menor.
2. Producen una amplitud variante de voltaje de CA que es ideal para los sistemas de control del tipo de portadora de CA, pero que introduce complicaciones en el sistema de control sin portadora típico. Entre las complicaciones se cuentan la provisión de la portadora de CA, después la rectificación, y el filtrado de la salida.

### 37.7 RESUMEN DE MEDICIONES ANALÓGICAS DE LA POSICIÓN ANGULAR O LINEAL DE UN SISTEMA

Pese a que los sistemas de control y microprocesadores digitales han hecho avances en los sistemas de control angulares, los ángulos todavía se deben medir. Los sincronizadores, resolvidores y potenciómetros de inducción siguen siendo algunos de los transductores angulares más exactos.

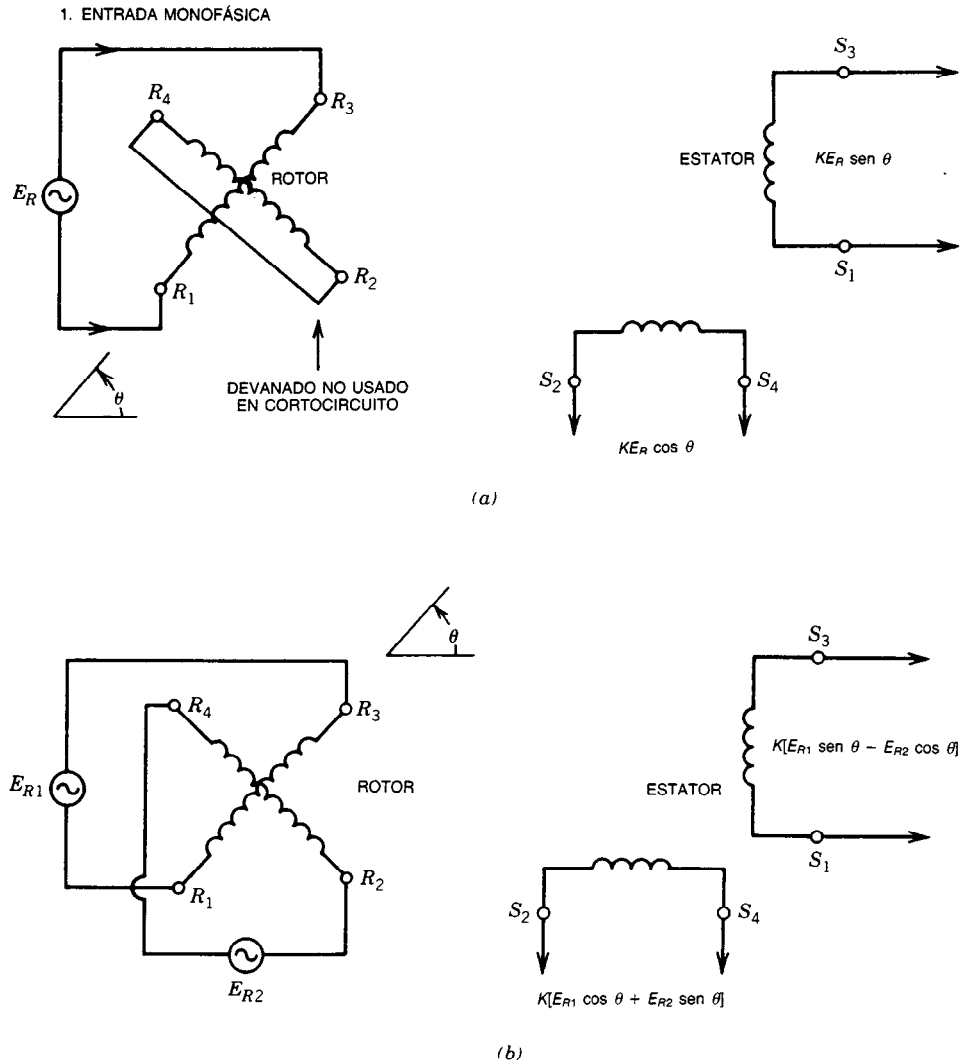


Fig. 37-17. Diagramas esquemáticos de un resolvente. a) Entrada monofásica.  $\theta$  = ángulo del eje;  $K$  = constante con valores típicos de 0.2 a 2.0 V/grado;  $E_R$  = voltaje de referencia, comúnmente de 26 V a 400 Hz.  $E_R$  varía de 11.8 a 115 V<sub>CA</sub>. b) Entrada bifásica.

### 37.8 TRANSDUCTORES DE SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL

La aplicabilidad y utilidad de los sincronizadores se ha extendido a la era del control digital por medio de diversos convertidores de sincro a digital, procesadores, pantallas de ángulos y módulos electrónicos que realizan las funciones de diversos componentes del sincro. Entre éstas se cuenta:

1. **Transformadores de control de estado sólido.** La entrada de ángulo del eje al sincronizador electromecánico se sustituye por un código de ángulo del eje digital de 10 a 14 bits. Se aplican las señales analógicas de un transmisor de control

sincro electromecánico, o bien estas señales de ángulos de tres fases espaciales pueden convertirse en señales de dos fases espaciales mediante un transformador "T" de Scott (fig. 37-19). La salida es una señal de error de amplitud modulada dada por  $A \sin 2\pi ft (\sin \theta - \phi)$ , donde  $\theta$  representa el ángulo de entrada del sincronizador de tres polos (o el ángulo del resolvente equivalente bifásico de cuatro polos),  $\phi$  representa el ángulo de entrada binario paralelo de 10 a 14 bits, y  $A \sin 2\pi ft$  es la señal de excitación de amplitud  $A$  y frecuencia  $f$ . Comúnmente, el error máximo  $(\theta - \phi)$  está limitado a mucho menos de  $90^\circ$ , por ejemplo, de 10 a  $15^\circ$ . En la figura 37-20 se muestra este tipo de transformador.

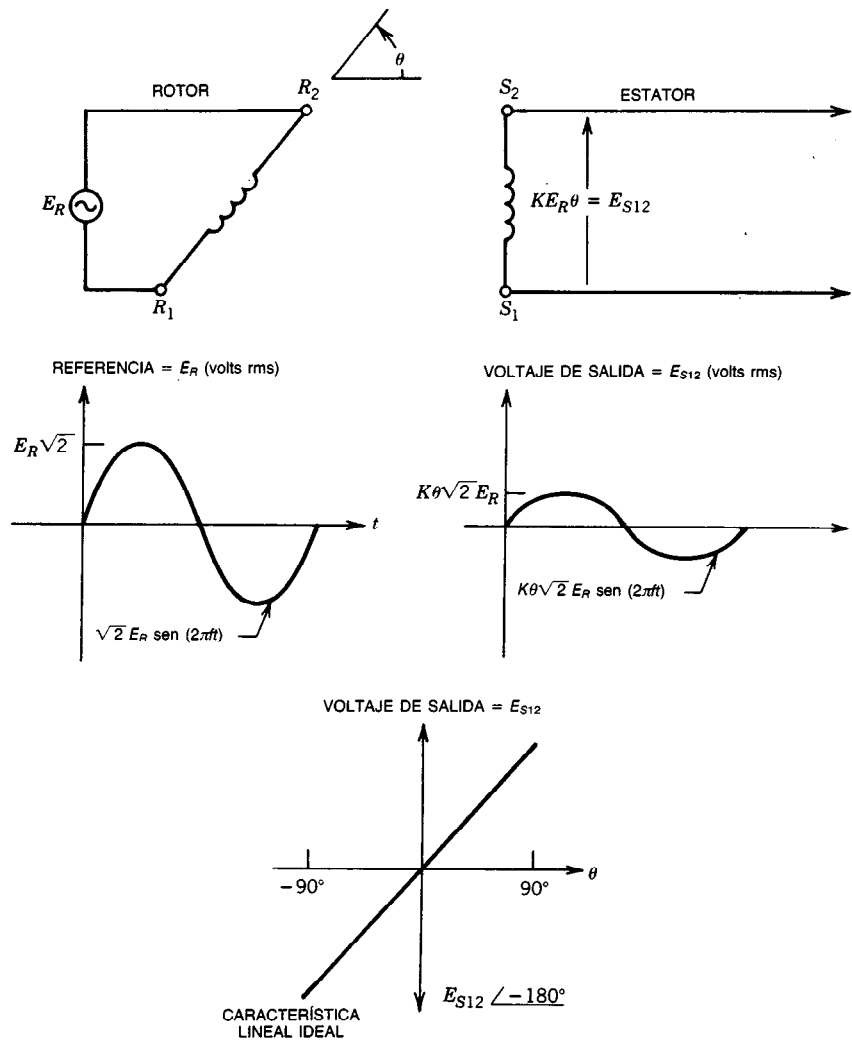
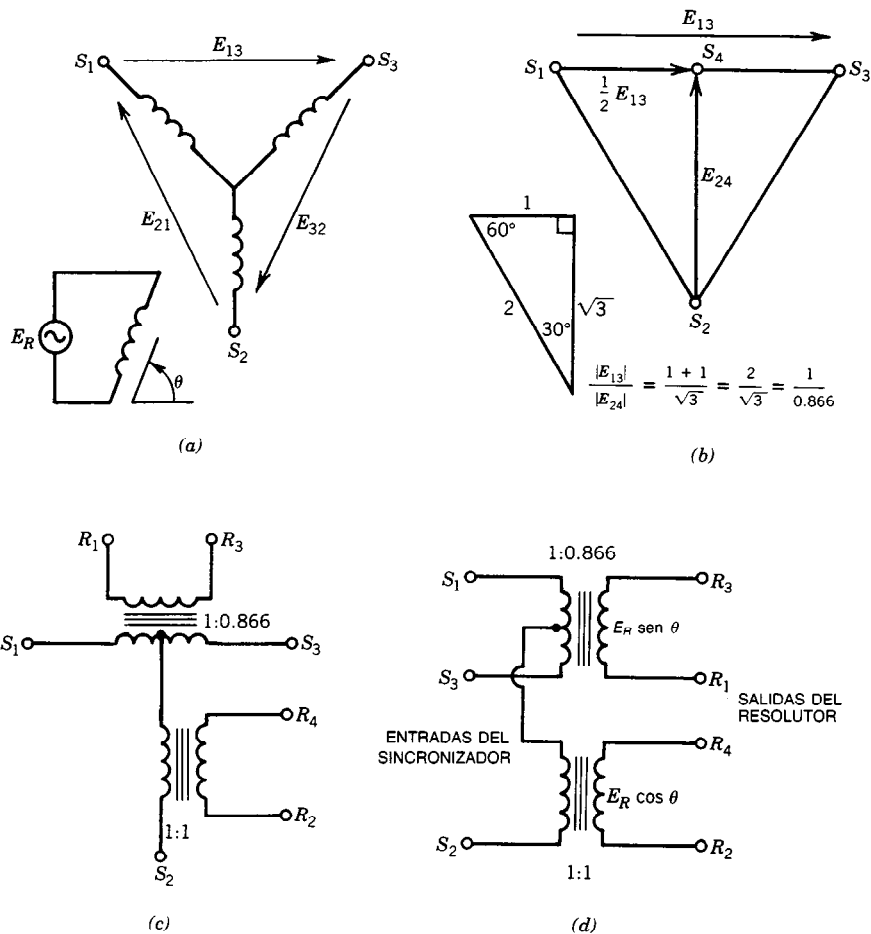


Fig. 37-18. Diagrama esquemático de un potenciómetro de inducción.  $K$  = constante = máximo voltaje de salida rms (eficaz) del estator/ $E_R \theta_{\text{máx}}$ ;  $f$  = frecuencia de excitación, comúnmente 400 Hz.

**2. Convertidores de sincro a digital.** Las entradas analógicas son un sincronizador trifásico de tres polos o un resolvidor bifásico de cuatro polos en los niveles estándares del sincronizador o del resolvidor de 115, 90, 26 o 11.8 V rms (eficaz) línea por línea a 400 o 60 Hz. También se debe aplicar la señal de referencia monofásica de 26 o 115 V rms (eficaz) a 60 o 400 Hz. A menudo se construyen transformadores miniatura directamente dentro de los módulos del convertidor híbrido de estado sólido para convertir voltajes; algunas veces, a mayor voltaje o menor frecuencia se deben utilizar transformadores externos. Los transformadores T de Scott (fig. 37-19) se utilizan para cambiar señales trifásicas por señales bifásicas. Por último, la salida resultante suele ser un código binario directo digital parale-

lo de 10 a 14 bits, que representa el ángulo del eje del sincronizador de 0 a 360°. Esto significa una resolución del ángulo del eje que varía desde:

Bits	Resolución
10	$\frac{360^\circ}{2^{10}} = \frac{360^\circ}{1\,024} = 0.3516^\circ = 21 \text{ arc-min}$
12	$\frac{360^\circ}{2^{12}} = \frac{360^\circ}{4\,096} = 0.0879^\circ = 5.3 \text{ arc-min}$
14	$\frac{360^\circ}{2^{14}} = \frac{360^\circ}{16\,384} = 0.0220^\circ = 1.3 \text{ arc-min}$



**Fig. 37-19.** Transformador "T" de Scott. Conversión de salidas del sincronizador de tres polos y tres fases espaciales  $E_{R\text{sen}}(\theta + 0^\circ)$ ,  $E_{R\text{sen}}(\theta + 120^\circ)$ ,  $E_{R\text{sen}}(\theta + 240^\circ)$  en información del resolutor de cuatro polos y dos fases espaciales.  $\theta$  = ángulo del eje del sincronizador;  $E_R$  = voltaje de referencia del sincronizador;  $S_1, S_2, S_3$  = terminales del estator del sincronizador;  $R_1 + R_3$  = fase 1 del resolutor;  $R_2 + R_4$  = fase 2 del resolutor. El voltaje  $E_{13}$  es perpendicular o está desfasado  $90^\circ$  con  $E_{24}$ . Obsérvese que la derivación central  $S_4$  produce  $1/2 E_{13}$ . a) Salidas del sincronizador. b) Geometría T de Scott. c) Conexiones de transformador T de Scott. d) Conexiones vueltas a representar.

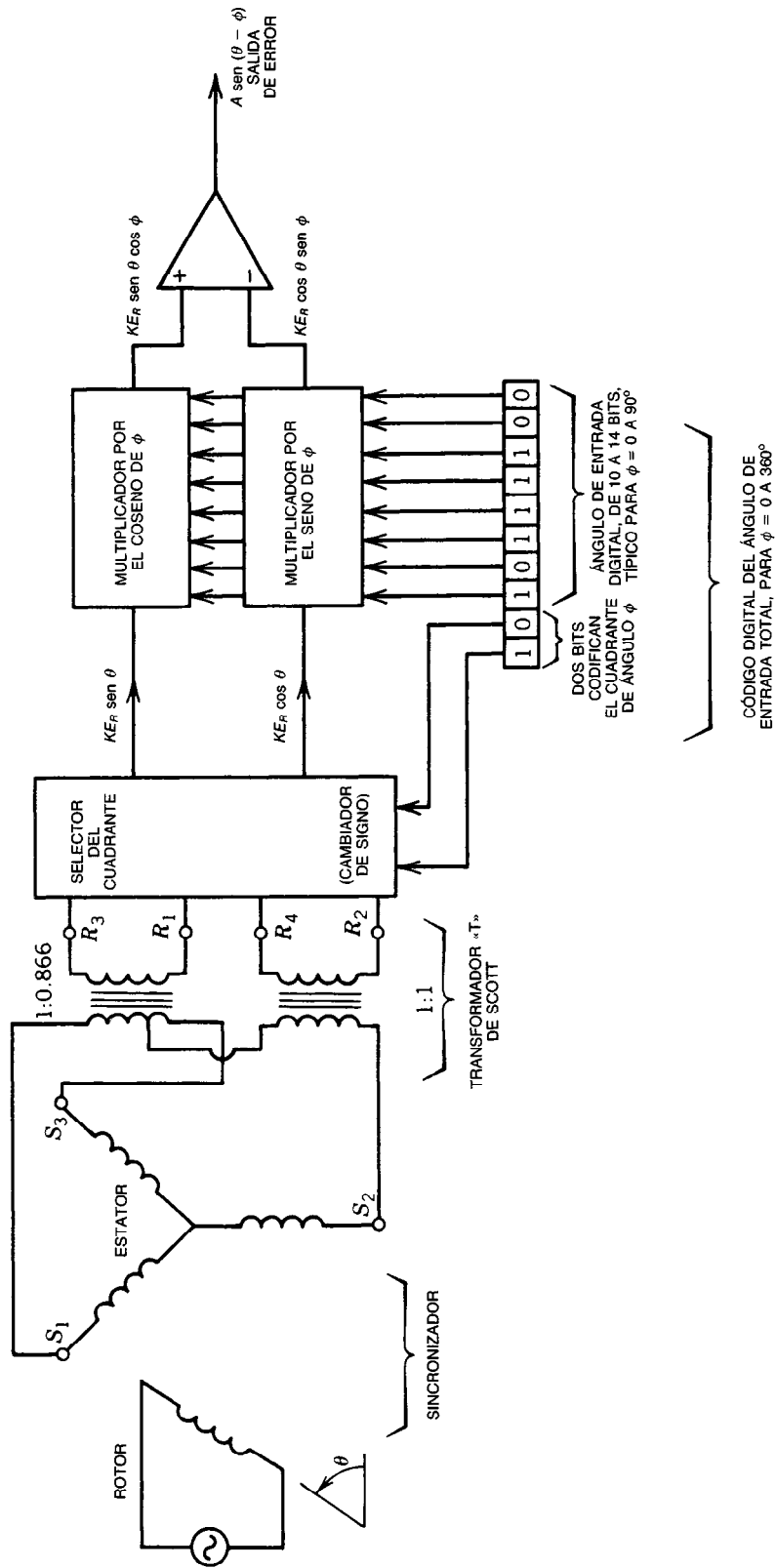
Típicamente se proporciona una salida de voltaje de CD extra, que es linealmente proporcional a  $d\theta/dt$  o  $-d\theta/dt$ .

3. **Convertidor de CD de sincro a lineal.** Las entradas son o bien un sincronizador de tres polos o bien un resolutor de cuatro polos. La señal de excitación de referencia es la especificada para el convertidor de sincro a digital en los niveles estándares del sincronizador, que también se especifican. La salida es un nivel de CD linealmente proporcional al ángulo de entrada. Un intervalo de voltaje de salida típico es  $\pm 10$  V CD para un intervalo de ángulo de entrada de  $\pm 180^\circ$ . Comúnmente se proporciona una salida de voltaje de CD extra, que es proporcional a  $d\theta/dt$

o  $-d\theta/dt$  y, por tanto, se puede emplear directamente en la compensación derivada del sistema por retroalimentación (retroalimentación ta-cométrica).

4. **Convertidores de digital a sincro y de digital a resolutor.** La entrada es un código de ángulo binario directo paralelo de 10 a 16 bits en niveles TTL\* estándares, y las salidas son CA de amplitud modulada en formato sincro trifásico de tres polos o en formato resolutor bifásico de cuatro polos. La señal de referencia de CA determina

\* TTL = lógica transistor-transistor, nominalmente de 0 a 5 V. El 0 lógico se toma como 0 a 0.4 V y el 1 lógico se toma como mayor que 2.4 V.



**Fig. 37-20.** Esquema de un transformador de control de estado sólido.  $\theta$  = entrada del ángulo del eje físico, aplicada al sincrotransmisor de control, 0 a  $360^\circ$ .  $\phi$  = ángulo de entrada codificado digitalmente, el valor deseado de  $\theta$ , codificado como cuatro cuadrantes de 0 a  $90^\circ$ .  $A \sin(\theta - \phi)$  = salida de error, por lo común limitada a un error máximo aproximado de  $15^\circ$ .  $A = A_0 \sin \omega t$  = portadora de salida del error;  $\omega = 2\pi f$ ;  $f$  = portadora de la frecuencia de referencia, comúnmente de 60 a 400 Hz.  $E_R = E_0 \sin \omega t$  = entrada de referencia.  $\sin(\theta - \phi) = \sin \theta \cos \phi - \cos \theta \sin \phi$ .  $A = KE_R$ .



la amplitud máxima y la frecuencia de las salidas de CA, que pueden estar en cualquiera de los niveles sincro estándares que se especificaron en el párrafo 2. Sin embargo, como los dispositivos de estado sólido suelen disipar menor energía que los dispositivos mecánicos, el convertidor típico de digital a sincro proporciona una salida de potencia aparente relativamente pequeña, por lo general del orden de 1 a 2 VA.

5. **Módulos sincroconvertidor digital de dos velocidades, procesador y de pantalla de ángulos.** Las entradas son la señal de referencia de CA que utilizan el sincrotransmisor de control burdo y el de control fino y las tres señales de salida del estator generadas por tales sincros. Un módulo típico es el diseñado para manipular las relaciones comunes de velocidad o engranes de 36:1, 18:1 y 9:1 que utilizan los sincrosistemas de dos velocidades antiguos. En los sincros de dos velocidades más recientes se utilizan relaciones de engranes binarias de 64:1, 32:1, 16:1 y 8:1, que se manipulan por medio de módulos ligeramente modificados y más simples. La salida comprende una combinación de bits en paralelo derivados de los sincros de control burdo y fino. En la actualidad pueden producirse hasta 19 bits de código de salida angular binario paralelo en esta forma. El sincro de control burdo, que mide directamente el ángulo deseado, debe ser capaz de determinar ese ángulo con una exactitud mayor de 90° en el eje fino. El sincro de control fino, que mide el ángulo deseado multiplicado por la relación elevadora de engranes, debe poder resolver un ángulo menor que el ángulo de huelgo de los engranes del eje fino. El límite final de exactitud pasa a ser el "juego" o huelgo del engranaje del sincro de dos velocidades.

En la tabla 37-8 se puede consultar un resumen de especificaciones seleccionadas de sincronizador y resolutor tomadas de manuales de datos de Singer-Kearfott\*.

### 37.9 MEDICIÓN DIGITAL DE LA POSICIÓN O EL ÁNGULO DE UN SISTEMA

Se aplican dos métodos básicos para obtener mediciones digitales de la posición o el ángulo de un sistema:

- **Primer método.** En este método interviene la conversión de un transductor analógico básico en un sistema de medición digital, mediante el uso de un convertidor de analógico a digital y agregando al transductor la lógica de control asociada necesaria.
- **Segundo método.** Es el uso de un transductor digital que proporciona salidas digitales en forma directa.

\* Singer Company, Kearfott Division, Little Falls, NJ.

Si una medición de salida analógica de una sola señal es lineal, se puede emplear un convertidor de analógico a digital para producir la salida digital deseada. La salida digital consta de  $N$  líneas resultantes de la línea de entrada analógica única. En la sección 37.4 se analizan los convertidores de analógico a digital.

Si la medición analógica no es lineal o si varias señales codifican la salida analógica (p. ej., un sincronizador de tres polos o un resolutor de cuatro polos), debe emplearse un convertidor digital especializado. Un ejemplo común es el convertidor de sincro a digital que se analizó en la sección 37.6. Las tres salidas del sincro de CA moduladas en amplitud son procesadas electrónicamente por el convertidor de sincro a digital para producir una salida digital de  $N$  bits. Con TTL (lógica transistor-transistor), los niveles de voltaje típicos son 0 (= 0 a 0.4 V) y 1 (= 2.4 a 5.5 V). En este caso las entradas son tres señales de CA y un voltaje de CA de referencia, y las salidas son  $N$  líneas digitales. La exactitud global de este sistema debe ser menor que la exactitud básica del transductor analógico, que determina el número requerido de bits  $N$  de la salida digital. Si se proporcionan más bits se dará mayor resolución (con mayor complejidad y costo), pero no mayor exactitud.

Para un sincronizador exacto a 6 arc-min, la resolución máxima que se necesita es:

$$\begin{aligned} \text{Resolución} &= \frac{\text{medición exacta más pequeña}}{\text{intervalo máximo}} = \\ &= \frac{6 \text{ min}}{360^\circ \times 60 \text{ min}^\circ} = \frac{1}{3600} \end{aligned}$$

El número de bits correspondiente de resolución  $N$  que se necesita es:

$$\text{Resolución} = \frac{1}{2^N} \quad \text{o bien } 2^N = 3600 \quad \text{o}$$

$$N = \frac{\log 3600}{\log 2} = 11.8 \approx 12$$

Por tanto, 12 bits es la resolución digital más grande que se requiere para lograr la exactitud analógica. Sin embargo, los inevitables errores de conversión reducirán la exactitud final. Diez bits podría ser una resolución fácilmente obtenible. Los convertidores más habituales de sincro a digital tienen resolución de 10, 12, 14 y 16 bits para una entrada de 360°.

Cualquiera de los métodos analógicos que se analizaron en la sección 37.7 para la medición de la posición o el ángulo de un sistema puede adaptarse para producir un resultado digital mediante el uso de los procedimientos que se acaban de analizar. En la figura 37-21 se dan varios ejemplos.

#### 37.9.1 Mediciones digitales directas

Los transductores de medición del ángulo y la posición, que producen  $N$  salidas digitales en forma directa, a menudo se denominan codificadores. El más

común es el codificador digital del ángulo del eje. En la figura 37-22a se muestra el esquema de un codificador binario directo de 3 bits del ángulo del eje, en el que se hace uso de la detección fotoeléctrica del disco con el código. A menudo se aplican otros métodos de detección, tales como la detección magnética, los contactos eléctricos de frotamiento con escobillas o cualquier otro esquema de conmutación que se ajuste a los requisitos físicos. Los codificadores fotoeléctricos del ángulo del eje son comunes, debido a que los discos con código pueden producirse de manera rápida, exacta y económica por métodos fotográficos.

El codificador fotoeléctrico del ángulo del eje de la figura 37-22 opera como se indica a continuación. El disco rotatorio contiene  $N$  pistas concéntricas. Frente a cada pista, por un lado hay un dispositivo fotosensible, que suele ser un fotodiodo o un fototransistor. En el otro lado del disco, una fuente de luz única ilumina las  $N$  pistas con un haz de luz estrecho y colimado. Siempre que una pista dada está despejada, se ilumina el fotodiodo o fototransistor correspondiente, y cuando la pista está opaca no hay iluminación. Este encubrimiento de la luz permite una acción de conmutación digital. Se deberá tener cuidado de asegurarse de que un fotoelemento específico reciba luz de una y sólo una pista. Los patrones de opacidad de cada pista siguen los patrones binarios de la tabla de verdad del código específico que se codificará. En el código Gray o código binario reflejado solamente cambia un bit a la vez entre estados sucesivos, mientras que en el código binario directo todos los bits cambian cuando la cuenta pasa del máximo a cero, y diversas combinaciones de bits cambian en cuentas intermedias. Así, el dispositivo de código Gray está sujeto a menos errores. En las figuras 37-22a y b se muestran los patrones de la tabla de verdad del código binario directo de 3 bits y del código Gray de 3 bits, respectivamente.

Las ventajas de un codificador digital del ángulo del eje son las siguientes:

1. Salidas de código absolutas, directamente producidas, sin calibración. Ésta es una notable ventaja sobre los indicadores incrementales del ángulo del eje por conteo de pulsos, que pierden calibración si el paquete de electrónica pierde un pulso. La indicación absoluta está limitada a una revolución del codificador. Para ángulos grandes, la electrónica debe llevar el registro del número total de revoluciones.
2. Operación de larga vida a alta velocidad (miles de revoluciones por minuto y cientos de millones de revoluciones) en virtud del método de conmutación óptica sin contacto que se aplica. Los codificadores de deslizamiento con escobillas experimentan desgaste por contacto, y en consecuencia su velocidad rotacional máxima suele estar limitada a unas 100 a 200 rpm y su duración a un par de millones de revoluciones.
3. Requisitos de vinculación relativamente simples, como un solo resistor de activación para cada línea de salida digital del codificador del ángulo del eje.

4. Resolución angular relativamente alta. Un codificador digital del ángulo del eje de 12 bits es un elemento de fabricación normalizada, y un codificador de tres etapas de código V en cascada puede dar 20 o más bits de resolución. El patrón de disco de un codificador de código V se parece a la letra V y la primera etapa habilita o conmuta la segunda etapa, la cual hace lo propio con la tercera<sup>5</sup>.

Las desventajas son las siguientes:

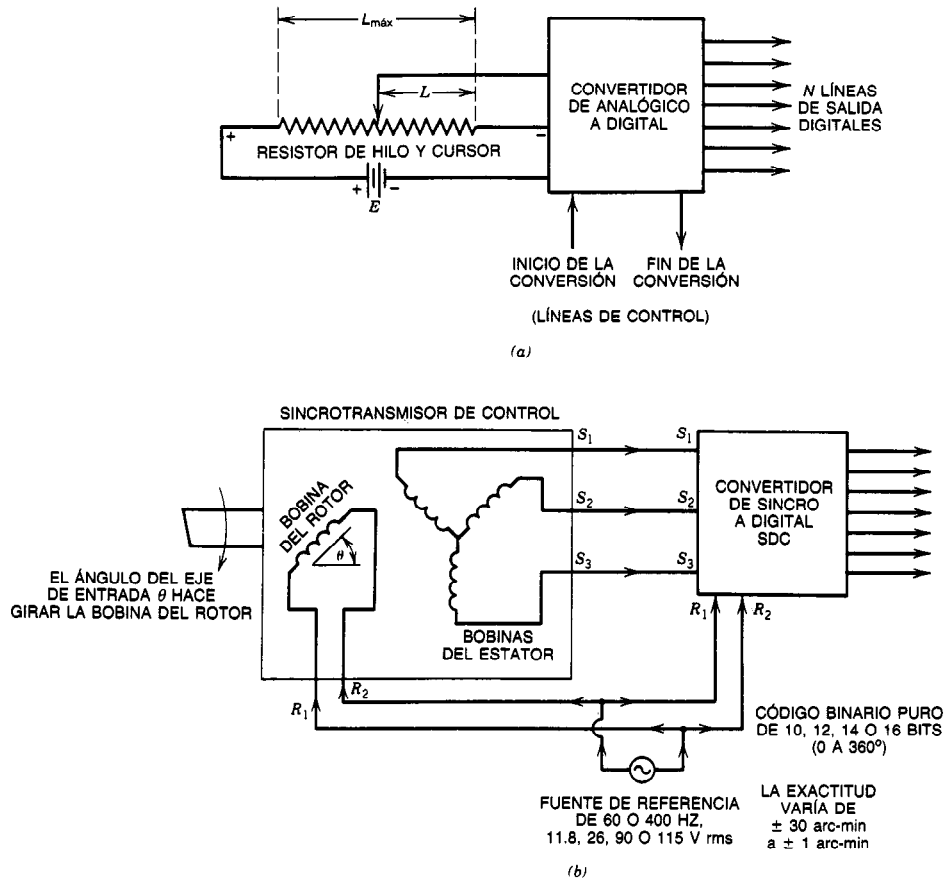
1. Costo relativamente alto, en comparación con los indicadores incrementales del ángulo del eje con conteo de pulsos.
2. Se requieren  $N$  líneas de salida, más suministro de energía, tierra y blindaje (si se utiliza). Un indicador incremental del ángulo del eje con conteo de pulsos tiene solamente una o dos líneas de salida. Esto da por resultado un cable relativamente pequeño para el dispositivo incremental, y un cable relativamente grande para el codificador digital del ángulo del eje. Éste es un problema importante en aeronaves y vehículos espaciales, donde el cableado representa peso, volumen y costo importante del diseño total.

El mismo concepto básico que se emplea en un codificador digital del ángulo del eje puede adaptarse a mediciones lineales de la posición mediante el uso de un conjunto de  $N$  pistas de conmutación u ópticas codificadas en paralelo, en vez de  $N$  pistas circulares. Esto se ilustra en la figura 37-23. Las  $N$  pistas ópticas paralelas se imprimirían fotográficamente en una "regla" digital transparente unida al elemento cuya posición va a determinarse. Las pistas de conmutación mecánicas de escobilla deslizante constan de una placa metálica colocada sobre una pista aislante. Se pueden emplear materiales fotográficos selectivamente resistentes para producir el patrón metálico deseado por un procedimiento de grabado.

Este tipo de codificador lineal de posición de  $N$  bits es poco común, comparado con el codificador digital del ángulo del eje de  $N$  bits. El indicador lineal de la posición relativa con conteo de pulsos se utiliza con mucha mayor frecuencia. Enseguida se analizan los indicadores de posición y ángulo con conteo de pulsos.

### 37.9.2 Sistemas de medición incrementales con conteo de pulsos

En un sistema de medición con conteo de pulsos, un patrón de una sola pista capaz de producir una acción de conmutación se fija a un disco o a un elemento lineal parecido a una regla. Esto corresponde a la pista más rápidamente alternante de las figuras 37-22 y 37-23. Las otras pistas no se utilizan. A medida que la pista de conmutación se desplaza respecto al elemento de conmutación, este último produce un patrón digital 101010... Cada transición corresponde a medio período del patrón de la pista de conmutación. Si el patrón es un 1 óptico, con bandas alternativamente opacas y



**Fig. 37-21.** Sistemas de medición digitales mediante el uso de transductores analógicos. *a)* Medición de la posición  $L_{máx}$  = longitud máxima del resistor de hilo y cursor,  $L$  = longitud por medir,  $E_{ent} = (L/L_{máx})E$ . Valores comunes de  $E = 5$  a  $10$  V; valores comunes de  $N = 8, 10, 12$  y  $16$ . La salida del código binario directo unipolar de 3 bits de un convertidor de digital analógico de  $10$  V con  $E = V$  es:

Posición ( $L_{máx}$ )	$E_{ent}(V)$	Código digital	Paso
$0 \pm 1/16$	$0 \pm 0.625$	0 0 0	0
$1/8 \pm 1/16$	$1.25 \pm 0.625$	0 0 1	1
$1/4 \pm 1/16$	$2.50 \pm 0.625$	0 1 0	2
$3/8 \pm 1/16$	$3.75 \pm 0.625$	0 1 1	3
$1/2 \pm 1/16$	$5.00 \pm 0.625$	1 0 0	4
$5/8 \pm 1/16$	$6.25 \pm 0.625$	1 0 1	5
$3/4 \pm 1/16$	$7.50 \pm 0.625$	1 1 0	6
$7/8 \pm 1/16$	$8.75 \pm 0.625$	1 1 1	7

*b)* Medición del ángulo. La exactitud varía de  $\pm 30$  a  $\pm 1$  arc-min. Las primeras salidas de este convertidor de sincro a digital (SDC) de 10 bits son:

Paso	Ángulo nominal ( $^{\circ}$ )	Código digital
0	0.00000	00 0000 0000
1	0.351563	00 0000 0001
2	0.703125	00 0000 0010
3	1.054688	00 0000 0011
⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮

$$\text{Bit menos significativo (LSB)} = 360^{\circ}/2^{10} = 360^{\circ}/1024 = 0.351563^{\circ}.$$

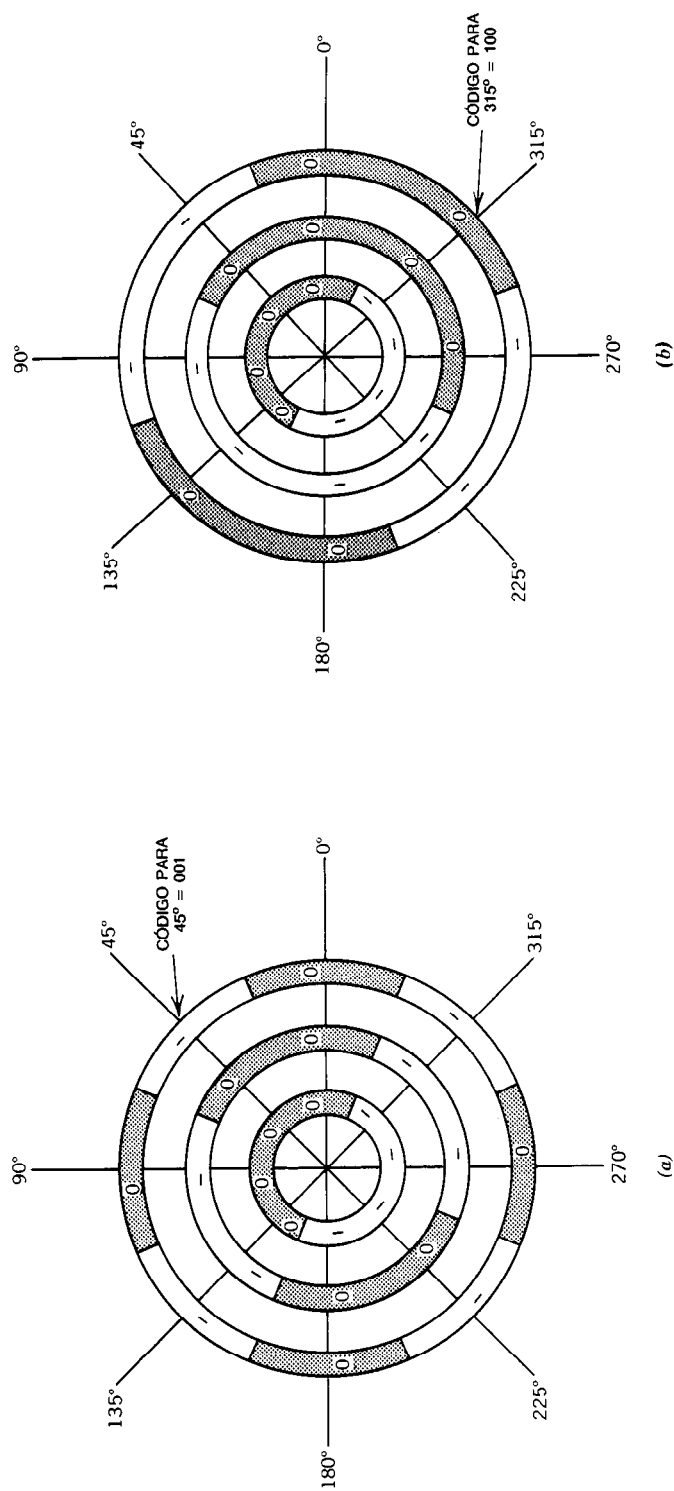


Fig. 37-22. Códigos binarios de tres bits para codificadores de ángulo de eje.

a) Ejemplo de un disco codificador de ángulo de eje digital de tres bits, que utiliza un código binario directo:

Ángulo (°)	Paso	Código
0 ± 22.5	0	0 0 0
45 ± 22.5	1	0 0 1
90 ± 22.5	2	0 1 0
135 ± 22.5	3	0 1 1
180 ± 22.5	4	1 0 0
225 ± 22.5	5	1 0 1
270 ± 22.5	6	1 1 0
315 ± 22.5	7	1 1 1
		Pista interior    Pista exterior

b) Ejemplo de disco codificador del ángulo del eje digital de tres bits, que emplea el código de Gray. Solamente cambia un bit entre códigos sucesivos:

Ángulo (°)	Paso	Código
0 ± 22.5	0	0 0 0
45 ± 22.5	1	0 0 1
90 ± 22.5	2	0 1 1
135 ± 22.5	3	0 1 0
180 ± 22.5	4	1 1 0
225 ± 22.5	5	1 1 1
270 ± 22.5	6	1 0 1
315 ± 22.5	7	1 0 0
		Pista interior    Pista exterior

Para el codificador óptico, 1 = claro = luz; 0 = opaco = sin luz. Para el codificador del tipo de escobillas, 1 pista metálica = sin sombra; 0 = aislante = pista sombreada.

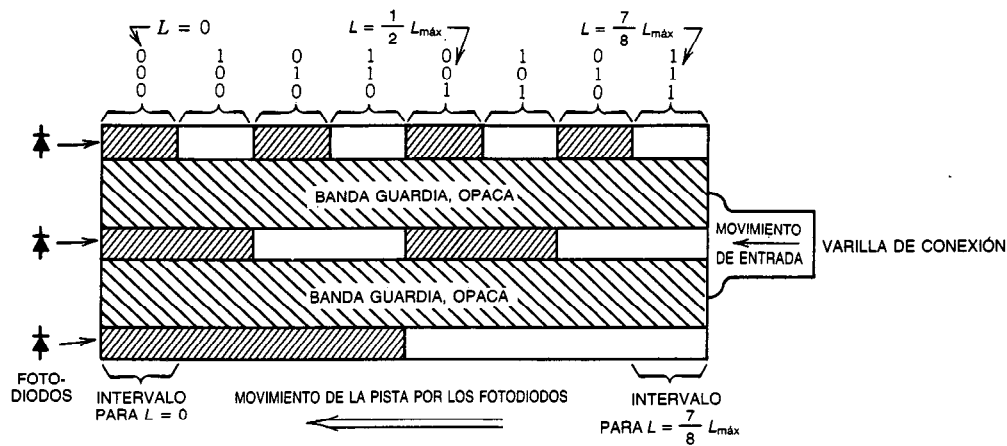


Fig. 37-23. Codificación digital directa de la posición. Ejemplo de código binario directo de tres bits. Esta disposición de las pistas del codificador óptico produce el siguiente código binario directo:

Posición	Paso	Código
$0 \pm 1/16$	0	0 0 0
$1/8 \pm 1/16$	1	0 0 1
$1/4 \pm 1/16$	2	0 1 0
$3/8 \pm 1/16$	3	0 1 1
$1/2 \pm 1/16$	4	1 0 0
$5/8 \pm 1/16$	5	1 0 1
$3/4 \pm 1/16$	6	1 1 0
$7/8 \pm 1/16$	7	1 1 1

Obsérvese que la longitud de la pista de un codificador de tres bits es  $L_{\text{máx}}$ , pero que el intervalo de medición es de 0 a  $[(2^N - 1)/2^N]L_{\text{máx}} = 7/8L_{\text{máx}}$ . La parte faltante del incremento de  $1/2^N = 1/8L_{\text{máx}}$  se presenta como una tolerancia de  $\pm 1/16L_{\text{máx}}$  en ambos lados de  $L = 0$  y  $L = 7/8L_{\text{máx}}$ .

claras espaciadas 1 mm, ocurre una transición de pulso (de 1 a 0 o de 0 a 1) por cada desplazamiento de 1 mm de la pista óptica. Si se cuentan los pulsos y se conoce de antemano la dirección de movimiento, es posible determinar el desplazamiento total del elemento en movimiento. Obsérvese que este esquema de conteo de pulsos, por sí solo, no puede determinar la dirección de movimiento. Si se utilizan dos pistas, con el código 00, 01, 11, 10, 00, 01, 11, 10, 00, ..., es posible determinar la posición y la dirección, ya que la secuencia de conmutación de los bits es diferente en la rotación hacia adelante y hacia atrás. Por ejemplo, considérese el código 11. Si el código siguiente es 10, ha ocurrido una rotación hacia adelante, mientras que si el código siguiente es 01, ha ocurrido una rotación hacia atrás. Este es un código Gray de dos bits.

Se utilizan comúnmente pistas de pulso magnético o pistas de reluctancia variable. Las pistas magnéticas se pueden producir y leer aplicando los principios de la grabación magnética. La posición angular de un disco magnético en la memoria de disco de una computadora a menudo se determina de esta forma, mediante el uso de un tren de pulsos grabado magnéticamente, que se conoce como pista del reloj. Por otra parte, los disquetes (discos suaves o blandos, "floppies") de memoria magnética a menudo se perforan con una serie de orifi-

cios equiespaciados, con un par de orificios dobles. Cuando son leídos por un sistema de detección fotoelectrónica, estos orificios determinan la posición del disco en rotación en términos de los llamados sectores de disco. El par de orificios dobles constituye un punto de inicialización. Este disco se denomina disco con sectores fijos ópticamente grabados, donde cada sector está indicado por un orificio. Un disquete con sectores flexibles grabados sólo tiene un orificio, que indica el punto de inicialización. Los sectores restantes son determinados por una pista magnética.

Los esquemas de conteo de pulsos de reluctancia variable son en extremo austeros. En ciertas aplicaciones se utiliza como elemento de reluctancia variable un engranaje ordinario, construido con material de alta permeabilidad como hierro o acero. No es posible utilizar engranes de plástico, latón u otro material no magnético. El engrane a menudo forma parte del sistema existente. El sensor de reluctancia variable es simplemente una bobina de alambre arrollada en un núcleo de alta permeabilidad, como ferrita, hierro o acero. Se produce un flujo magnético dentro del núcleo, ya sea por medio de un imán permanente o de un electroimán de CD. El núcleo del sensor deberá tener un diámetro menor que el espacio entre los dientes del engrane en el extremo más próximo a éstos. El núcleo

puede tener forma de lápiz, con el extremo en punta más próximo a los dientes del engrane. El flujo magnético pasa del núcleo del sensor a través de un pequeño entrehierro al engrane ferroso. Cuando un diente del engrane está directamente opuesto al sensor, el entrehierro y la reluctancia del circuito magnético son mínimos y el flujo magnético es un máximo, conforme a:

$$\phi = K \frac{\text{MMF}}{R}$$

donde  $\phi$  = flujo magnético, Wb

MMF = fuerza magnetomotriz producida por el imán permanente, o una corriente CD en un electroimán

$R$  = reluctancia del circuito magnético

$K$  = constante de proporcionalidad

Cuando el engrane gira la mitad del espacio entre dientes, el sensor se desplaza de su posición alineada con un diente al punto medio entre los dientes del engrane, y el entrehierro entre el núcleo del sensor y los dientes del engrane se hace un máximo. Esto incrementa la reluctancia del circuito magnético y reduce el flujo  $\phi$ . Por tanto, el flujo  $\phi$  pasa de un máximo a un mínimo y regresa a un máximo cuando cada diente del engrane pasa directamente por debajo del sensor. La bobina de alambre arrollada en el núcleo del sensor tiene un voltaje inducido en ella por este flujo cambiante:

$$V = n \frac{d\phi}{dt}$$

donde  $\phi$  = flujo a través de la bobina, Wb

$n$  = número de vueltas de la bobina

$V$  = voltaje, V

Por tanto, el sensor de reluctancia variable produce un pulso de voltaje cada vez que un diente del engrane pasa por el sensor. El conteo electrónico de estos pulsos hace posible determinar la posición angular del eje (suponiendo que no se pierdan pulsos y que el eje no invierta su dirección de rotación). Se producen pulsos idénticos en una u otra dirección de rotación si los dientes del engrane son simétricos, como casi siempre es el caso. Por tanto, no es posible determinar la dirección de rotación a partir de los pulsos eléctricos que produce un sensor de reluctancia variable. Si se utilizan dos sensores y uno de ellos se desplaza una cuarta parte del espacio entre dientes, la fase relativa de los dos trenes de pulsos resultantes se puede emplear para determinar la dirección de rotación.

Los dientes del engrane son ideales para detectar la posición de ejes de movimiento relativamente lento, ya que la magnitud del pulso del sensor depende de la velocidad angular  $\omega$  del eje multiplicada por el número de dientes del engrane. A velocidades relativamente altas (p. ej., 10 000 rpm o más), la tasa de cambio del flujo será adecuadamente grande para una leva unilobulada o un pasador metálico unidos al eje. Éste se asemeja a un engrane con un diente. Las turbinas de gas giran a altas velocidades (hasta 100 000 rpm o más) y su posición angular puede determinarse por medio de

un sensor de reluctancia variable que produce solamente un pulso por revolución. Como la velocidad de la turbina es efectivamente constante en el periodo de tiempo de una sola revolución, el intervalo entre dos pulsos del sensor se puede dividir electrónicamente, por ejemplo, 360 partes, y cada intervalo corresponderá de manera muy cercana a 1° de revolución de la turbina (medido a partir del punto de referencia absoluto que genera el pulso del sensor original). Puede producirse un resultado similar fijando un imán permanente al eje rotatorio, de manera que el imán pase por un sensor estacionario de un campo magnético conforme gire el eje. El sensor del campo magnético puede ser la misma bobina de alambre con núcleo ferroso que se utiliza en el sensor de reluctancia variable, o también puede ser un dispositivo de estado sólido de efecto Hall, que produce una salida de voltaje variable en respuesta a una entrada de campo magnético cambiante. El imán permanente podría ser un disco en forma de engrane, donde cada diente sea un polo norte o sur alternado. No se necesitan dientes o prominencias reales, simplemente un patrón de campo magnético alternante en la periferia del disco rotatorio. Este disco podría ser aluminio perfectamente alisado, por ejemplo, con uno o más imanes permanentes incrustados en su periferia (a lo largo de la circunferencia exterior).

Estos esquemas de conteo de pulsos se utilizan ampliamente para determinar la posición o el ángulo, junto con circuitos de procesamiento digital y un controlador digital. En las máquinas controladas numéricamente se aplican casi todos los métodos que se analizan aquí. Existen sistemas de control más exóticos en los que se emplean transductores digitales de posición con conteo de pulsos. En el que probablemente es el dispositivo digital de medición de la posición más exacto se utiliza un sensor fotoóptico para contar el paso de franjas interferométricas laser de claridad y oscuridad. Un espejo, que es un brazo del interferómetro, está fijado en el objeto cuya posición se medirá. La luz reflejada interfiere con un haz de luz de referencia, y se produce una banda de interferencia constructiva brillante cuando los dos haces de luz están en fase. Cuando los dos haces de luz están defasados 180°, se produce una banda de interferencia destructiva oscura. Como la luz reflejada del espejo sale y después regresa, el movimiento del espejo produce un doble cambio en la longitud de la trayectoria de la luz. Por tanto, un movimiento del espejo correspondiente a media longitud de onda de la luz laser producirá un desplazamiento completo de una longitud de onda de 360°, y un ciclo completo del patrón de la banda de interferencia: de claridad a oscuridad y de regreso a claridad. Si este patrón se proyecta en una rendija frente a un fototransistor o fotodiodo, se producirá un pulso eléctrico con cada movimiento del espejo de media longitud de onda, ya que dicho movimiento provocará un comportamiento cíclico de la intensidad de la luz que incide en la rendija (como consecuencia del patrón de interferencia cambiante). Por tanto, cada pulso eléctrico corresponderá a un movimiento de media longitud de onda de la luz. Los circuitos de conteo adecuados pueden llevar el

registro del movimiento total, siempre que el movimiento sea lo suficientemente lento para producir una frecuencia de repetición de pulsos dentro del ancho de banda de operación de los circuitos electrónicos.

Supóngase que el laser es un dispositivo de helio-neón que emite luz roja con longitud de onda de 630 nm ( $1 \text{ nm} = 1 \mu\text{m} = 10^{-9} \text{ m} = 10 \text{ \AA} = 10 \times 10^{-10} \text{ m}$ ). El interferómetro producirá un pulso eléctrico para un movimiento de media longitud de onda de  $1/2 \times 630 \text{ nm} = 315 \text{ nm} = 315 \times 10^{-9} \text{ m}$ . Suponiendo que la parte electrónica puede contar hasta  $10^7$  pulsos por segundo, entonces la máxima velocidad admisible del espejo es:

Velocidad máxima = velocidad máxima del conteo

$$\text{de pulsos} \times \frac{\text{longitud de onda}}{2} = 10^7 \frac{\text{pulsos}}{\text{s}} \times \frac{630 \times 10^{-9}}{2} \frac{\text{metros}}{\text{pulso}} = 315 \times 10^{-2} \approx 3 \text{ m/s}$$

Así, para un contador de 10 MHz ( $10^7$ ) y un laser de luz roja, la máxima velocidad admisible es 3 m/s para la detección interferométrica de la posición del pulso. Este valor de 3 m/s es casi el doble de la velocidad que se alcanza al caminar. Esta velocidad máxima relativamente pequeña y el interferómetro relativamente complejo limitan la aplicación de esta técnica de medición de la posición a sistemas relativamente raros que requieren la máxima exactitud posible (p. ej., un motor de rayado de rejillas de difracción o sistemas ópticos de medición).

### 37.10 MEDICIÓN ANALÓGICA DE LA VELOCIDAD DE UN SISTEMA

El dispositivo más común que se utiliza para medir la velocidad analógica es el tacómetro o generador tacométrico, que convierte velocidad angular en un voltaje cuya magnitud y signo (o fase) varían casi linealmente con la magnitud y dirección de la velocidad angular aplicada. El tacómetro puede construirse para CD o CA, y tener un campo magnético permanente o un campo excitado por separado que requiere entrada de alimentación. La figura 37-24 ilustra las características de los tacómetros de CA y de CD.

Un **tacómetro** es básicamente un generador de voltaje, especialmente diseñado para producir una salida de voltaje que varía linealmente con la velocidad del eje aplicada. Un tacómetro de CD produce un voltaje de salida de CD con una frecuencia de ondulación superpuesta que aumenta con la velocidad angular aplicada. La ondulación es provocada por el efecto de conmutación de los colectores (conmutadores) que se utilizan en generadores de CD. Este efecto se minimiza maximizando el número de barras (delgas) de colector, y el voltaje de ondulación se puede mantener sin dificultad en un pequeño porcentaje del voltaje de salida de CD. Un tacómetro de CD típico, que utiliza un campo magnético permanente, tiene las siguientes ca-

racterísticas: medición de 1/2 a 2 pulg de diámetro; de 1 a 3 pulg de longitud; de 8 a 18 barras de colector; lineal dentro del 5 al 1/3 % en un intervalo de velocidad de 600 a 4 000 rpm; peso de 1/4 a 1/2 lb; y produce 6.5 V de CD por cada 1 000 rpm de velocidad angular de entrada del eje.

Si se invierte la dirección de rotación, también se invierte la polaridad del voltaje de CD. Aunque la velocidad mínima especificada es de 600 rpm, el tacómetro de CD opera a velocidades menores, pero su salida se desvía cada vez más de la relación lineal dada por la ecuación 37-18, tanto a velocidades bajas como muy elevadas:

$$V_{\text{sal}} = K_1 \cdot \omega \text{ (tacómetro de CD) } \quad \text{V DC} \quad (37-18)$$

$$V_{\text{sal}} = K_2 \cdot V_{\text{ent}} \cdot \omega = K_2 \cdot 115 \sqrt{2} \sin 2\pi f t \cdot \omega = K_3 \cdot \omega \text{ (tacómetro de CA) } \quad \text{V AC rms (eficaz)} \quad (37-19)$$

donde  $K_1, K_2, K_3 = \text{constantes}$

$\omega = \text{velocidad angular del eje, rad/s}$

$V_{\text{ent}} = \text{voltaje de CA de referencia del tacómetro (p. ej., } 115 \sqrt{2} \sin 2\pi f t \text{ para } V_{\text{ent}} = 115 \text{ V)}$

$f = \text{frecuencia del voltaje de referencia, Hz}$

Ocorre una desviación semejante de la linealidad en el caso del tacómetro de CA a velocidades bajas y muy altas. Así, los tacómetros de CD se especifican como lineales en un intervalo de rpm limitado, aunque funcionarán en todas las velocidades desde cero hasta alguna velocidad relativamente alta limitada por una falla temprana de los cojinetes o del aislamiento o por destrucción mecánica debida a fuerzas rotacionales. Los tacómetros de inducción de CA bifásicos tienen rendimiento restringido por límites de velocidad superior, dependiendo de la frecuencia del voltaje de excitación aplicado. La salida de un tacómetro de inducción de CA bifásico es un voltaje sinusoidal en fase con el voltaje de referencia para una velocidad angular positiva y defasado  $180^\circ$  para una velocidad angular negativa. Una velocidad angular positiva suele significar una rotación antihoraria (contraria a la del reloj) vista desde el extremo del eje, aunque también se utiliza la definición inversa (horaria = positiva). La magnitud de esta salida de voltaje de CA varía con la magnitud de la entrada de velocidad angular pero, a diferencia de lo que ocurre en los generadores de CA ordinarios, la frecuencia de salida del tacómetro de inducción de CA bifásico es constante. Para minimizar el defasamiento entre el voltaje de referencia y el de salida, la máxima velocidad (rpm) del tacómetro de CA debe ser mucho menor que la velocidad sincrónica correspondiente a la frecuencia de excitación, a fin de preservar la relación de fase deseada de 0 o  $180^\circ$ . En el caso de un tacómetro de inducción de CA bifásico de dos polos, la velocidad sincrónica es de  $60 \cdot f \text{ rpm}$ , donde  $f$  es la frecuencia de excitación en hertz. Para  $f = 60 \text{ Hz}$ , la velocidad sincrónica es de 3 600 rpm, y el tacómetro de CA bifásico típico está limitado cuando mucho a un medio

de esta velocidad, o 1 800 rpm. Aun así, las relaciones de fase deseadas variarán en varios grados (quizá docenas) en el intervalo de velocidad especificado (que podría ser de 500 a 1 750 rpm), como se muestra en la figura 37-24h. Un tacómetro de 400 Hz de dos polos tiene velocidad sincrónica de  $60 \times 400 = 24\,000$  rpm, lo que hace posible un límite del error de fase de unos cuantos grados si la velocidad del eje se restringe a una cuarta parte de la velocidad sincrónica o 6 000 rpm. Este defasamiento indeseable es provocado por la frecuencia variante  $f_r$  de las corrientes inducidas del rotor que actúan en la impedancia del rotor  $Z_R = R_r + j2\pi f_r L_r$ , donde  $R_r$  es la resistencia efectiva del rotor y  $L_r$  es su inductancia efectiva<sup>4</sup>.  $R_r$  se hace grande en comparación con  $L_r$  para minimizar el efecto de la frecuencia cambiante  $f_r$ .

A bajas velocidades, la frecuencia inducida del rotor  $f_r$  es grande y tiende a la frecuencia de excitación cuando la velocidad tiende a cero. Por tanto, el problema del defasamiento es considerable.

A altas velocidades del eje,  $f_r$  es pequeña y tiende a cero a la velocidad sincrónica, como indica la ecuación 37-21. Obsérvese el comportamiento inusual de la frecuencia de las corrientes inducidas del rotor. A bajas velocidades del eje la frecuencia es alta, y viceversa.

La frecuencia del rotor  $f_r$  produce un campo magnético rotatorio de velocidad  $60 \cdot f_r$  rpm. La suma de esta velocidad más la velocidad del eje  $\omega$  es constante e igual a la velocidad sincrónica  $60 \cdot f$  producida por el voltaje de excitación de frecuencia  $f$ . El campo rotatorio de velocidad constante induce voltajes de frecuencia constante en el devanado de salida del tacómetro de CA, independientes de la velocidad del eje  $\omega$ .

### 37.10.1 Conversiones de unidades

$$\omega = \frac{\text{rad}}{\text{s}} \times \frac{60}{1} \frac{\text{s}}{\text{min}} \times \frac{1 \text{ r}}{2\pi \text{ rad}} = \omega \frac{60}{2\pi} \frac{\text{r}}{\text{min}} = \text{rpm}$$

$$\text{o bien } \omega \frac{\text{rad}}{\text{s}} \times \frac{60}{2\pi} = \text{rpm}, \quad (37-20)$$

$$\text{o bien } \omega = \frac{\text{rad}}{\text{s}} = \text{rpm} \frac{2\pi}{60}$$

#### Frecuencia inducida del rotor

Rotación del campo del rotor + rotación del rotor =  
= velocidad sincrónica

$$60 \cdot f_r \text{ rpm} + \omega \frac{60}{2\pi} \text{ rpm} = 60 \cdot f \text{ rpm}$$

$$f_r + \frac{\omega}{2\pi} = f$$

$$f_r = f - \frac{\omega}{2\pi} \quad (37-21)$$

donde  $\omega$  = velocidad del eje, rad/s

rpm = velocidad del eje, r/min

$f_r$  = frecuencia del rotor, Hz

$f$  = frecuencia de excitación, Hz (valor típico de 60 o 400)

A la velocidad sincrónica:

$$\omega = 2\pi \cdot f \text{ rad/s}$$

$$\text{rpm} = 60 \cdot f \text{ r/min}$$

En el caso de los tacómetros de CA, la región de operación lineal con defasamiento mínimo reside a velocidades bien por encima de cero y bien por debajo de la velocidad sincrónica.

Conceptualmente, no existe diferencia entre un tacómetro de inducción de CA bifásico y un servomotor de CA bifásico, salvo que la carga hace girar el tacómetro, mientras que el motor hace girar la carga. En realidad, existen diferencias importantes. El eje efectivo del devanado de fase de excitación y el devanado de fase de salida del tacómetro de CA debe estar exactamente a  $90^\circ$ , para asegurar que no haya una acción de acoplamiento del transformador entre las dos fases, lo que daría por resultado un voltaje de salida erróneo del tacómetro a 0 rpm. Si se desea una inercia baja, un tacómetro de CA puede diseñarse con un rotor de cápsula no magnética, topológicamente idéntico a una lata vacía sin tapa, que se hace girar en torno a su eje cilíndrico<sup>6</sup>. El análisis exacto del tacómetro de CA es mucho más complicado que el que se presenta aquí, y por lo general implica el concepto de dos campos magnéticos contrarrotatorios de media amplitud que se suman en un solo campo estacionario con amplitud unitaria sinusoidalmente variante.

Los aspectos más importantes de los tacómetros de CA y CD se resumen a continuación.

### 37.10.2 Características del tacómetro de CA

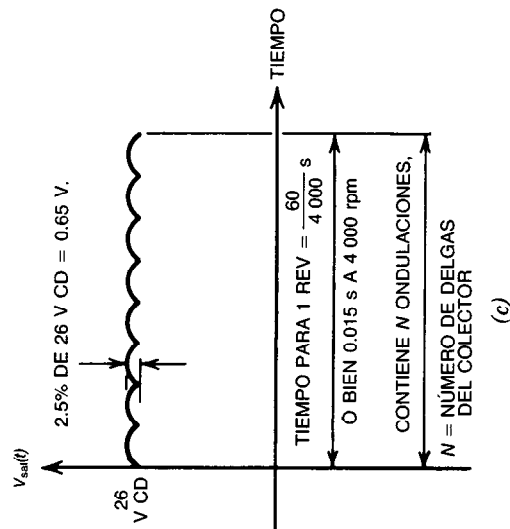
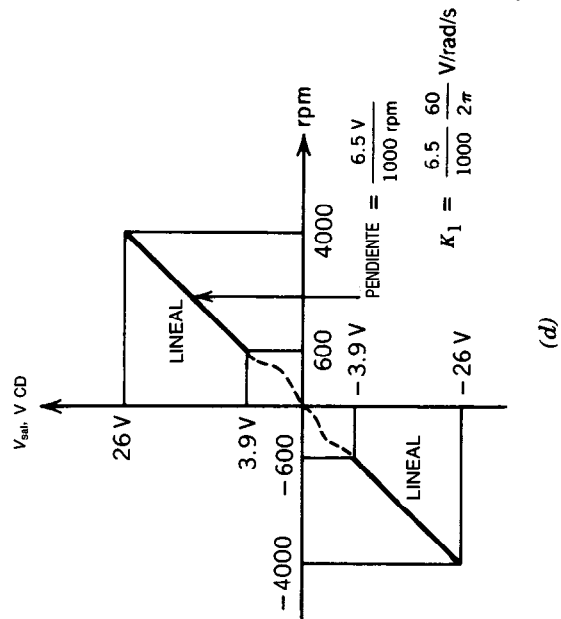
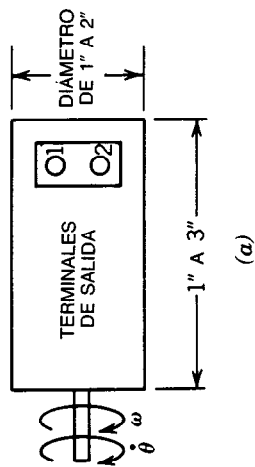
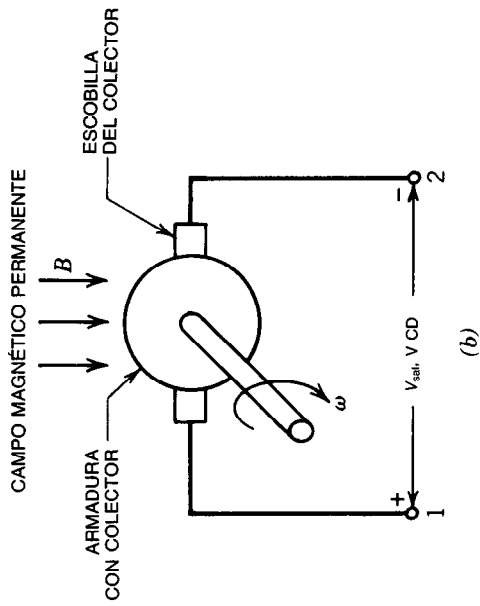
1. El tacómetro de CA es un dispositivo de inducción bifásico sin anillos colectores ni conmutador, y libre de chispas. La armadura de cápsula no magnética rotatoria es de metal sólido y hueca (similar a una lata vacía o vaso).
2. El tacómetro de CA requiere excitación en una fase, con un voltaje de referencia  $V_R$  de amplitud rms  $A$  (volts) y frecuencia  $f$  (hertz):

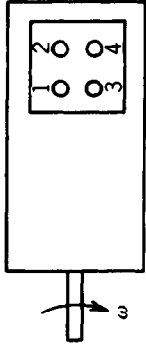
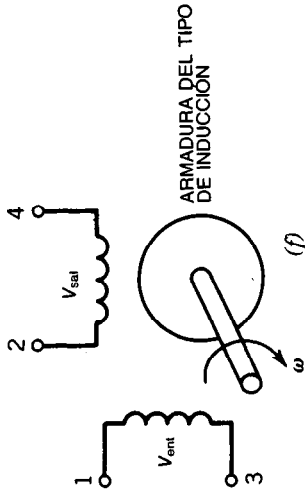
$$V_R = A\sqrt{2} \sin 2\pi ft$$

Comúnmente,  $f = 60$  o  $400$  Hz y  $A = 155$  V rms.

3. El voltaje de salida de un tacómetro de inducción de CA bifásico es de frecuencia constante  $f$  igual a la frecuencia de excitación a cualquier velocidad del eje. En el intervalo de velocidad lineal útil, el voltaje de salida está en fase con el voltaje de referencia en una dirección de rotación del eje, y defasado  $180^\circ$  en la dirección de rotación contraria. La desviación respecto a estos defasamientos ideales de  $0$  y  $180^\circ$  es mayor para frecuencias de excitación y velocidades del

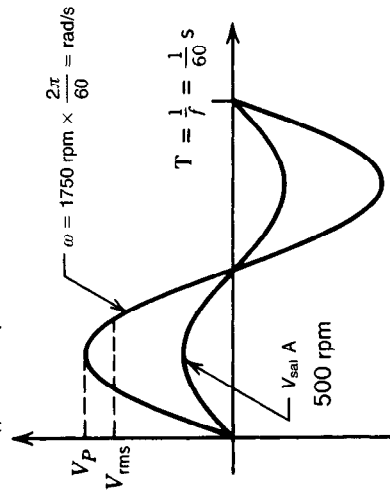




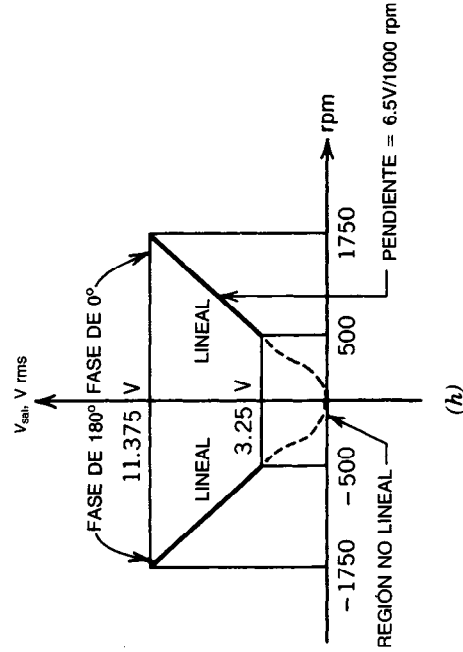


(e)

$V_{sal}(t)$  A 1750 rpm CON  $V_{ent}$  A 60 Hz



(g)



(h)

**Fig. 37-24.** Tacómetros de CD y CA. a)-d) tacómetro de CD con campo magnético permanente,  $\omega = d\theta/dt$  = velocidad angular, rad/s. Si la dirección de  $\omega$  se invierte, la polaridad de  $V_{sal}$  se invierte.  $V_{sal} = K_1\omega$  en la región lineal. V CD.  $K_1$  = constante del tacómetro =  $V/\text{rad/s}$ ; valor típico = 0.06  $V/\text{rad/s}$ . a) Esbozo generalizado. b) Esquema eléctrico. c) Voltaje de ondulación, máximo a 4 000 rpm u  $\omega = 4\,000 \times 2\pi/60$  rad/s. d)  $V_{sal}$  V/s rpm. e)-h) Tacómetro de CA, que requiere una referencia de CA,  $V_{ent}$ , comúnmente 115 V rms a 60 o 400 Hz. Por tanto,  $V_{ent} = 115\sqrt{2}\sin(2\pi 60t)$  o bien  $115\sqrt{2}\sin(2\pi 400t)$ . El voltaje de salida,  $V_{sal}$ , está dado por  $V_{sal} = K_2V_{ent}\omega = K_3\omega$  en la región lineal. Nótese que  $\omega$ , la velocidad angular, modula la amplitud de  $V_{ent}$  pero no cambia la fase o la frecuencia. Cuando  $\omega$  se invierte,  $V_{sal}$  experimenta un cambio de fase de  $180^\circ$ . Un valor común de  $K_3$  es  $K_3 = 6.5\text{ V}/1\,000\text{ rpm} \times 60/2\pi = V/\text{r/s}$ . El ángulo de fase de  $V_{sal}$  se mide con respecto a  $V_{ent}$ , la referencia. e) Esbozo generalizado. f) Esquema eléctrico. g)  $V_{sal}(t)$ , máximo y mínimo.  $V_{rms} = 6.5\text{ V}/1\,000\text{ rpm} \times 1\,750\text{ rpm} = 11.375\text{ V}$ .  $V_P = \sqrt{2}V_{rms} = 16.08\text{ V}$ . h)  $V_{sal}$  en función de rpm.

eje bajas. Oscila entre unos cuantos grados y algunas decenas de grados para diversos dispositivos, en el intervalo de velocidad lineal especificado.

4. El intervalo de velocidad lineal útil de los tacómetros de CA con frecuencia de excitación de 60 Hz varía de aproximadamente 500 a 1 800 rpm; 1 800 rpm es la mitad de la velocidad sincrónica correspondiente de 60 ciclos/s  $\times$  60 s/min = 3 600 r/min. En el caso de los tacómetros de CA con excitación de 400 Hz, el intervalo citado varía de 500 a 12 000 rpm, pero suele especificarse como 500 a 6 000 rpm. Esto permite una menor desviación del defasamiento y por tanto eleva la exactitud.
5. El voltaje de salida de un tacómetro de inducción de CA está determinado por la ecuación 37-19:

$$V_{\text{sal}} = K_2 \cdot V_{\text{ent}} \cdot \omega = K_2 \cdot 115\sqrt{2} \sin 2\pi ft \cdot \omega = K_3 \cdot \omega \text{ V rms}$$

Algunos valores típicos son:

- a.  $f = 60$  Hz, lineal 500 a 1 800 rpm

$$K_3 = 6.5 \frac{\text{V}}{1\,000 \text{ rpm}} \times \frac{60}{2\pi}$$

$$K_3 \cong 0.06 \frac{\text{V}}{\text{rad/s}}$$

- b.  $f = 400$  Hz, lineal 500 a 6 000 rpm

$$K_3 = \frac{2.0 \text{ V}}{1\,000 \text{ rpm}} \times \frac{60}{2\pi}$$

$$K_3 \cong 0.02 \frac{\text{V}}{\text{rad/s}}$$

donde  $\omega$  = velocidad del eje, rad/s = rpm  $\times$   $\frac{2\pi}{60}$

$V_{\text{ent}}$  = voltaje de referencia del tacómetro, V rms ( $V_{\text{ent}} = \sin 2\pi ft$  es un valor típico)

$f$  = frecuencia del voltaje de referencia ( $f = 60$  o 400 Hz es un valor típico)

$K_2$  = constante, 1/rad/s

$K_3$  = constante, V rms/rad/s ( $K_3 = V/\text{rpm} \times 60/2\pi = V/\text{rad/s}$ )

Por tanto, a 1 800 rpm (o aproximadamente 180 rad/s), la salida de voltaje de un tacómetro de CA típico de 60 Hz podría ser de unos 12 V rms. Ésta es la salida de voltaje máxima útil, que representa aproximadamente un décimo de la entrada de voltaje de excitación típica de 115 V rms.

Un tacómetro de 400 Hz produce un voltaje similar a una velocidad mayor.

6. Algunas especificaciones comunes de tacómetros de CA son<sup>7</sup>:

Variable	Especificación
Tamaño	2" de diám $\times$ 2½" de largo
Entrada de potencia de excitación	6 W
Corriente de excitación	60 mA
Voltaje de excitación	115 V rms a 60 Hz
Inercia	0.01 pulg oz <sup>2</sup>
Peso	3/4 lb
Temperatura de operación	- 55 a + 55 °C
Linealidad	$\pm 0.5\%$ (5 000 a 1 750 rpm para 60 Hz)
Impedancia de salida	5 000 $\Omega$
Resistencia de salida	3 000 $\Omega$
Defasamiento	1 a 10°
Voltaje residual a 0 rpm	0.05 V

7. La armadura de cápsula metálica no magnética hueca, con paredes delgadas y forma de vaso, no presenta devanados ni barras de jaula de ardilla, como los motores estándares de inducción o de CD. Por tanto, la inercia de esta armadura en vaso es baja comparada con la propia de la armadura de hierro sólido (con devanados) de un tacómetro de CD comparable. Avances recientes en los motores de CD han producido devanados huecos en forma de vaso o de disco plano sin núcleos de hierro rotatorios, que hacen posible construir motores de CD con una armadura de inercia baja. Esta construcción se utiliza en motores de CD, pero no en tacómetros.

### 37.10.3 Características del tacómetro de CD

1. El tacómetro de CD es un generador de CD en miniatura, que suele contener un campo magnético permanente. La armadura giratoria consta de un núcleo de hierro arrollado con muchos devanados que terminan en un colector (conmutador) cilíndrico giratorio multisegmentado. Cada devanado es terminado por dos barras o delgas de colector, por lo general de cobre. Comúnmente los devanados están interconectados en un patrón de ciclo cerrado, que se denomina devanado imbricado u ondulado. Las conexiones deslizantes estacionarias al colector giratorio segmentado de cobre suelen construirse con carbón comprimido y se denominan escobillas de carbón. Éstas pueden producir un pequeño arco de carbón si fluye corriente excesiva (por lo general no es el caso de un tacómetro de

CD). Sin embargo, la posibilidad de que haya una chispa siempre está presente, y los tacómetros de CD no deben utilizarse en atmósferas explosivas o combustibles. Se han desarrollado motores de CD sin escobillas, que utilizan elementos colectores (de conmutación) de estado sólido para sustituir el conmutador del colector y por tanto para reducir las chispas y el desgaste del colector y las escobillas. Este procedimiento se ha aplicado recientemente a tacómetros de CD.

2. A diferencia de un tacómetro de CA, el de CD no requiere voltaje de excitación ni entrada de energía cuando se construye con un campo magnético permanente (el caso común). El imán permanente suele ser de alnico (aleación de aluminio, níquel, cobalto y hierro), que puede producir una densidad de flujo magnético hasta de  $1 \text{ T} = 1 \text{ Wb/m}^2 = 10\,000 \text{ gauss}$ . Como punto de comparación, el campo magnético de la Tierra es de aproximadamente  $0.7 \text{ gauss}$ . Si la miniaturización es una necesidad, se puede utilizar cobalto-samario de alta resistencia mecánica más hierro (imanes de lantánidos). Los imanes de cobalto-samario producen densidades de flujo ligeramente menores que en el caso de los imanes de alnico, pero, por el contrario, pueden soportar de cuatro a 10 veces mayor corriente desmagnetizadora. Por tanto, el producto de energía real del samario<sub>2</sub>cobalto<sub>17</sub> ( $240 \text{ kJ/m}^3$ ) sobrepasa considerablemente al del alnico<sub>5</sub> ( $30 \text{ kJ/m}^3$ ).
3. El voltaje de salida de un tacómetro de CA es positivo en una dirección de rotación del eje y negativo en la dirección contraria. El voltaje de CD está sujeto a una pequeña ondulación que representa cuando mucho un pequeño porcentaje de la salida de CD, en el caso de un tacómetro típico. La frecuencia de la componente del voltaje de ondulación aumenta linealmente con la velocidad del eje.

La salida de voltaje de CD está dada por la ecuación 37-18:

$$V_{\text{sal}} = K_1 \omega$$

donde  $\omega$  = velocidad del eje, rad/s

$K_1$  = constante, V/rad/s (valor típico:  $K_1 = 0.06 \text{ V/rad/s}$ )

4. El intervalo de velocidad de operación lineal ( $\pm 3\%$  calidad promedio,  $\pm 1/3\%$  buena calidad) comúnmente va de varios cientos a varios miles de revoluciones por minuto (de 300 a 3 000 o de 600 a 4 000 rpm; o hasta 15 000 rpm y más con linealidad reducida). No existe un límite superior fundamental para el intervalo de velocidad de un tacómetro de CD, como lo hay para un tacómetro de CA. Los diversos problemas que pueden presentarse con los materiales limitan la velocidad de los tacómetros de CD.
5. Algunas especificaciones típicas del tacómetro de CD son<sup>7</sup>:

Variable	Especificación
Tamaño	2" de diámetro × 2½" de largo
Inercia	0.08 pulg oz <sup>2</sup>
Peso	1/2 lb
Temperatura de operación	- 55 a + 55 °C
Linealidad	±0.33% (600 - 4 000 rpm)
Resistencia de salida	100 Ω
Barras (delgas) de colector	18
Ondulación	2.5 %
Momento torsor de fricción	0.5 pulg oz
Tipo de campo	Imán permanente de alnico

#### 37.10.4 Otras mediciones de la velocidad con el uso de tacómetros

Aun cuando la velocidad por medir no es la rotacional de un eje, siguen utilizándose tacómetros. En este caso, la velocidad se convierte antes mecánicamente en velocidad de un eje, a menudo con un engranaje de cremallera y piñón, un tambor y cable o alguno de los métodos que se presentaron en la sección 37.5.

Otro proceso de conversión implica la conexión de una turbina, rotor o propulsor al eje del tacómetro, para que éste pueda medir la velocidad del fluido, que puede ser un gas, un líquido o una mezcla de partículas sólidas. El anemómetro (velocidad del aire), la corredera de un barco (velocidad del agua) y el medidor del gasto de una turbina operan con este principio.

#### 37.10.5 Mediciones no tacométricas de la velocidad

##### Desplazamiento de frecuencia por efecto Doppler<sup>8</sup>.

Cuando una onda viajera emitida es reflejada por un objeto en movimiento, la frecuencia de la onda reflejada aumenta si el objeto se desplaza hacia el sistema de medición y disminuye si el objeto se aleja del sistema. Esto se conoce como desplazamiento de frecuencia por efecto Doppler o simplemente desplazamiento Doppler. Cuando un sistema de medición se desplaza hacia una fuente fija de ondas viajeras, la frecuencia detectada  $f$  aumenta a partir de la frecuencia en la fuente  $f_0$ ; cuando el movimiento es en dirección contraria a la fuente, la frecuencia  $f$  disminuye a partir de la frecuencia en la fuente  $f_0$ . Estas relaciones se expresan en las ecuaciones 37-22a y b para el desplazamiento Doppler de ondas sonoras, ondas de radio, microondas, ondas luminosas y radar, con una fuente fija y un observador que se desplaza a la velocidad  $V$  m/s:

##### Desplazamiento hacia la fuente

$$f = f_0 \frac{C + V}{C} \quad (37-22a)$$

**Desplazamiento en dirección contraria a la fuente**

$$f = f_0 \frac{C - V}{C} \quad (37-22b)$$

donde  $C$  = velocidad de la onda, m/s

$C = 335$  m/s (sonido)

$C = 3 \times 10^8$  m/s (onda EM)

$f$  = frecuencia observada, Hz

$f_0$  = frecuencia en la fuente, Hz

y  $V$  es mucho menor que  $C$ .

El desplazamiento Doppler de ondas sonoras, ondas de radio, microondas y radar, con una fuente y observador fijos, colineales, con reflector que se mueve a una velocidad  $V$  m/s, es (el haz reflejado recorre la trayectoria dos veces, lo cual duplica el desplazamiento):

**Reflector que se desplaza hacia la fuente**

$$f = f_0 \frac{C + 2V}{C} \quad (37-23a)$$

**Reflector que se desplaza en dirección contraria a la fuente**

$$f = f_0 \frac{C - 2V}{C} \quad (37-23b)$$

donde  $V$  es mucho menor que  $C$ .

Un caso especial se aplica a las ondas sonoras y no a las ondas luminosas, ya que se cree que la velocidad de la luz u otra onda electromagnética (p. ej., radar o microondas) es independiente del movimiento de la fuente o el medio.

El desplazamiento Doppler, para el sonido solamente con un observador fijo y una fuente de sonido en movimiento con velocidad  $V$  m/s, es:

**Fuente que se desplaza hacia el observador**

$$f = f_0 \frac{C}{C - V} \quad (37-24a)$$

**Fuente que se desplaza en dirección contraria al observador**

$$f = f_0 \frac{C}{C + V} \quad (37-24b)$$

donde  $V$  es mucho menor que  $C$ .

En muchos sistemas diferentes de medición de la velocidad se utiliza el principio del desplazamiento Doppler, que es analógico. La electrónica que produce una señal de velocidad a partir del desplazamiento de frecuencia variante puede ser analógica o digital. Enseguida se enumeran algunos dispositivos de medición de la velocidad basados en el desplazamiento Doppler. Dado que en todos estos sistemas se emplean velocidades mucho menores que la velocidad de la luz, la ecuación relativista de Doppler (la ecuación de "corrimiento hacia el rojo" de la astronomía):

$$f = f_0 \frac{1 - V/C}{\sqrt{1 - (V/C)^2}} \quad (37-24c)$$

nunca se necesita.

La ecuación 37-24c se reduce a la 37-22b si  $C \gg V$  o de manera equivalente  $V/C \rightarrow 0$ ; por ejemplo:

$$f = f_0 \frac{1 - V/C}{\sqrt{1 - 0}} = f_0 \frac{1 - V/C}{1} = f_0 \frac{C - V}{C}$$

**1. Sistemas de medición de la velocidad basados en el desplazamiento Doppler**

- Indicador de la velocidad verdadera de una aeronave (frecuencia de radar).
- Radar de velocidad de las patrullas de policía (frecuencia de radar).
- Flujo del fluido de Doppler (frecuencia sónica).

**2. Medición de la velocidad a partir de la presión diferencial.** Los gastos (velocidades de flujo) de fluidos a menudo se determinan midiendo la caída de presión de un lado a otro de un orificio o tubo Venturi colocado en la tubería, o bien midiendo la presión estática y dinámica del fluido en circulación vía un tubo Pitot. Estas presiones se miden como "alturas", que representan el desplazamiento lineal de un manómetro diferencial conectado a las dos fuentes de presión. En la figura 37-25 se presenta un esquema de estos tres métodos de medición de la velocidad. La velocidad del flujo es proporcional a la raíz cuadrada de la presión diferencial  $\Delta P$ , multiplicada por el factor constante raíz cuadrada de  $2g$ , donde  $g$  es la aceleración de la gravedad<sup>10</sup>:

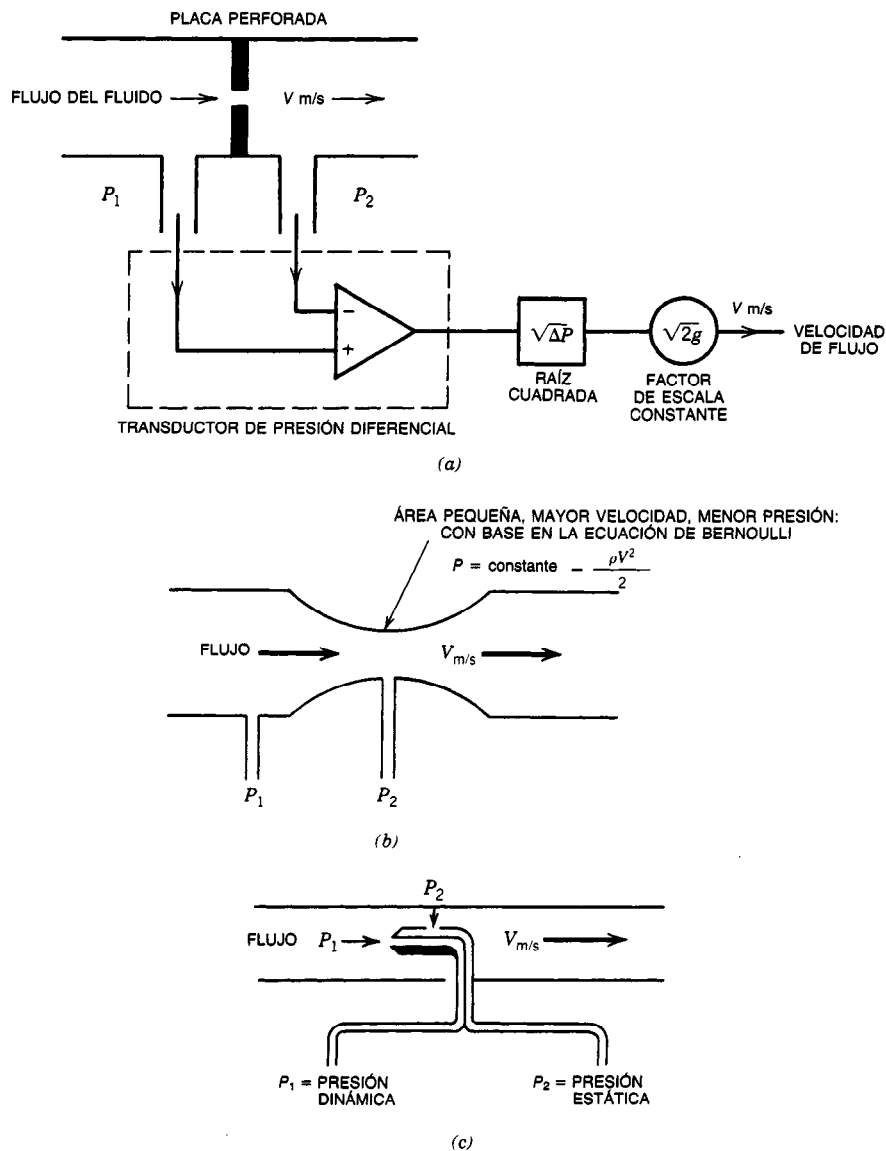
$$V_F = \sqrt{2g} \cdot \sqrt{\Delta P} \quad (37-25)$$

donde  $V_F$  = velocidad de flujo, m/s

$g$  = aceleración de la gravedad,  $9.9 \text{ m/s}^2$

$\Delta P$  = altura piezométrica o diferencia de presión, m

Para fluidos reales con diversos números de Reynolds ( $Re$ ) y densidades o viscosidades que varían, quizá no se cumpla exactamente la relación raíz cuadrática de la ecuación 37-25. Se requieren calibración y corrección. La independencia respecto a la viscosidad puede mejorarse introduciendo una perturbación como un doblez de radio corto, un codo o una conexión en forma de T, lo que provoca flujo turbulento. Esta corrección se requiere en el caso de una placa con orificio bien delineado (bordes agudos) a números Reynolds bajos ( $3\,000 < Re < 5\,000$ ). Se pueden utilizar ciertos diseños de orificios de restricción de flujo para números Reynolds tan bajos como 300. El número de Reynolds es una cantidad adimensional dada por  $Re = \rho V l / \mu$ , donde  $\rho$  es la densidad del fluido,  $V$  es su velocidad,  $l$  es la longitud del cuerpo que perturba el flujo y  $\mu$  es la viscosidad del fluido. Los números



**Fig. 37-25.** Tres métodos de medición de la velocidad a partir de la presión diferencial. a) Sensor de presión diferencial de placa perforada para mediciones de la velocidad de flujo de fluidos.  $P$  = altura piezométrica, m;  $V$  = velocidad de flujo, m/s;  $g$  = aceleración de la gravedad. b) Tubo Venturi,  $\rho$  = densidad de fluido,  $P$  = presión estática,  $V = f(P_1 - P_2)$ ,  $f$  = función no lineal. c) Tubo Pitot<sup>12</sup>. Para el aire,  $V = V_A$  = pies/min.  $V_A = 1096.7 \sqrt{h/d}$  pies/min o bien  $V_A = 4004.4 \sqrt{h}$ , para  $d = 0.075$  lb/pie<sup>3</sup> de aire seco a 70 °F, 29.92 pulg de mercurio (Hg). Para otras temperaturas y presiones barométricas,  $d = 1.325 P_b/T$  lb/pie<sup>3</sup>.  $P_b$  = presión barométrica, pulg de Hg,  $T$  = temperatura absoluta, °R = 459° + temperatura °F,  $h = P_2 - P_1$  = altura cinética (de velocidad) o piezométrica, pulg de agua, y  $d$  = densidad de fluido (aire).

de Reynolds bajos corresponden a un flujo viscoso; los valores grandes, a un flujo no viscoso. Para números de Reynolds menores que 2 300, el flujo del líquido es laminar; arriba de 2 300 es turbulento. Para el flujo de aire, los números de Reynolds pueden exceder de un millón<sup>11</sup>.

3. **Medición de la velocidad a partir del tiempo de tránsito del sonido.** Dos haces de sonido se transmiten hacia dos receptores, uno corriente arriba y otro corriente abajo. Las ondas sonoras transmitidas son transportadas por el flujo del fluido, lo que da por resultado un tiempo de

llegada más corto para el receptor situado corriente abajo. La diferencia en el tiempo de tránsito es proporcional a la velocidad del flujo.

4. **Osciladores hidrodinámicos.** Un impedimento en el flujo de un fluido, tal como los álabes o un cuerpo romo fijos, puede producir vórtices que se difunden periódicamente a partir del impedimento. La velocidad de difusión de los vórtices está relacionada con el gasto del fluido. Los remolinos de vórtices discretos son detectados por un transductor electrónico, que produce pulsos proporcionales al gasto del fluido.
5. **Medición magnética del gasto.** Cuando el flujo en circulación es conductivo, su velocidad puede medirse empleando la ley de Faraday de los voltajes inducidos: voltaje =  $BLV$ , donde  $B$  es una densidad de flujo magnético uniforme en teslas perpendicular a  $L$  y a  $V$ ,  $L$  es la longitud en metros del conductor en movimiento (que en este caso será el diámetro del tubo para fonocaptos colocados en posiciones diametralmente opuestas) y  $V$  es la velocidad de flujo del fluido en metros por segundo<sup>12</sup>. Para una configuración fija,  $B$  y  $L$  son constantes, y el voltaje que se genera es proporcional a la velocidad de flujo  $V$  e independiente de viscosidad, temperatura, presión, número de Reynolds, número de Mach o gravedad específica. En un sistema real,  $B$  y  $V$  no serán uniformes. La relación lineal entre voltaje y velocidad seguirá cumpliéndose, pero se requerirá un factor de escala extra. Si el perfil de velocidad varía o si ocurre turbulencia, la relación lineal dejará de ser válida.
6. **Anemómetro de alambre caliente o transductor de velocidad con sensor térmico caliente.** Un elemento cuyas propiedades eléctricas son función de la temperatura se calienta aplicándole un voltaje adecuado, y se coloca en un fluido que se desplaza con velocidad  $V$ . Si  $V$  es cero, la temperatura es un máximo. Conforme aumenta  $V$ , la temperatura descende. La temperatura cambiante provoca una variación en las propiedades eléctricas del elemento calentado, que pueden correlacionarse con el gasto del fluido. La propiedad eléctrica variable más común es la resistencia, que puede tener un coeficiente de temperatura positivo. Por tanto, la resistencia aumenta con la temperatura, como sucede en un alambre caliente. La resistencia también puede tener un coeficiente de temperatura negativo, con lo que disminuye (como sucede en la mayor parte de los termistores).

Casi todas estas técnicas de medición de la velocidad se aplican en el control de procesos, ya sea para monitorizar el proceso o bien formando parte de un sistema de control de ciclo cerrado. Gasto de volumen, gasto de masa y flujo total del fluido se pueden calcular en forma automática a partir de la velocidad de flujo del fluido con un conocimiento de los parámetros y dimensiones del sistema. En el caso del flujo total del fluido, se requiere una integración.

### 37.11 MEDICIÓN ANALÓGICA DE LA ACCELERACIÓN DE UN SISTEMA

La aceleración se mide con dispositivos llamados acelerómetros. Los acelerómetros comunes se basan en una aplicación de la segunda ley del movimiento de Newton:

$$\text{aceleración} = \frac{\text{fuerza}}{\text{masa}} \text{ o bien } a = \frac{F}{M} \quad (37-26)$$

$$\text{Peso} = W = M \cdot g \quad (37-27)$$

La figura 37-26 ilustra la acción de la gravedad sobre una masa según diferentes sistemas de unidades.

El diseño fundamental de un acelerómetro se basa en el uso de una masa  $m$  que, cuando se acelera, produce una reacción  $F = Ma$  conforme a la segunda ley del movimiento de Newton. Esta fuerza se convierte en una medición de salida de la aceleración  $a$ . Un acelerómetro simple en concepto sencillamente refrena la masa con una serie de resortes, con constante de resorte  $K$ , como se muestra en la figura 37-27. La fuerza de restricción del resorte  $F$  está dada por  $F = K\Delta X$ , mientras que la fuerza igual (pero opuesta) que acelera la masa está dada por  $F = Ma$ . Igualando estas fuerzas se obtiene  $Ma = K\Delta X$  o bien  $a = (K/M)\Delta X$ . Por tanto, la entrada de aceleración  $a$  se convierte en un desplazamiento o movimiento lineal  $\Delta X$  que es proporcional a  $a$ . Un potenciómetro simple convierte el desplazamiento  $\Delta X$  en una salida de voltaje. El circuito del potenciómetro tipo puente que se muestra en la figura 37-28 produce una salida de voltaje cero para una aceleración cero y una salida de voltaje positiva (o negativa) para una aceleración positiva (o negativa). La ecuación de salida final del acelerómetro, que se deduce en la figura 37-27, es<sup>13</sup>:

$$V_{\text{sal}} = aK_2 \quad (37-28)$$

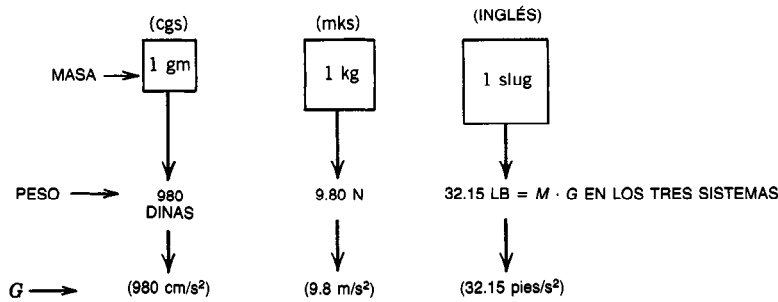
donde  $V_{\text{sal}}$  = salida de voltaje

$a$  = aceleración

$K_2$  = constante de aceleración, V/m/s<sup>2</sup>

Los acelerómetros prácticos no se construyen como se ilustra en la figura 37-27 por las razones siguientes:

1. La masa es sensible a aceleraciones aplicadas en una dirección cualquiera, pero la ecuación de salida produce resultados correctos sólo para aceleraciones aplicadas colinealmente con los resortes, como se ilustra. En particular, la aceleración de la gravedad tendería a provocar una "caída" en el potenciómetro, como se muestra en la figura 37-27. Para evitar esto, la masa se tendría que refrenar un poco, quizá mediante su colocación dentro de un tubo horizontal o haciéndola flotar en un fluido denso.
2. Para poder captar un intervalo grande de aceleración con buena resolución a bajas aceleraciones, se requiere una gran oscilación de la masa. Los resortes reales no son perfectamente lineales en vaivenes grandes, e introducirán no linealidades en la salida del acelerómetro.



**Fig. 37-26.** Acción de la fuerza gravitacional sobre una masa. Peso = fuerza ejercida sobre la masa por la aceleración de la gravedad;  $a$  = aceleración, m/s/s;  $F$  = fuerza, N ( $1 \text{ N} = 0.224 \text{ lb}$ );  $M$  = masa, kg ( $1 \text{ kg} = 2.205 \text{ lb}$ );  $G$  = aceleración de la gravedad =  $9.8 \text{ m/s}^2 = 980 \text{ cm/s}^2 = 32.15 \text{ pies/s}^2$ ; slug =  $32.15 \text{ lb} = 14.6 \text{ kg}$ ; dina =  $2.24 \times 10^{-6} \text{ lb} = \text{g-cm/s}^2$ ; newton =  $0.224809 \text{ lb}$  (fuerza) =  $\text{kg-m/s}^2$ ; cgs = sistema centímetro-gramo-segundo; mks = sistema metro-kilogramo-segundo; inglés = sistema pie/slug/segundo;  $W$  = peso;  $N$  = masa  $\times$  aceleración de la gravedad; GAL = unidad de aceleración =  $0.01 \text{ m/s}^2$  ( $980 \text{ GAL} = 1 \text{ g}$ ). Para recordar fácilmente el factor de conversión entre newtons y libras, simplemente recuérdese la historia de la caída de una manzana de un árbol, que indujo a Isaac Newton a investigar la gravedad. Una manzana grande pesa un newton, o aproximadamente  $1/4$  o  $1/5 \text{ lb}$ .

- La masa mueve físicamente el brazo deslizante de un potenciómetro, y por tanto la masa deberá superar primero las fuerzas friccionales del potenciómetro antes de que pueda tener lugar un cambio de voltaje cualquiera (o que se pueda captar una aceleración cualquiera). Esto impone un límite inferior sobre la aceleración que se puede detectar. Además, un potenciómetro de contacto deslizante se desgasta con el tiempo.
- La dinámica de la configuración de masa y resorte que se muestra en la figura 37-27 representa un sistema de segundo orden no amortiguado o ligeramente amortiguado, que oscilará a una frecuencia de  $\omega = \sqrt{K/M}$  rad/s siempre que ocurra una variación repentina en la aceleración.

Para superar estas limitaciones, el acelerómetro práctico suele ser del tipo de péndulo de equilibrio de fuerzas (véase la figura 37-28), con un transductor de posición sin contacto para captar el movimiento de la masa del péndulo. El péndulo puede ser vertical u horizontal (el concepto no sufre variaciones). La entrada de aceleración hace que la masa del péndulo se mueva respecto a su cubierta. Este movimiento se capta y convierte en una señal eléctrica, que después se amplifica. La señal amplificada proporciona una corriente de salida que circula a través de una bobina situada en un campo magnético. Se genera una fuerza de reacción magnética, que produce un momento de torsión, el cual devuelve el péndulo a su posición de equilibrio.

La aceleración de entrada determina la cantidad de momento de torsión que se requiere para equilibrar las fuerzas, el cual a su vez es proporcional a la corriente del motor de par (de torsión). Así, la corriente CD del motor es proporcional a la aceleración de entrada.

El valor de la corriente puede ser registrado por una pequeña resistencia colocada en las trayectorias de corriente del motor de par.

En consecuencia, el voltaje de salida del acelerómetro de equilibrio de fuerzas  $V_{\text{sal}}$  está dado por:

$$V_{\text{sal}} = aK_3 \quad (37-29)$$

donde  $V_{\text{sal}}$  = voltaje de salida, V

$a$  = aceleración de entrada,  $\text{m/s}^2$

$K_3$  = constante (fig. 37-27, inciso 4),  $\text{V/m/s}^2$

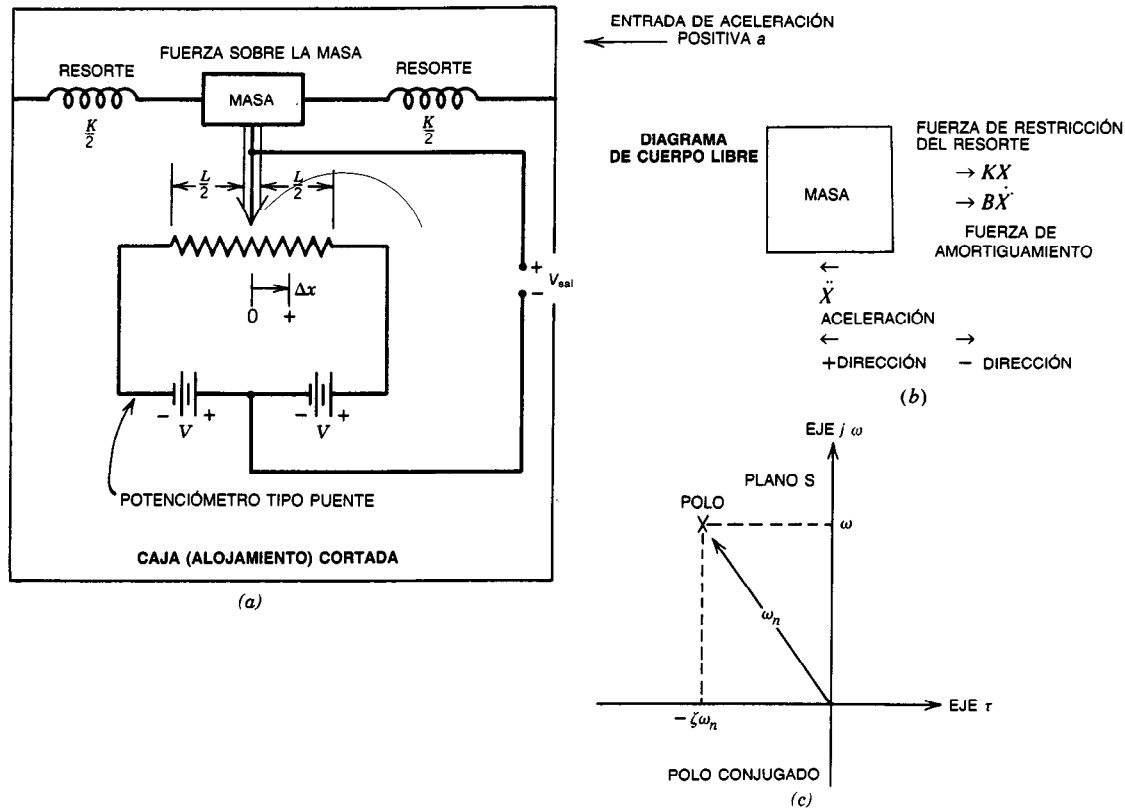
Obsérvese que la ecuación 37-28 (para el acelerómetro simple) y la ecuación 37-29 (para el acelerómetro de equilibrio de fuerzas) son idénticas (sólo difieren en las constantes). En realidad, como la ganancia del amplificador no es infinita, el péndulo del acelerómetro de equilibrio de fuerzas deberá desplazarse una distancia corta para generar una señal de error de posición. Ésta se amplifica para devolver el péndulo a su posición de equilibrio.

Un buen acelerómetro de equilibrio de fuerzas produce movimientos del péndulo de  $1$  a  $10 \mu\text{rad/g}$  de entrada de aceleración y puede registrar aceleraciones desde  $10^{-7}$  hasta  $\pm 100 \text{ g}$ . Con fines de amortiguamiento, el casco se llena con un fluido, por lo común un fluorolubricante que se calienta a fin de mantener el fluido amortiguador a temperatura constante ( $\pm 1^\circ \text{F}$ ) y por tanto proporcionar un efecto de amortiguamiento viscoso constante. Los acelerómetros de calidad inferior detectan desde  $10^{-5}$  hasta  $\pm 20 \text{ g}$  y no utilizan calentadores para mantener una temperatura de operación constante<sup>13</sup>.

La posición de equilibrio de salida a menudo se registra con transductores (transformadores) diferenciales o transductores lineales de desplazamiento variable (LVDT) en vez de sensores de capacitancia variable. En la sección 37.6 se analizan los transformadores (transductores) diferenciales y los transductores lineales de desplazamiento variable.

Si el acelerómetro debe registrar aceleración a lo largo de un solo eje, el péndulo se construye de modo





**Fig. 37-27.** a) Acelerómetro simple. La constante de resorte equivalente es  $(K/2) + (K/2) = K$ , y la fuerza ejercida sobre la masa por los resortes es  $F = K\Delta X$ , donde  $\Delta X$  es el cambio en la longitud del resorte, medida a partir de la posición de equilibrio.  $F = Ma$  (fuerza en los resortes, ejercida por la masa).  $F = K\Delta X$  (fuerza sobre la masa ejercida por los resortes). Por tanto  $Ma = K\Delta X$  y  $a = (K/M)\Delta X$ . Para el circuito potenciométrico de puente,  $V_{sal} = 0$  para  $\Delta X = 0$  y  $V_{sal} = \Delta X/(L/2)V$ , donde  $L$  es la longitud total del elemento de resistencia,  $V$  es el voltaje de la batería y  $L/2$  es la longitud del segmento de voltaje positivo (o negativo) del elemento de resistencia. Por tanto,  $V_{sal} = \Delta X[V/(L/2)]$ ,  $\Delta X = a(M/K)$  y  $V_{sal} = a(M/K)[V/(L/2)] = aK_2$ , donde  $K_2 = MV/(KL/2)$ .  $V_{sal}$  = voltaje de salida,  $V$ ;  $a$  = aceleración de entrada,  $m/s^2$ ;  $K_2$  = constante del acelerómetro,  $V/m/s^2$ ;  $m$  = masa,  $kg$ ;  $V$  = voltaje de la batería,  $V$ ;  $K$  = constante de resorte equivalente,  $N/m$ ;  $L/2$  = media longitud del elemento de resistencia. b) y c) Diagrama de cuerpo libre. Si se pasa por alto el amortiguamiento que produce el contacto deslizante del potenciómetro, se evalúa en realidad la frecuencia oscilatoria del acelerómetro en respuesta a un desplazamiento inicial  $X(0)$  o a una entrada de velocidad inicial  $\dot{X}(0)$ . Los siguientes son los pasos para la solución:

1. Ignorar el amortiguamiento,  $B = 0$ , suma de las fuerzas que actúan sobre  $M$ .
2.  $F = Ma$ .  $F = -KX$ , ya que  $F$  actúa en la dirección negativa  $\dot{X} = a$ .
3.  $-KX = M\ddot{X}$ , transformada de Laplace.
4.  $-KX(s) = M[s^2X(s) - sX(0) - \dot{X}(0)]$ . Simplificación.
5.  $MsX(0) + M\dot{X}(0) = KX(s) + Ms^2X(s)$ .
6.  $X(s) = [MsX(0) + M\dot{X}(0)]/(Ms^2 + K) = [sX(0) + \dot{X}(0)]/(s^2 + K/M)$

El paso (6) es de la forma: numerador/( $s^2 + \omega^2$ ) donde  $\omega^2 = K/M$  o bien  $\omega = \sqrt{K/M}$ . Por tanto, la frecuencia de oscilación es  $\omega = \sqrt{K/M}$  rad/s. Si no se pasa por alto el amortiguamiento,  $X(s)$  está dada por  $-BX - KX = M\ddot{X}$  o bien  $X(s) = [(S + B/M)X(0) + \dot{X}(0)]/(s^2 + BS + K/M)$  (suponiendo que el amortiguamiento es proporcional a la velocidad,  $\dot{X}$ ).

La frecuencia oscilatoria amortiguada  $\omega$  está dada por tanto por la parte imaginaria de las raíces de  $s^2 + BS + K/M = 0$ . Si este término se escribe en la forma estándar:

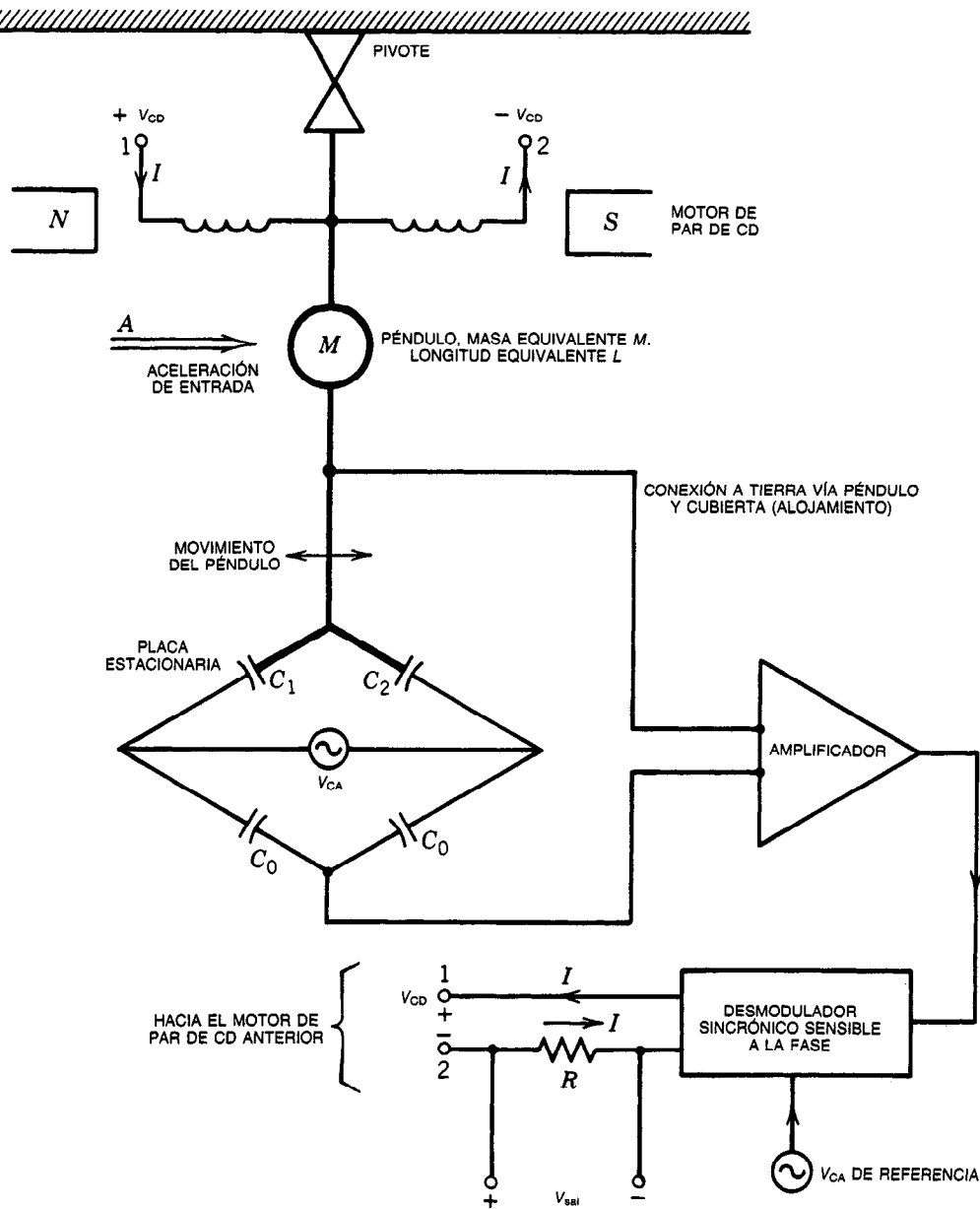
$$s^2 + BS + K/M = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$$

donde  $\omega_n$  = frecuencia natural no amortiguada =  $\sqrt{K/M}$ , rad/s;  $\xi$  = constante de amortiguamiento  $B/2\sqrt{K/M}$ ,  $\omega$  = frecuencia observada =  $\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = \sqrt{K/M} \sqrt{1 - \xi^2}$ , rad/s. Por tanto,  $\omega_n$ ,  $\xi$  y  $\omega$  se relacionan por el teorema de Pitágoras:

$$\omega_n^2 = \omega^2 + (\xi\omega_n)^2 \quad \omega^2 = \omega_n^2 - (\xi\omega_n)^2 = \omega_n^2 (1 - \xi^2)$$

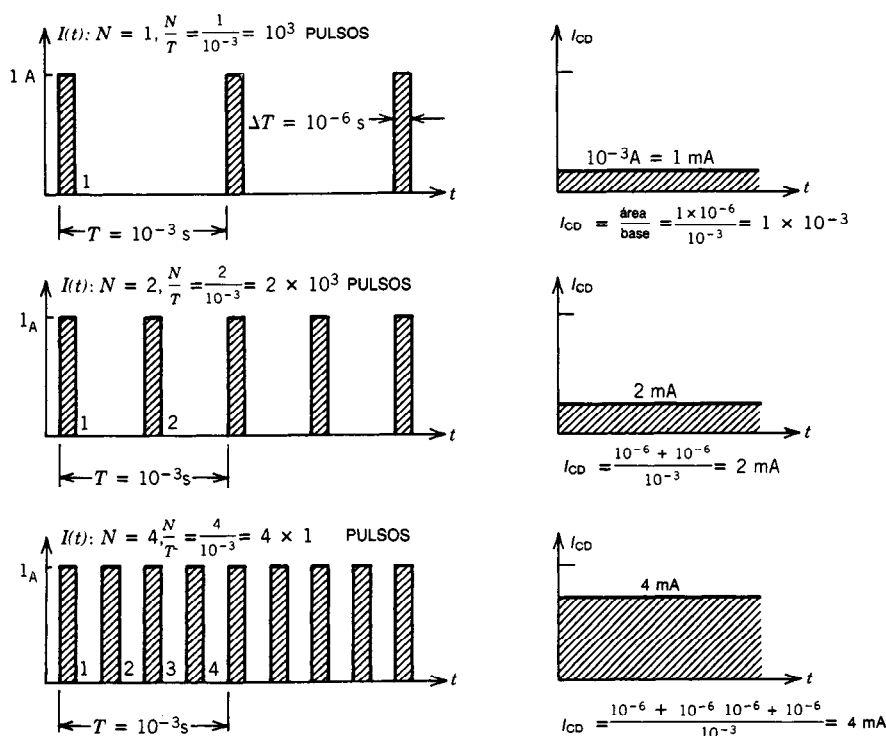
o bien:

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = \text{frecuencia amortiguada observada de oscilación del aceleramiento.}$$



**Fig. 37-28.** Acelerómetro de péndulo de equilibrio de fuerzas con transductor de posición de capacitancia variable.  $V_{CA}$  = voltaje de referencia de excitación,  $V_{CA}$ ;  $V_{CD}$  = voltaje del motor de par de CD, producido por un desmodulador sincrónico sensible a la fase;  $I$  = corriente del motor de par,  $A_{CD}$ ;  $V_{sal} = A(K_3)$  = voltaje de salida de CD, proporcional a la aceleración  $A$ .  $C_0$  es una capacitancia fija.  $C_1$  y  $C_2$  constituyen un transductor de capacitancia sin contacto. Si aumenta  $C_1$ , disminuye  $C_2$ , y viceversa.  $M$  es la masa del péndulo equivalente, incluyendo las dos bobinas del motor de par y las placas de capacitancia variable.  $N$  y  $S$  indican los polos de la estructura del imán permanente del motor de par.

**Operación:** la aceleración de entrada  $A$  produce una fuerza  $F$  sobre la masa del péndulo  $M$ ,  $F = MA$ , que a su vez produce un momento de torsión  $T_A = LMA$ .  $L$  es la longitud desde el punto pivote al centro de la masa del péndulo  $M$ . El péndulo se mueve en respuesta a  $T_A$ , que desequilibra el puente de capacitancia. El puente desequilibrado produce una señal de CA que es convertida en un voltaje de CD,  $V_{CD}$ , por el desmodulador.  $V_{CD}$  se aplica a las bobinas del motor de par, lo que da por resultado una corriente  $I$  y un momento de torsión de reacción  $T = KI$ . En el equilibrio, estos dos momentos de torsión son igualmente opuestos,  $|T| = |T_A|$ , o bien  $KI = LMA$  o  $I = A(LM/K)$ . El voltaje de salida  $V_{sal}$  se genera a través del resistor  $R$ , o bien  $V_{sal} = RI = A(RLM/K)$  o simplemente  $V_{sal} = A(K_3)$ . De este modo, el voltaje de salida  $V_{sal}$  es proporcional a la aceleración de entrada  $A$ .



que pueda oscilar exclusivamente en un plano, que se convierte en el plano del eje de entrada. En interaplamiento entre un eje perpendicular y el eje de entrada se puede mantener en menos de  $10^{-5}$  g/g. Es posible obtener la misma independencia entre ejes en acelerómetros de dos ejes, que tienen dos conjuntos ortogonales de bobinas de motor de par y captores (transductores) de posición. Es decir, una entrada sobre el eje  $A$  del acelerómetro de dos ejes producirá menos de  $10^{-5}$  g/g sobre el eje  $B$  perpendicular. El ajuste de la masa del péndulo o de las fuerzas de restricción de los resortes permite fijar la frecuencia natural resonante ( $\sqrt{K/M}$  de los acelerómetros de sistemas de control típicos) en cualquier motor entre 60 y 100 Hz. Análogamente, el uso de diversos fluorolubricantes hace posible ajustar la constante de amortiguamiento  $\xi$  en 0.7 a 200 veces el amortiguamiento crítico (p. ej.,  $\xi = 1$  para el amortiguamiento crítico; 200  $\xi$  está sobreamortiguado con raíces reales y sin frecuencia u oscilación resonante).

Además de emplearse en sistemas de dirección (grúa) y navegación, los acelerómetros son utilizados por geofísicos y equipos de prospección petrolera para determinar la estructura del subsuelo que afecta la gravedad de la superficie local. La unidad típica es el mi-

lial =  $10^{-3}$  gal. Un gal es 1/980 de una  $g$  ( $g$  = aceleración de la gravedad), de manera que 1 miligal =  $10^{-3}$  g/980  $\approx 10^{-6}$  g. Variaciones en  $g$  de  $\pm 5$  a  $\pm 50$  miligal son típicas, y provocan que el nivel del mar descienda unos 10 pies respecto al nivel medio del mar en una región de baja gravedad (como una fosa marina) y se apile una cantidad similar en una región de alta densidad superficial (como una montaña en el fondo del océano). Se trazan mapas de regiones que tienen valores de gravedad constantes. Las líneas que rodean estas áreas son equipotenciales del campo de gravedad y se denominan geoides.

Por tanto, los acelerómetros se utilizan en la exploración petrolera así como en la dirección (en la guía) de misiles, la navegación interplanetaria por inercia y estudios geofísicos de la Tierra. Casi todos los grandes aviones de propulsión a chorro comerciales están equipados con un piloto automático que contiene acelerómetros. Todos los **acelerómetros** son básicamente una "caja" que contiene una masa  $m$ , que es refrenada por una fuerza  $F$ , la cual se relaciona a su vez con la aceleración de entrada  $a$  por medio de la segunda ley de Newton,  $F = Ma$ . La electrónica del acelerómetro produce un voltaje de salida proporcional a esta fuerza  $F$ , de manera que el voltaje de salida se relaciona li-

nealmente con  $Ma$ ;  $V_{sal} = K \cdot F = F \cdot Ma$ . Dado que  $M$  es constante, el voltaje de salida se relaciona linealmente con la aceleración  $a$ , o  $V_{sal} = K_2 \cdot a$  (como está dado originalmente por la ecuación 37-28).

### 37.12 MEDICIÓN DIGITAL DE LA ACELERACIÓN DE UN SISTEMA

Muchos sistemas de control (como los de las naves espaciales y misiles dirigidos) se basan en el control digital debido a la mayor exactitud que se puede lograr con los controladores digitales<sup>14</sup>. Como se dijo en la sección 37.9, existen dos enfoques generales de las mediciones digitales:

- El primero consiste en hacer una medición analógica y después emplear un convertidor de analógico a digital para obtener una salida digital.
- El segundo consiste en aplicar un método de medición que proporcione salidas digitales en forma directa.

El primer enfoque puede hacer uso de dispositivos de medición analógicos ya existentes altamente desarrollados. El segundo enfoque elimina la necesidad de tener un convertidor de analógico a digital y, por tanto, una fuente de error del sistema de medición. Ambos métodos se aplican para obtener mediciones digitales de ángulos y posiciones (sec. 37.9).

#### 37.12.1 Salida digital del acelerómetro de péndulo analógico

El acelerómetro de péndulo de equilibrio de fuerzas que se analizó en la sección 37.11 genera una salida de voltaje analógica proporcional a la corriente de CD que se suministra al motor de par del péndulo. Esta corriente CD  $I$  produce una fuerza que a su vez genera un momento de torsión (par de torsión), el cual cancela exactamente el momento de torsión producido por la aceleración de entrada  $a$ . Es posible obtener una salida digital cambiando la corriente del motor de par de la forma de corriente directa constante  $I$  a la de un tren de pulsos  $I(t)$  con valor promedio  $I$ . Si el acelerómetro de equilibrio de fuerzas (fig. 37-28) está sobreamortiguado ( $\xi > 1$ , o más del 100% de amortiguamiento crítico; véase el inciso 6 de la fig. 37-27), el péndulo responderá al valor promedio de un conjunto de pulsos de momento de torsión y no saltará ni se moverá erráticamente en cada pulso débil de momento de torsión. Para un movimiento gradual y suave del péndulo, la frecuencia de repetición de pulsos deberá ser mucho mayor que la frecuencia resonante o natural del péndulo. En estas circunstancias, el péndulo no puede responder a cada pulso de momento de torsión. En cambio, responde al valor promedio del tren de pulsos de momento de torsión, producido por el tren de pulsos de corriente  $I(t)$ . En la figura 37-29 se presenta un esquema de varios trenes de pulsos  $I(t)$  y su valor promedio  $I$ .

La expresión que relaciona la aceleración  $a$  con la corriente promedio  $I$ , presentada en la figura 37-28, sigue siendo la misma, salvo que  $I$  se sustituye por el valor medio de  $I(t)$ . De la figura 37-28:

$$I = a \frac{LM}{K} \quad (37-30)$$

donde  $L$  = distancia del pivote al centro del péndulo de masa  $M$

$M$  = masa del péndulo, kg

$K$  = constante del motor de par, N · m/A

$a$  = aceleración de entrada, m/s<sup>2</sup>

$I$  = corriente CD del motor de par, A

Cuando  $I$  se sustituye por un tren de pulsos  $I(t)$ , el valor promedio de  $I(t)$  se iguala al de la corriente CD  $I$ . Por tanto:

$$I = \text{promedio } I(t) = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt = \frac{\text{área de pulso}}{\text{periodo base}} \quad (37-31)$$

donde  $T$  = 1 o más periodos de  $I(t)$ , s

área = área total bajo la curva  $I(t)$ , desde  $t = 0$  hasta  $t = T$ , A · s

$I(t)$  = tren de pulsos, A

$I$  = valor promedio de  $I$ , A

En la figura 37-29 puede verse que eligiendo  $T$  mucho más largo que el periodo de  $I(t)$ , se puede mantener constante  $T$  aunque varíe el periodo. El que  $T$  sea 10 o 100 o 37 periodos de  $I(t)$  no afecta la evaluación del valor promedio, ya que el factor multiplicativo (10 o 100 o 37) figura en el numerador y el denominador de la ecuación 37-31 y se cancela. Una fuente posible de error es que  $T$  sea un número fraccionario de periodos, como 37.1 o 100.3. La elección de  $T$  grande minimiza este error fraccionario. Es decir, 100.3 periodos difiere de los 100 periodos correctos en un 0.3%.

El término del área, o numerador, de la ecuación 37-31 está dado por:

$$\text{Área} = \int_0^T I(t) dt = N \Delta T \quad (37-32)$$

donde  $N$  = número de pulsos en el periodo de promediación  $T$

$T$  = periodo de promediación  $\gg \Delta T$ , s

$\Delta T$  = amplitud de pulso constante, s

$\Delta T/T$  = constante fija  $\ll 1$

Véase la figura 37-29.

Sustituyendo la ecuación 37-32 en la 37-31:

$$I = \frac{\text{área}}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt = \frac{N \Delta T}{T} = N \frac{\Delta T}{T} \quad (37-33)$$

Por tanto, el valor promedio  $I$  del tren de pulsos  $I(t)$  depende del número de pulsos  $N$  dentro del periodo de promediación constante  $T$ . A medida que  $N$  (el número de pulsos por intervalo de tiempo) aumenta, la corriente promedio  $I$  aumenta en proporción directa. Insertando la ecuación 37-33 en la 37-30 se obtiene:

$$N \frac{\Delta T}{T} = I = a \frac{LM}{K}$$

o bien:

$$\frac{N}{T} = a \frac{LM}{K} \frac{1}{\Delta T} \quad (37-34a)$$

donde  $M$  = masa del péndulo, kg

$L$  = distancia del pivote al centro de gravedad del péndulo, m

$K$  = constante del motor de par, N · m/A

$T$  = periodo de promediación del tren de pulsos, s

$a$  = aceleración de entrada, m/s<sup>2</sup>

$N$  = conteo de pulsos de salida,  $N$  pulsos por periodo de promediación  $T$

Expresando la ecuación 37-34a en una forma más compacta:

$$\frac{N}{T} = aK_4 \quad (37-34b)$$

donde  $K_4$  = constante del acelerómetro

$$K_4 = (LM/K)(1/\Delta T)$$

$N/T$  = número de pulsos/s = frecuencia de pulsos

Por tanto, el número de pulsos por segundo es proporcional a la aceleración, y la suma de los pulsos individuales es proporcional a la velocidad, como se demuestra enseguida:

$$\text{Velocidad} = \int_0^{T_f} a \, dt = \int_0^{T_f} \frac{dv}{dt} \, dt = \int_0^{T_f} dv = V \quad (37-35)$$

$$\int_0^{T_f} \frac{N}{T} \, dt = \sum_0^{T_f} (\text{pulso total de salida}) = N_{\text{total}} \quad (37-36)$$

donde  $T_f$  = tiempo final, s

$N/T$  = frecuencia de pulsos, pulsos/s

$N_{\text{total}}$  = salida de pulsos totales, sumados

$V$  = velocidad, m/s

$a$  = aceleración, m/s<sup>2</sup>

$K_4$  = constante del acelerómetro

De la ecuación 37-34, integrando:

$$\frac{N}{T} = aK_4$$

$$\int_0^{T_f} \frac{N}{T} \, dt = \int_0^{T_f} aK_4 \, dt$$

Sustituyendo las ecuaciones 37-35 y 37-36, se obtiene la expresión:

$$N_{\text{total}} = VK_4 \quad (37-37)$$

Por tanto, un sistema digital puede determinar la velocidad simplemente sumando las salidas de pulsos individuales del acelerómetro de equilibrio de fuerzas

con momento de torsión digitalmente pulsado. El signo se deberá tomar en cuenta; una aceleración negativa deberá producir una cuenta  $N$  negativa.

Obsérvese que no tiene lugar ninguna integración de aceleración en el equipo físico para determinar la velocidad a partir de la aceleración. El efecto de integración se produce al sumar cuentas de pulsos. Cada pulso corresponde a un incremento en la velocidad, donde el tamaño del incremento depende de la constante del acelerómetro  $K_4$ .

### 37.12.2 Acelerómetros digitales directos

El tono de una "cuerda" de guitarra eléctrica (que en la realidad es un alambre de acero) es función de la tensión del alambre. A medida que aumenta la tensión lo hace el tono, conforme a<sup>13</sup>:

$$f^2 = \frac{T}{4WL^2} \quad (37-38)$$

donde  $T$  = tensión del alambre, N

$W$  = masa del alambre por longitud unitaria, kg/m

$L$  = longitud del alambre, m

El tono es registrado por un imán permanente y un fonocaptor de reluctancia variable del tipo de bobina, que produce una salida de voltaje electrónico con frecuencia igual a la frecuencia vibratoria de la cuerda de acero de la guitarra. Si se colocara otra bobina de alambre cerca de la cuerda de acero, un pulso de corriente enviado a través de esta bobina ejercería una fuerza magnética sobre la cuerda de acero y produciría el efecto de pulsión de la cuerda electrónicamente. Así, es posible captar electrónicamente la frecuencia de vibraciones de la cuerda de acero.

El acelerómetro de cuerda vibratoria de acero se construye con base en estos principios. Una masa está suspendida a la mitad de la distancia entre dos alambres de acero en tensión, como se puede observar en la figura 37-30. En reposo, las tensiones en ambos alambres son iguales,  $T_1 = T_2$ . Con aceleración en la dirección que se ilustra en la figura 37-30,  $T_2$  crece y  $T_1$  decrece, produciendo un cambio en la frecuencia vibratoria de los dos alambres  $f_2$  y  $f_1$ . Cuanto mayor sea la aceleración, tanto mayores serán los cambios de tensión y de frecuencia. Analíticamente, con base en la figura 37-30, la aceleración de entrada  $a$  que actúa sobre la masa  $M$  produce un cambio de tensión  $T_2 - T_1$  dado por:

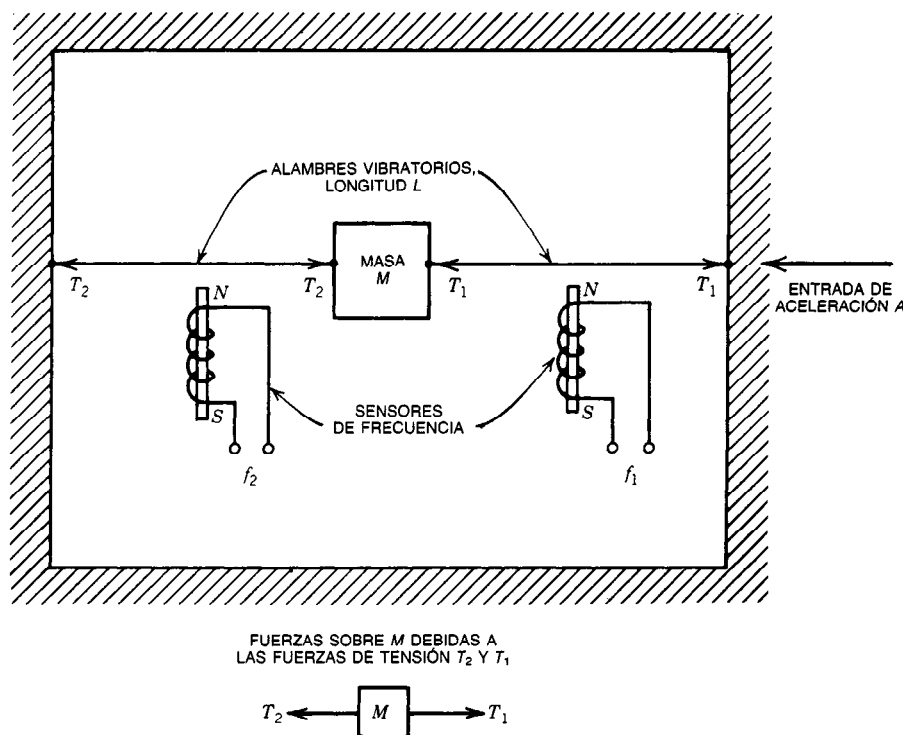
$$F = Ma = T_2 - T_1 \quad (37-39)$$

$T_2$  y  $T_1$  se pueden relacionar con las frecuencias  $f_2$  y  $f_1$  aplicando dos veces la ecuación 37-38, lo que produce:

$$Ma = T_2 - T_1 = 4WL^2f_2^2 - 4WL^2f_1^2 \quad (37-40)$$

Factorizando:

$$\frac{Ma}{4WL^2} = f_2^2 - f_1^2 = [(f_2 - f_1)(f_2 + f_1)]$$



**Fig. 37-30.** Acelerómetro de cuerda de acero vibratorio. La masa  $M$  es soportada por dos alambres de acero vibratorios de longitud  $L$ , con frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  y tensiones de alambre  $T_1$  y  $T_2$ , respectivamente. Las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  son medidas por sensores de frecuencia de reluctancia variable, análogos a unos fonocaptadores de guitarra eléctrica. Para la aceleración creciente  $A$  en la dirección que se muestra,  $T_2$  y por tanto  $f_2$  aumentan, mientras que  $T_1$  y en consecuencia  $f_1$  disminuyen.

Simplificando:

$$\frac{Ma}{4WL^2(f_2 + f_1)} = (f_2 - f_1)$$

Forzando a que  $f_2 + f_1$  sea una constante:

$$aK_5 = f_2 - f_1 \quad (37-41)$$

donde  $K_5 = M/[4WL^2(f_2 + f_1)]$  = constante del acelerómetro

$W$  = masa del alambre por longitud unitaria, kg/m

$M$  = masa de prueba del acelerómetro, kg

$L$  = longitud del alambre, m

$f_1, f_2$  = frecuencia vibratoria transversal de los alambres, Hz

La diferencia entre las frecuencias de salidas,  $f_2 - f_1$ , es proporcional a la aceleración de entrada  $a$ , en tanto que la suma de frecuencias  $f_1 + f_2$  se mantenga constante.

Por lo común  $f_1^2 + f_2^2$  es constante, como se puede apreciar al considerar la ecuación 37-38:

$$f^2 = \frac{T}{4WL^2} = KT$$

donde  $K = 1/4WL^2$

$W$  = masa del alambre por longitud unitaria, kg/m

$T$  = tensión del alambre, N

$L$  = longitud del alambre, m

La frecuencia  $f_2$  se produce cuando  $T$  se incrementa en  $\Delta T$ , y  $f_1$  se produce cuando  $T$  se reduce en  $\Delta T$  (donde  $\Delta T$  es el cambio en la tensión del alambre producido por la aceleración de la masa de prueba, y  $T$  es la tensión base constante en ambos alambres):

$$f_2^2 = K(T + \Delta T)$$

$$f_1^2 = K(T - \Delta T) \quad (37-42)$$

Sumando:

$$f_2^2 + f_1^2 = 2KT = \text{constante} \quad (37-43)$$

Como  $f_2^2 + f_1^2$  es constante para todos los cambios de tensión  $\Delta T$ ,  $f_2 + f_1$  no es exactamente constante. Para un cambio en la tensión del 25%,  $f_2 + f_1$  cambia en un 0.8%. Por ejemplo, si  $T = 4$  y  $\Delta T = 1$ , entonces  $f_2 = \sqrt{4 + 1} = \sqrt{5}$  y  $f_1 = \sqrt{4 - 1} = \sqrt{3}$ :

$$f_2 + f_1 = \sqrt{5} + \sqrt{3} = 3.968$$

Para  $\Delta T = 0$ ,  $f_2 = \sqrt{4 + 0} = 2$  y  $f_1 = \sqrt{4 - 0} = 2$ :

$$f_2 + f_1 = 2 + 2 = 4.000$$

y  $(4.000 - 3.968)/4.000 = 0.8\%$  de variación en  $f_2 + f_1$  para  $\Delta T/T = 1/4 = 25\%$ .

Para eliminar las pequeñas variaciones en la suma de frecuencias  $f_2 + f_1$ , como la desviación del 0.8% recién descrita, la suma  $f_2 + f_1$  se puede mantener constante por medio de un ciclo de control por retroalimentación con una entrada de oscilador de referencia. Por tanto, es posible obtener una salida de frecuencia  $f_2 - f_1$  directamente proporcional a la aceleración de entrada  $a$  como está dada por la ecuación 37-41. Cada ciclo se puede representar por medio de una cuenta o pulso digital. Como la aceleración es proporcional a la frecuencia (ciclos por segundo), la velocidad es proporcional a la integral de la frecuencia (ciclos por segundo) o a la suma de la cuenta de ciclos individuales. Cada ciclo de diferente frecuencia corresponde a un incremento en la velocidad, así como cada pulso de corriente corresponde a un incremento en la velocidad del acelerómetro de equilibrio de fuerzas con momento de torsión digitalmente pulsado.

Aunque la electrónica de accionamiento y detección es complicada, y aunque es posible que la fatiga o el estiramiento del metal modifiquen la frecuencia natural de los alambres vibratorios, este tipo de acelerómetro se ha utilizado en sistemas de guiaje. Sin embargo, no son elementos de fabricación normalizada. Los acelerómetros de equilibrio de fuerzas con salida digital o analógica sí lo son, y constituyen el tipo de acelerómetro más común.

### 37.12.3 Acelerómetro giroscópico integrador pendular de lectura digital

Se puede construir un acelerómetro más complicado a partir de un giroscopio al que se agrega una masa<sup>13</sup>. La masa se suma al marco de soporte del giroscopio, en línea con el eje de rotación, para desequilibrar el soporte. La rueda volante del giroscopio misma se mantiene equilibrada en torno a su eje de rotación. En la figura 37-31 se presenta un esquema del acelerómetro giroscópico con masa pendular, junto con otros esquemas que describen la ecuación del momento de torsión del giroscopio en términos del vector velocidad de precesión  $\omega$  y el vector momento (cantidad de movimiento) angular  $H$  de la rueda volante del giroscopio. A partir de la figura 37-31, una aceleración  $a$  en la masa pendular  $M$  produce una fuerza  $F = Ma$ , que actúa sobre el brazo de momento de longitud  $R$  para generar el momento de torsión  $T_A = MaR$ . Un transductor angular registra cualquier rotación en torno al eje de torsión y produce una señal que, cuando se amplifica, acciona un motor de par rotatorio para producir una velocidad de precesión  $\omega$ . Esta velocidad causa un momento de torsión de reacción giroscópico  $T_R = \omega \times H$  que se opone al de aceleración original. Este sistema de retroalimentación de ciclo cerrado llega a un punto de equilibrio cuando los dos momentos de torsión son iguales pero opuestos. Matemáticamente:

$$T_R = T_A$$

Utilizando solamente magnitudes se obtiene:

$$\omega H = MaR$$

o bien:

$$\omega = \frac{MR}{H} a \quad (37-44)$$

donde  $T_R = \omega \times H$  = momento de torsión de reacción del giroscopio,  $N \cdot m$

$T_A$  = momento de torsión de aceleración de la masa pendular,  $N \cdot m$

$H$  = momento angular del giroscopio,  $kg \cdot m^2/s$

$a$  = aceleración de entrada,  $m/s^2$

$R$  = brazo de momento de la masa pendular,  $m$

$\omega$  = velocidad angular en torno al eje de precesión,  $rad/s$

$V$  = velocidad lineal de entrada,  $m/s$

Al integrar ambos lados de la ecuación 37-44, observando que  $\omega = d\theta/dt$ ,  $a = dv/dt$ :

$$\int \omega dt = \frac{MR}{H} \int a dt$$

$$\theta = \frac{MR}{H} V \quad (37-45)$$

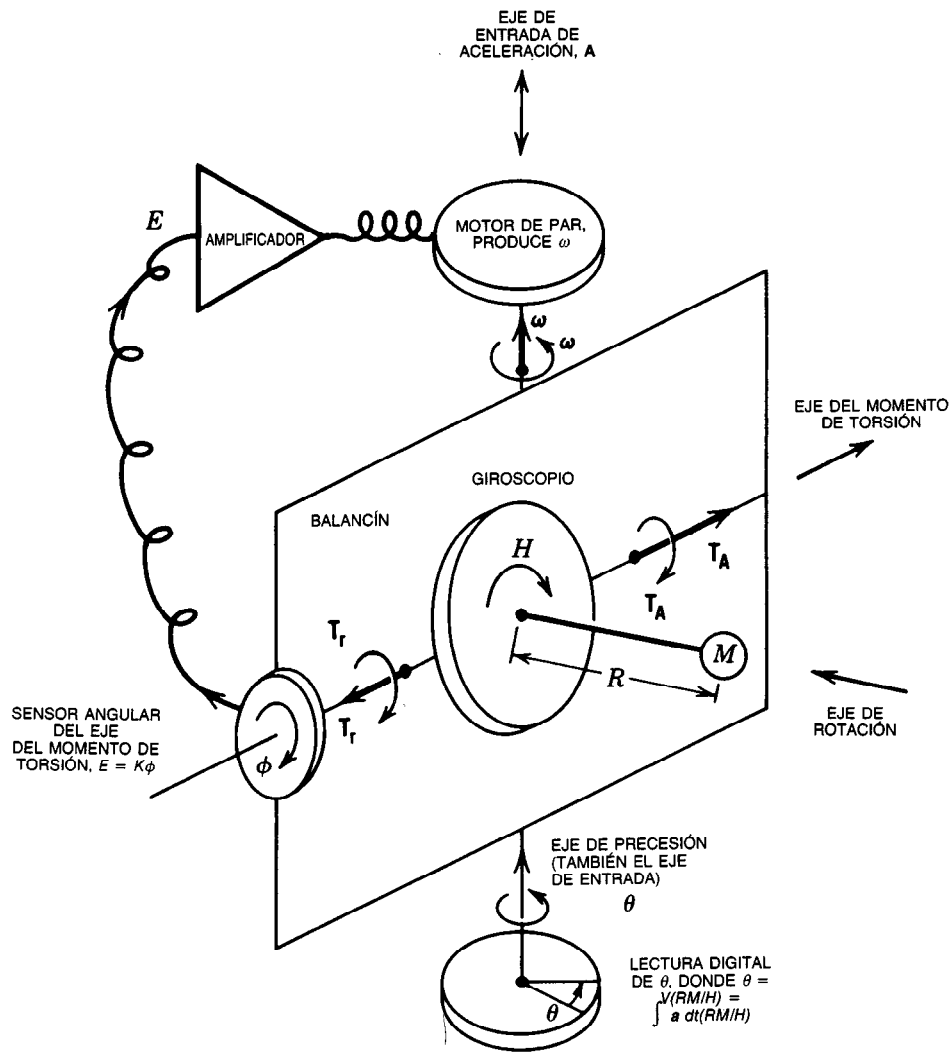
Por tanto, el ángulo  $\theta$  a través del cual precede el giroscopio es una medida directa de la integral de la aceleración de entrada  $a$ .  $\theta$  es leído por un transductor angular digital, y se proporciona directamente a la velocidad de entrada  $V$ . No se requiere un integrador real para integrar la aceleración a fin de obtener información sobre la velocidad.

Sin embargo, esta simplicidad se logra a expensas de la complicación de un giroscopio.

Cochin<sup>15</sup> y Pitman<sup>16</sup> hacen una excelente presentación del giroscopio.

### 37.13 MEDICIÓN DE PESO, FUERZA, MOMENTO DE TORSIÓN, PRESIÓN Y TEMPERATURA

Un método común que se utiliza para medir peso, fuerza, momento de torsión, presión o temperatura implica la conversión de la variable de entrada en un movimiento mecánico. Este movimiento indica la medición deseada directamente o se puede convertir en una señal eléctrica por medio de una resistencia, capacitancia, inductancia, reluctancia variables o acción de transformador. Por ejemplo, la fuerza o el peso pueden expandir un resorte en una báscula de resorte (dinamómetro) y producir una medición mecánica al desplazar un apuntador. El movimiento mecánico del apuntador se puede convertir en una señal eléctrica por medio de un potenciómetro lineal o giratorio ac-



**Fig. 37-31.** Acelerómetro giroscópico integrador pendular de lectura digital. Momento de torsión restaurador del giroscopio =  $T_r = \omega \times H$ . Momento de torsión debido a la entrada de aceleración =  $T_a = R \times F = RMa$  en magnitud, mediante el uso de  $F = Ma$ . En el equilibrio,  $|T_r| = |T_a|$  o bien  $|\omega H| = RMa$ ; de donde  $|\omega| = a(RM/H)$ . Al integrar se produce  $|\theta| = V(RM/H)$ . Por tanto,  $|\theta|$  se relaciona linealmente con la entrada de velocidad  $V$ , o bien la integral de la entrada de aceleración  $a$ , en tanto que  $R$ ,  $M$  y  $H$  sean constantes.  $R$  es la longitud del brazo radial hasta  $M$ ,  $M$  es la masa del péndulo y  $H$  es el momento angular de la rueda volante del giroscopio o  $H = I\omega_{\text{giro}}$ , donde  $I$  es el momento de inercia de la rueda del giroscopio y  $\omega_{\text{giro}}$  es la velocidad de giro de la misma rueda, comúnmente mayor de 100 000 rad/s.  $\omega$  es la velocidad de precesión de la rueda del giroscopio, comúnmente cero o unas décimas de radián por segundo.  $|\theta| = \int \omega dt$  es el ángulo de rotación en torno al eje de precesión.  $V = \int a dt$  es la componente de velocidad a lo largo del eje de entrada o de precesión y es igual a la integral de la entrada de aceleración  $a$  a lo largo del eje de entrada.

**Unidades:**  $T = \text{N/m}$ ,  $\omega = \text{rad/s}$ ,  $H = \text{kgm}^2/\text{s}$ ,  $R = \text{m}$ ,  $F = \text{N}$ ,  $a = \text{m/s}^2$ ,  $V = \text{m/s}$ ,  $\theta = \text{rad}$ ,  $M = \text{kg}$ .

**Operación:** cualquier rotación  $\phi$  en torno al eje de torsión, debida a la aceleración de la masa del péndulo  $M$ , es convertida en un voltaje  $E = K\phi$  por el sensor angular del eje de torsión. Este voltaje  $E$  se amplifica y envía al motor de par, que produce la velocidad de precesión  $\omega$ . Esta velocidad  $\omega$  produce un momento de torsión de reacción del giroscopio  $T_r$ , que es opuesto al momento de torsión de entrada  $T_a$ , y anula  $\phi$ . Por tanto, la masa  $M$  no cae (sino que toda la suspensión cardánica del giroscopio gira en torno al eje de precesión).



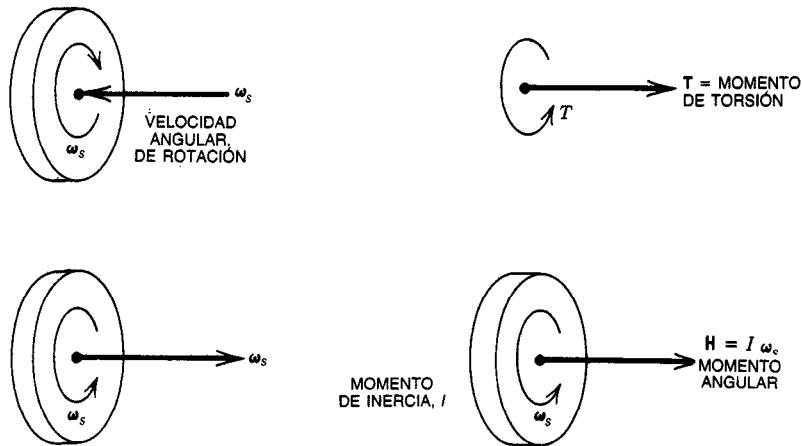
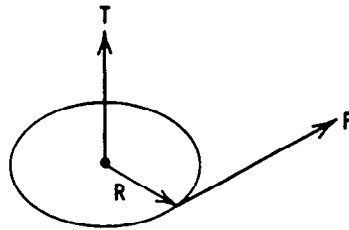


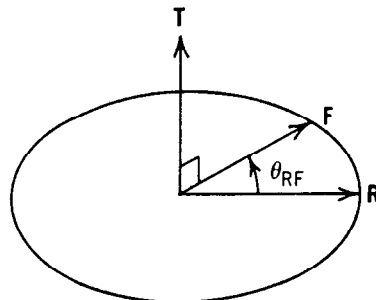
Fig. 37-31 (cont.). Acelerómetro giroscópico integrador pendular de lectura digital. Algunas notas acerca del momento de torsión, el momento angular y los vectores producto cruz son:

1. Regla de la mano derecha. Si los dedos de la mano derecha se curvan en la dirección de rotación, entonces el pulgar apunta en la dirección del vector que representa esta rotación. (Véanse los ejemplos de la parte superior).
2. Regla del tornillo de cuerda (hilos de rosca a la derecha). Ésta es otra forma de la regla de la mano derecha. Si un tornillo con cuerda derecha (ordinario) se hace girar en la dirección de rotación, el tornillo avanza en la dirección del vector equivalente. En los ejemplos anteriores se aplica en forma idéntica la regla del tornillo de cuerda derecha.
3. Expresión del momento de torsión. Si una fuerza  $\mathbf{F}$  aplicada a una distancia  $\mathbf{R}$  de un eje de rotación produce un momento de torsión  $\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{T}$  está dado por  $\mathbf{T} = \mathbf{R} \times \mathbf{F}$ .



Para determinar la dirección de  $\mathbf{T}$ , se hace girar  $\mathbf{R}$  en  $\mathbf{F}$  y se aplica la regla de la mano derecha o la regla del tornillo de cuerda derecha. Asimismo:

$$|\mathbf{T}| = |\mathbf{R} \times \mathbf{F}| = |\mathbf{R}| \cdot |\mathbf{F}| \cdot \sin \theta_{RF}$$



donde  $\theta_{RF}$  es el ángulo entre  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{F}$ .

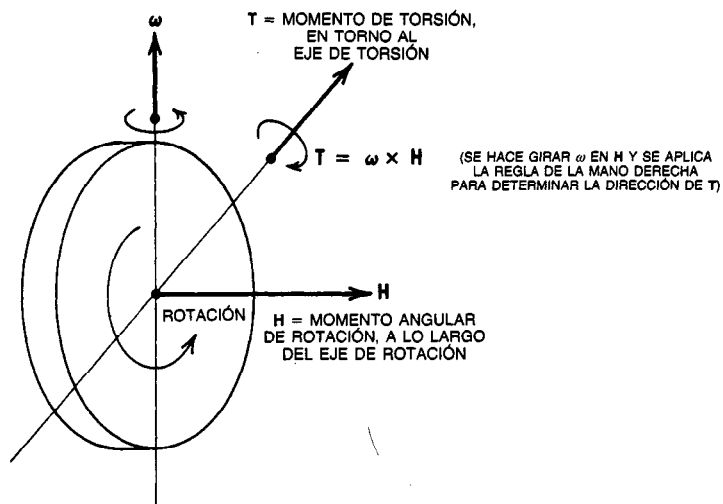


Fig. 37-31 (cont.). Acelerómetro giroscópico integrador pendular de lectura digital:

4. Momento de torsión de reacción de un giroscopio. Eje de precesión, velocidad de rotación =  $\omega$  rad/s (los tres ejes son mutuamente perpendiculares).

Si una rueda giroscópica en rotación tiene momento angular con magnitud constante  $|H|$  y la rueda se hace girar a una velocidad  $\omega$  en torno a un eje perpendicular llamado eje de precesión, el momento de torsión  $T$  que se necesita para producir  $\omega$  está dado por:

$$T = \omega \times H$$

Análogamente, si se aplica un momento de torsión  $T$ , la velocidad de precesión resultante  $\omega$  está dada por:

$$\omega = \frac{H \times T}{|H|^2}$$

La expresión anterior (en vez de  $T/H$ ) se necesita para preservar las direcciones vectoriales. En consecuencia, se obtiene:

$T = \omega \times H$  (Aplicando la regla de la mano derecha, se puede demostrar que si  $\omega$  y  $H$  son perpendiculares, entonces el doble producto cruz con  $H$  se reduce a una multiplicación ordinaria por  $|H|^2$ ).

$$H \times T = H \times \omega \times H = \omega |H|^2$$

$$\omega = \frac{H \times T}{|H|^2}$$

Si solamente se necesita la magnitud de  $\omega$ :

$$|\omega| = |\omega| = \frac{|H| |T| \sin 90^\circ}{|H|^2} = \frac{T}{|H|}$$

Es una propiedad de los giroscopios el "caer" o preceder en ángulos rectos al momento de torsión aplicado. La precesión hace girar el vector del momento angular hacia el vector del momento de torsión, conforme a  $\omega \approx (H \times T)/(|H|^2)$ , o bien  $|\omega| = |T/H|$ .

Si solamente se consideran magnitudes:

$$T = \omega H = \dot{\theta} H \text{ y } \omega = \dot{\theta} = \frac{T}{H} \quad (T, H, \omega, \text{ perpendicular mutua})$$

Por tanto, un giroscopio convierte un momento de torsión  $T$  en una velocidad angular  $\theta$ , o viceversa. Las ecuaciones del giroscopio son reversibles y todas las variables son perpendiculares entre sí.

cionado por el movimiento mecánico. Si el resorte se hace muy rígido y se construye de una barra de acero maciza que sólo se deforme unas cuantas milésimas de pulgada, la deformación se puede medir con un deformímetro afianzado<sup>17</sup>, que es o bien un trozo de alambre de resistencia variable más delgado que un cabello o una lámina metálica delgada, dispuestos en diversos patrones geométricos planos sobre un delgado sustrato plano flexible. Este deformímetro parece un pequeño sello de correos con dos alambres conectados. Se pega o fija al miembro de deformación. Como la deformación porcentual del deformímetro es reducida, el cambio porcentual de resistencia también es reducido, de forma que se requieren técnicas de medición de alta ganancia muy sensibles para medir el cambio de resistencia.

### 37.13.1 Peso y fuerza

El deformímetro casi siempre se utiliza en una red de puente eléctrico, acoplado a un amplificador de alta ganancia. Muy a menudo una barra de acero, un resorte o una viga en voladizo calibrados y equipados con un deformímetro afianzado se empanan como una unidad denominada celda de carga.

Una celda de carga, con el amplificador de deformímetro adecuado, puede utilizarse para medir eléctricamente peso o fuerza. Por ejemplo, los vagones de ferrocarril se pueden pesar<sup>18</sup> colocando un tramo de vía en los soportes de la celda de carga y simplemente haciendo rodar los vagones en la vía instrumentada.

Se puede construir una báscula que indique directamente al piloto de un avión el peso de despegue de la nave incorporando una celda de carga en los soportes del tren de aterrizaje del avión.

En el equipo de mezcla automática puede emplearse la instrumentación de celda de carga y deformímetro en una tolva de mezcla, con fines de control de ciclo cerrado de las válvulas de diversos flujos de materias primas.

Este concepto se aplica fácilmente a procesos por lote, como mezcla de cemento, mezcla de la masa de pan o elaboración de cerveza.

Un posible proceso de mezcla opera de la manera siguiente:

- Un secuenciador de control especifica que  $W_y$  libras del material y se coloquen en la tolva.
- Un controlador electrónico o microprocesador lee el peso presente de la tolva y su contenido, y suma  $W_y$  a este resultado.
- La válvula que controla el flujo del material y es abierta por el controlador, que revisa continuamente el peso de la tolva indicado por el deformímetro.
- Cuando se llega al peso indicado, el controlador cierra la válvula que regula el flujo del material y.

En la figura 37-32 se muestra un diagrama de bloques de este tipo de sistema de control de una mezcla por medición del peso.

### 37.13.2 Presión y momento de torsión

Como la presión es fuerza por área unitaria y el momento de torsión es fuerza por longitud del brazo de momento, las técnicas de medición de la fuerza se pueden aplicar igualmente a medir la presión y el momento de torsión. Un dispositivo típico de medición de la presión consta de un diafragma que es deformado por la presión que se aplica. El diafragma puede estar equipado con un deformímetro cuyo cambio de resistencia eléctrica se mide, amplifica y procesa para producir una señal eléctrica proporcional a la presión. Se han construido circuitos integrados especializados en una o dos unidades híbridas que contienen el diafragma, el deformímetro y el amplificador del deformímetro\*.

Para todas las aplicaciones del deformímetro se hacen las dos suposiciones que siguen:

1. La resistencia eléctrica del deformímetro es una función univaluada de la deformación. Para un intervalo de deformación limitado, esta variación es lineal. Para deformaciones mayores, se requieren correcciones no lineales. La deformación es el cambio relativo en la longitud  $\Delta L/L$ , donde  $L$  es la longitud a esfuerzo cero y  $\Delta L$  es el cambio de longitud debido al esfuerzo aplicado, que es colineal con  $L$ . La deformación es adimensional.
2. Se supone que el esfuerzo, fuerza por área unitaria, está relacionado linealmente con la deformación. Esta suposición se denomina ley de Hooke, en honor de Robert Hooke, quien en 1660 descubrió que se aplica a materiales en un intervalo limitado. La constante de proporcionalidad se llama módulo de elasticidad o módulo de Young  $E$ , y está dada por:

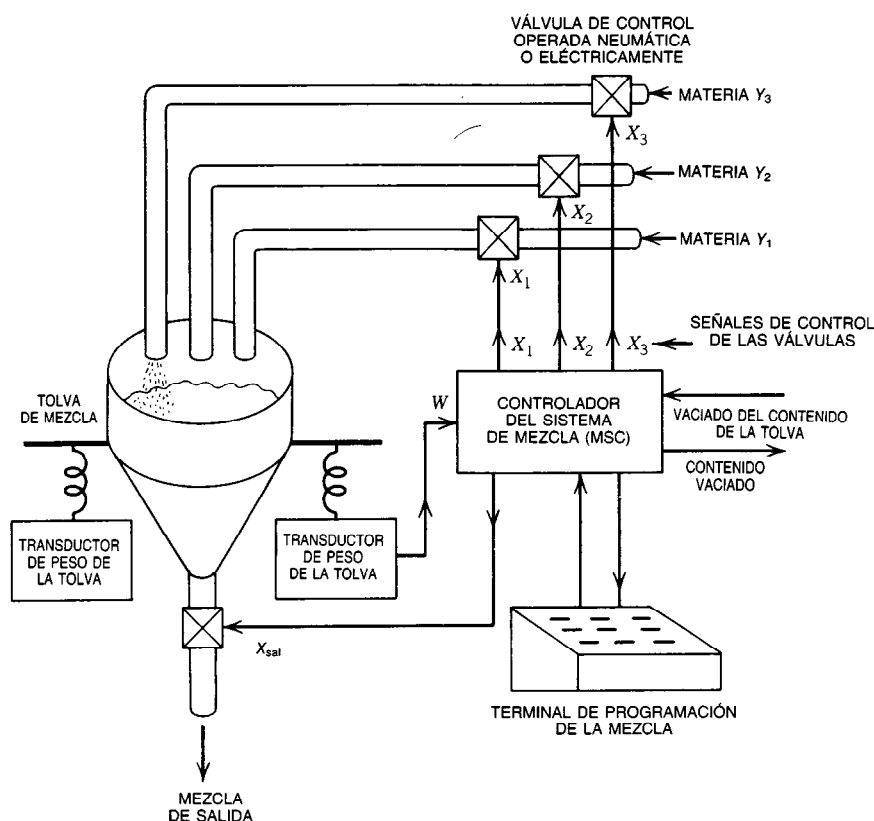
$$E = \frac{\text{extensión longitudinal}}{\text{extensión longitudinal resultante}} = \frac{\text{fuerza/área}}{\Delta L/L} = \frac{\text{esfuerzo}}{\text{deformación}}$$

Las unidades de  $E$  son fuerza por área unitaria = lb/pulg<sup>2</sup> o N/m<sup>2</sup> ( $L$  = longitud).

Cuando estas suposiciones se combinan, el resultado de la extensión longitudinal pura es:

$$\begin{aligned} \Delta \text{ Resistencia} &= K_1 \Delta \text{ deformación} = \\ (\text{deformímetro}) & \quad (\text{deformac.} = \Delta L/L) \\ &= K_2 \Delta \text{ esfuerzo} = K_3 \Delta \text{ fuerza} \\ (\text{esf.} = E \cdot \text{deformac.}) & \quad (\text{fuerza} = \text{esf.} \cdot \text{área}) \end{aligned}$$

\* National Semiconductor, LX1602G; lasca del sensor en una pastilla, acondicionador de señales en una segunda pastilla. Alimentación de 15 V; 12.5 V = escala completa, 2.5 V = 0 lb/pulg<sup>2</sup>. Este popular dispositivo tiene una escala completa de 15 lb/pulg<sup>2</sup>. Otros dispositivos, LX1600, LX1601, LX1603, LX1470A, etc., cubren una amplia gama de presiones, hasta 5 000 lb/pulg<sup>2</sup>.<sup>19</sup>



**Fig. 37-32.** Sistema de control de una operación de mezcla por medición de pesos.  $Y_1, Y_2, Y_3$  = materias primas que se combinarán en el lote;  $X_1, X_2, X_3$  = señales de control de encendido y apagado para válvulas que controlan las materias primas;  $W$  = señal proporcional al peso de la tolva más el contenido;  $X_{sal}$  = señal de control de encendido y apagado de la salida de la tolva; peso de tara = peso de la tolva antes de que se agregue un material cualquiera  $Y_n$ .  $W - \text{tara} = 0$  antes de que se agregue  $Y_n$ .  $n = 1, 2, 3$ .

#### Pasos operacionales:

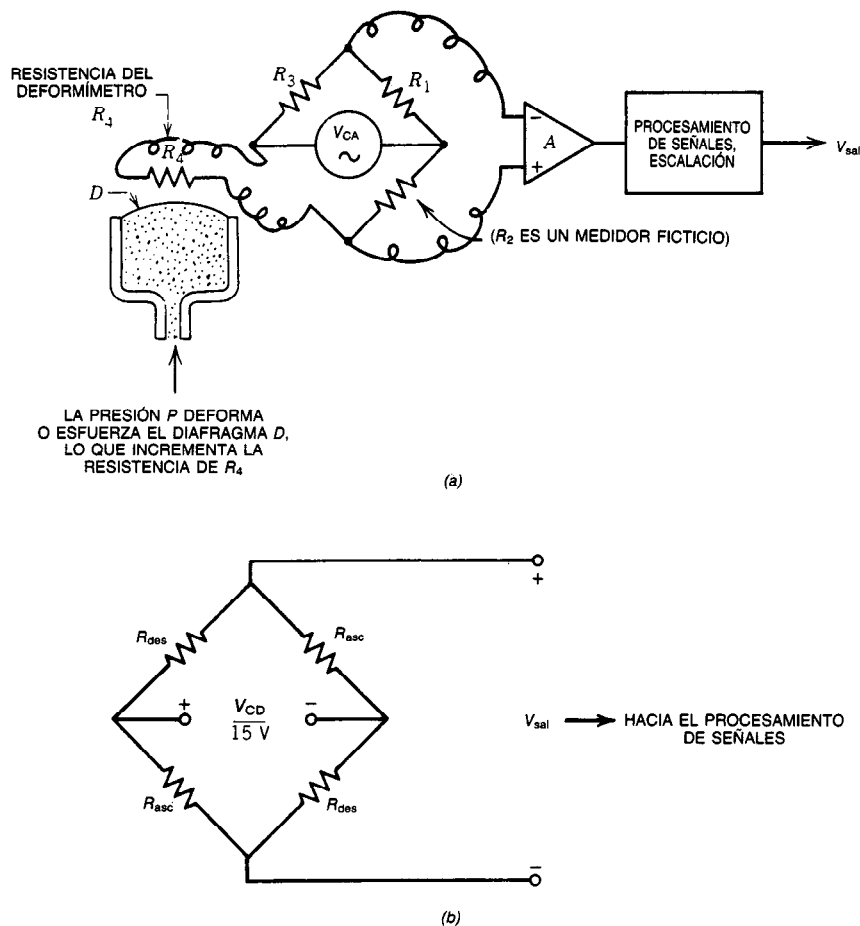
1. Se programan los pesos deseados de los materiales  $Y_1, Y_2, Y_3$ .
2. El controlador del sistema de mezcla (MSC) revisa si hay una tolva vacía, fija el peso de tara, abre la válvula del material  $Y_1$  habilitando la  $X_1$ , y monitoriza (vigila) el peso  $W$ .
3. Cuando el peso  $W$  llega a la tara más el peso  $Y_1$ , el MSC cierra la válvula  $X_1$ , vuelve a fijar el peso de tara, abre  $X_2$  y monitoriza  $W$ .
4. Cuando  $W$  aumenta en el peso deseado de  $Y_2$ , el MSC cierra  $X_2$ , vuelve a fijar el peso de tara, abre  $X_3$ , y monitoriza el peso  $W$ .
5. Cuando  $W$  aumenta en el peso deseado de  $Y_3$ , el MSC cierra  $X_3$  y entra en espera.
6. El controlador central externo ordena a  $X_{sal}$  abrir y vaciar el contenido de la tolva cuando el sistema de proceso esté listo para recibir un nuevo lote de materiales. Cuando el peso de la tolva disminuye a su valor mínimo (peso de tara mínimo), el MSC envía una señal de respuesta "contenido vaciado" al controlador del sistema central. Si el proceso de mezcla no se ha completado aún, el MSC retiene la orden de apertura de  $X_{sal}$  hasta que se complete el mezclado y después abre la válvula  $X_{sal}$ .

Las constantes  $K_1, K_2$  y  $K_3$  indican una relación lineal. El resultado es que el cambio en la resistencia de un deformímetro se relaciona linealmente con el cambio en la fuerza que provoca la deformación, si las suposiciones 1 y 2 son válidas. Para la mayor parte de los materiales existe un considerable intervalo de esfuerzo, deformación y resistencia del deformímetro para el cual es válida la suposición de linealidad. En

este intervalo lineal, un deformímetro dado es descrito por su "factor de calibración"  $F$ , que está dado por:

$$F = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L}$$

donde  $F$  = factor de calibración del deformímetro = 2.1 para la aleación de cobre y níquel



**Fig. 37-33.** a) Transductor de presión con deformímetro tipo de diafragma. Su exactitud típica es 1/2% de la escala completa, con compensación de temperatura. Este deformímetro puede fijarse directamente al diafragma o dejarse suelto y conectarse al diafragma a través de palancas. En unidades de estado sólido, el diafragma puede ser cristalino, con un piezorresistor difundido y con todos los circuitos para el procesamiento de señales contenidos en una sola pastilla (chip). Para compensar los cambios inducidos en el deformímetro  $R_4$  por la temperatura,  $R_2$  puede ser un medidor ficticio idéntico. b) Puente con cuatro deformímetros de estado sólido contenido en una sola pastilla.  $R_4$  se sustituye por una sola pastilla con cuatro resistores sensibles a la deformación.  $R_{asc}$  y  $R_{des}$  varían de forma opuesta con la deformación creciente. Este efecto se produce cambiando la orientación de los elementos en la pastilla.

$R$  = resistencia de calibración,  $\Omega$

$L$  = longitud de calibración, m

$\Delta L/L$  = deformación

En la figura 37-33 se muestra el diagrama de un sistema de medición de la presión con deformímetro de diafragma. En un deformímetro de alambre típico se utiliza un conductor con diámetro aproximado de 0.001 pulg, resistencia entre 60 y 6 000  $\Omega$  y corriente de calibración entre 10 y 100 mA, con valores comunes de 100 a 200  $\Omega$  a entre 20 y 30 mA.

Existen otros métodos para convertir el movimiento del diafragma inducido por presión en un movimiento de señales eléctricas. El diafragma puede mover las

placas de un capacitor variable, el núcleo de un transductor lineal de desplazamiento variable (LVDT), o el contacto deslizante de un potenciómetro. Globalmente, las exactitudes de estos dispositivos son del orden del 1% de la escala completa; el transductor de presión potenciométrico suele ser menos exacto (2 o 3%) y el deformimétrico más exacto (1/2%). En los transductores de presión más recientes se utilizan deformímetros de silicio de estado sólido. Éstos producen una mayor salida de voltaje que los de alambre, y tienen una sensibilidad a la deformación del orden  $10^{-6}$  m de cambio de longitud por metro, con resistencia de calibración del orden de 1 000  $\Omega^{20}$ .

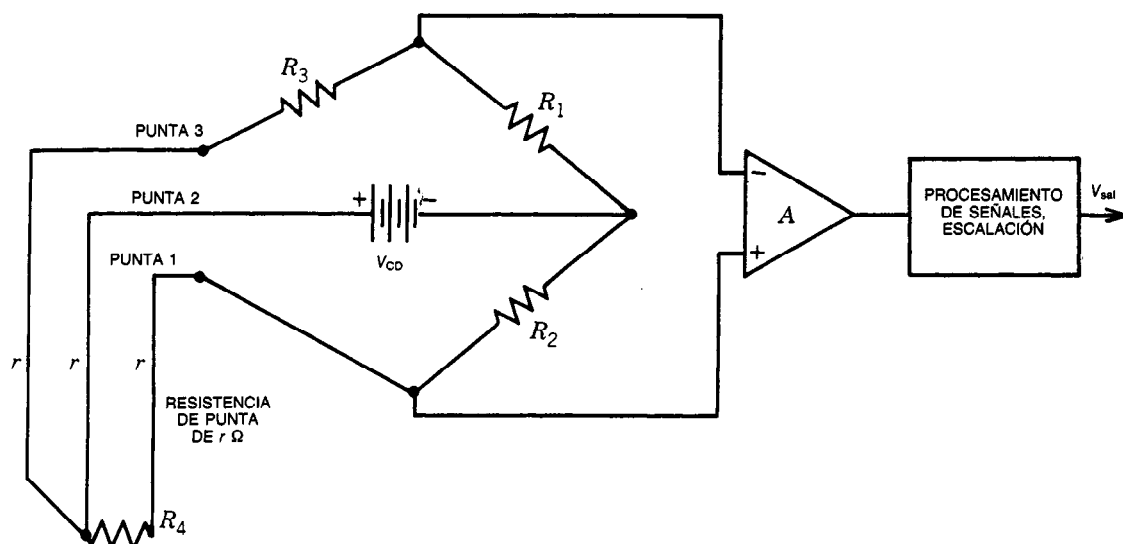


Fig. 37-34. Puente termométrico de resistencia RTD de tres puntas (RTD = resistencia dependiente de la temperatura).  $V_{sal} = K \cdot \text{temperatura de } R_4$ . La corriente de compensación de la resistencia de las puntas procedente de la fuente  $V_{CD}$  fluye hacia el nodo 2, a través de una punta hacia el RTD y después hacia  $R_3$  vía otra punta o a través de  $R_4$  y otra punta hacia el punto 1. En uno u otro caso, la corriente atraviesa dos puntas idénticas, un par de puntas en serie con  $R_3$  y un par en serie con  $R_4$ . Por tanto,  $R_3$  y  $R_4$  se incrementan en resistencias idénticas de valor  $2r$ .

Un tipo de transductor de presión en extremo común no produce una salida eléctrica proporcional continua, sino que más bien opera un interruptor cuando se llega a una presión prefijada. Estos interruptores accionados por presión suelen constar de un diafragma detector de la presión a cuyo movimiento se opone un resorte. La fuerza del resorte generalmente es ajustable, con lo cual selecciona la presión de conmutación. Cuando la presión aplicada genera una fuerza del diafragma suficiente para contrarrestar la fuerza del resorte, el diafragma se mueve y dispara el interruptor eléctrico.

Casi todos los compresores eléctricos de aire están equipados con este tipo de "interruptor regulador de la presión" que comprende todo el sistema de control de la presión. La histéresis mecánica natural de este interruptor proporciona la presión diferencial entre la presión más alta que apaga el compresor y la más baja que lo enciende. Otros interruptores de presión, como los que se utilizan en calentadores de vapor domésticos, tienen una presión o histéresis diferencial ajustable, proporcionada por otro resorte y una palanca extra (o dos).

Los sensores de presión de esta naturaleza que producen el control de encendido y apagado pueden parecer simples, pese a que un análisis exacto de un sistema que los utilice puede resultar complejo. Bajo ciertas suposiciones, tales como la disponibilidad de energía limitada y el deseo de un tiempo de respuesta del sistema mínimo, los controladores del encendido y apagado son la alternativa óptima. Aunque el avance de los microprocesadores y sensores electrónicos ha sido explosivo durante la década de 1980, no ha ocurri-

do la desaparición predicha de los sensores mecánicos y neumáticos. Las razones principales que se dan para el uso continuado de estos sensores son las siguientes:

- Costo relativamente bajo.
- Inmunidad al ruido relativamente alta.
- Buena inmunidad a vibración, impacto y sobrecarga.
- Relativa simplicidad.
- Confiabilidad probada.

### 37.13.3 Temperatura

La temperatura se puede medir mecánicamente, por medio de la dilatación diferencial de líquidos, sólidos o gases. El movimiento mecánico puede mover un apunador, disparar un interruptor u operar un transductor eléctrico. La temperatura también se puede medir eléctricamente, por medio de un dispositivo eléctrico que sea sensible a sus variaciones.

Algunos ejemplos de estos dispositivos son los termopares, que generan un voltaje; los resistores semiconductores sólidos no metálicos, denominados termistores, cuya resistencia disminuye en forma no lineal con una temperatura creciente; y los resistores de devanado de alambre, típicamente una pequeña bobina de alambre de platino delgado cuya resistencia aumenta con la temperatura. Estos dispositivos de bobina de alambre se llaman termómetros RDT (de resistencia dependiente de la temperatura) o termómetros de resistencia. El elemento de resistencia de alambre de platino suele construirse con tres puntas o terminales, dos de ellas conectadas a un extremo de la bobina y la

tercera al otro extremo. Se incluyen un termistor (que puede ser del tamaño de un guisante) con dos puntas y un termopar (que es la unión de dos metales disimilares) también con dos puntas. Como ya se dijo, un RDT suele tener tres puntas, aunque algunas veces se utilizan dos o cuatro puntas. Cuando un RDT se construye con más de dos puntas, las puntas adicionales se utilizan para compensar cualquier cambio de resistencia en las terminales, de manera que sólo la variación en la resistencia de la bobina de detección de la temperatura del RDT afecte la determinación de la temperatura. En la figura 37-34 se presenta el diagrama de un RDT de tres puntas y sus circuitos puente asociados. Con frecuencia, la temperatura se mide detectando un cambio en la presión o el volumen del gas. Muchos termostatos que se utilizan en el control de la refrigeración o de procesos operan con base en este principio. El gas o mezcla gaseosa líquidos están contenidos en un recipiente o bulbo cerrados, conectados por un tubo delgado o capilar a una cámara de expan-

sión que puede ser un diafragma movable o un fuelle metálico. Cuando la del bulbo aumenta también lo hace la del interior y éste se expande, haciendo que se mueva el diafragma o fuelle. Este movimiento mecánico se utiliza para operar un interruptor eléctrico, un transductor eléctrico variable o un dispositivo mecánico, tal como una válvula de control de fluidos. La calibración de la temperatura se puede ajustar por medio de la variación de una fuerza de resorte restrictora aplicada al fuelle o diafragma. De esta forma puede construirse un sistema de control o regulador de temperatura completo, sin que se requiera una fuente de energía u otros elementos de control. Un ejemplo es el termostato de los automóviles, que se utiliza para controlar la temperatura de operación de un motor de combustión interna enfriado por agua.

El termostato del automóvil consta de una válvula de agua mecánica, operada por temperatura, con intervalo de temperatura fijo. La válvula es operada directamente por un bulbo expansible sellado, que suele

Tabla 37-9. Resumen de transductores para la medición de la temperatura<sup>20</sup>

Dispositivo	Exactitud de lectura típica	Temperatura mínima típica	Temperatura máxima típica
Termistor <sup>a</sup> (resistor sólido no metálico)	Alta, $\pm 0.25$ °C en un intervalo limitado	-100 °C	400 °C
RTD <sup>b</sup> (resistencia dependiente de la temperatura) (bobina de alambre)	Alta, a menudo se usa como estándar; $\pm 0.1$ °C en un intervalo limitado	-264 °C	600 °C (platino) (900 °C con exactitud reducida) 400 °C (tipo T, cobre-constantano. Código de color: azul más, rojo menos)
Termopar <sup>c</sup> (dos metales distintos)	Alta, $\pm 0.3$ °C en un intervalo limitado; $\pm 1$ °C en un intervalo ampliado	-212 °C	1 000 °C (tipo K, cromel-alumel. Código de color: blanco más, rojo menos) 1 600°C (tipo R, platino, platino + 13% de rodio) Código de color: negro más, rojo menos)
Presión de vapor (bulbo sensor más fuelle mecánico, líquido + vapor)	Media, $\pm 1$ °C	-30 °C	+120 °C (dióxido de azufre)
Presión de gas (no líquido, escala lineal)	Alta, se usa como patrón estándar de calibración	-90 °C	+450 °C (nitrógeno)
Bimetálico	Baja, $\pm 1\%$ de la escala completa	-40 °C	+430 °C <sup>20</sup>

<sup>a</sup> Un termistor tiene coeficiente térmico de resistencia negativo y exhibe una resistencia no lineal con un coeficiente no constante de variación de resistencia exponencial. En un intervalo limitado  $R \cong R_0 e^{b/T}$ , donde  $R$  = resistencia,  $\Omega$ , a la temperatura absoluta  $T$  °Kelvin;  $b$  = constante, pero sólo en un intervalo de temperatura limitado; y  $R_0$  = resistencia a la temperatura de referencia,  $\Omega$ .

<sup>b</sup> Un RTD tiene coeficiente térmico positivo (como todos los "buenos conductores"). La resistencia aumenta con la temperatura conforme a  $R(t) = R_0(1 + at + bt^2 + ct^3 + \dots)$ , donde  $R_0$  = resistencia calibrada en  $t = t_0$ , comúnmente 0 °C y  $t$  = temperatura, °C. En muchos casos sólo se utiliza el primer coeficiente  $a$ . El coeficiente  $a$  se conoce como coeficiente térmico de resistencia y es 0.00392 para el platino, el elemento más común del RTD. (En Europa, en las curvas de calibración del RTD de platino se utiliza un valor de 0.00385 para  $a$ ).

<sup>c</sup> Un termopar genera un pequeño potencial por medio del efecto Seebeck (Thomas Seebeck, científico alemán, hacia 1821). Este potencial varía desde cerca de 1 mV a temperatura ambiente hasta 50 mV a 1 500 °F (816 °C) para un termopar de hierro y constantano.

contener una suspensión fluida de polvo o partículas metálicas. En termostatos más antiguos se emplean resortes bimetalicos, que se doblan o expanden con la temperatura creciente y de esta forma abren la válvula del agua, con lo que ésta puede circular por un dispositivo de enfriamiento o cambiador de calor. (A éste se le llama incorrectamente radiador. Los "radiadores" de los automóviles se enfrían por conducción y convección; el efecto de radiación real es secundario.)

En la tabla 37-9 se presenta un resumen de dispositivos de medición de la temperatura.

### 37.14 DETECCIÓN DE ERRORES

El error en un sistema de control por retroalimentación (p. ej., servomecanismo, controlador de procesos) se define como la diferencia entre la señal o estado de salida deseado y el real. Para un sistema de control de una sola entrada y una sola salida con una señal de referencia de entrada  $r(t)$  y una variable controlada de salida  $c(t)$ , el error  $e(t)$  está dado por:

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (37-46)$$

En casos simples  $r(t)$  y  $c(t)$  corresponden al mismo tipo de señal física (p. ej., ambas son neumáticas, hidráulicas, mecánicas o eléctricas). Por tanto, en estos casos es posible restar  $c(t)$  de  $r(t)$  por medio de un dispositivo neumático, hidráulico, etc., adecuado.

Los dispositivos físicos reales que producen señales de error constan comúnmente de:

La construcción real de estos dispositivos citados de detección de errores a menudo es ingeniosa, compacta y algunas veces se complica por la incorporación de dispositivos de compensación o limitantes contenidos en la unidad de detección de errores. No es raro que esta última sea inseparable de la unidad de control. Esto ocurre en especial en reguladores relativamente simples de presión, temperatura, posición o ángulo. Ejemplos de estos dispositivos son los termostatos, válvulas de flotador y reguladores de presión de gases, de diseño de una sola fase o de dos fases.

La vasta mayoría de los sistemas de control complejos requieren una conversión del tipo de señal a fin de formar una señal de error. Por ejemplo, un sistema de control de velocidades puede tener una velocidad de salida angular generada por un eje de motor en rotación. La velocidad angular del eje  $\omega$ , medida en radianes por segundo, quizá se tenga que convertir en una señal eléctrica medida en volts; es decir, relacionada con  $\omega$  por un factor de escala  $K$  que tiene las unidades de volts por radián por segundo. Para este fin suele utilizarse un tacómetro. Después se produce la señal de error aplicando una señal de comando de referencia equivalente  $r(t)$  en unidades de voltaje y restando la velocidad de salida angular del eje  $\omega$ , que también se expresa en unidades eléctricas. La señal de error que resulta se expresa en volts, mientras que la salida física es la velocidad angular del eje mecánico.

En un sistema de control complejo pueden existir muchas conversiones. Quizá las salidas neumáticas, hidráulicas, térmicas y mecánicas se tengan que convertir entre sí, en señales eléctricas, y viceversa.

Tipo de entrada de señal	Base de operación	Tipo de señal de salida
Neumática	Diafragma o fuelle diferencial	Mecánica
Neumática	Lo anterior, más válvula de chapaleta	Neumática
Hidráulica	Cilindros diferenciales	Mecánica
Hidráulica	Lo anterior, más válvula de carrete	Hidráulica
Posición mecánica	Palancas	Posición mecánica
Ángulo mecánico	Engranajes diferenciales	Ángulo mecánico
Cualquiera de las anteriores	Lo anterior, más transductor eléctrico	Eléctrica
Eléctrica	Amplificador diferencial	Eléctrica
Térmica	Dilatación térmica	Posición o ángulo mecánicos
Térmica	Lo anterior, más válvula	Neumática o bien hidráulica
Térmica	Lo anterior, más transductor eléctrico	Eléctrica
Fuerza	Equilibrio de fuerza, más válvula	Neumática o hidráulica
Fuerza	Lo anterior, más transductor eléctrico	Eléctrica

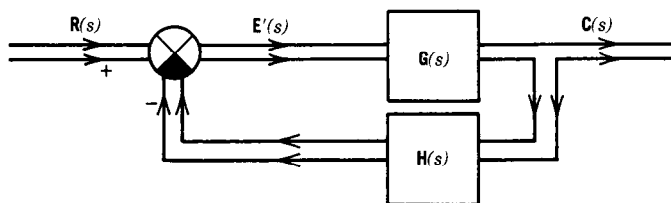
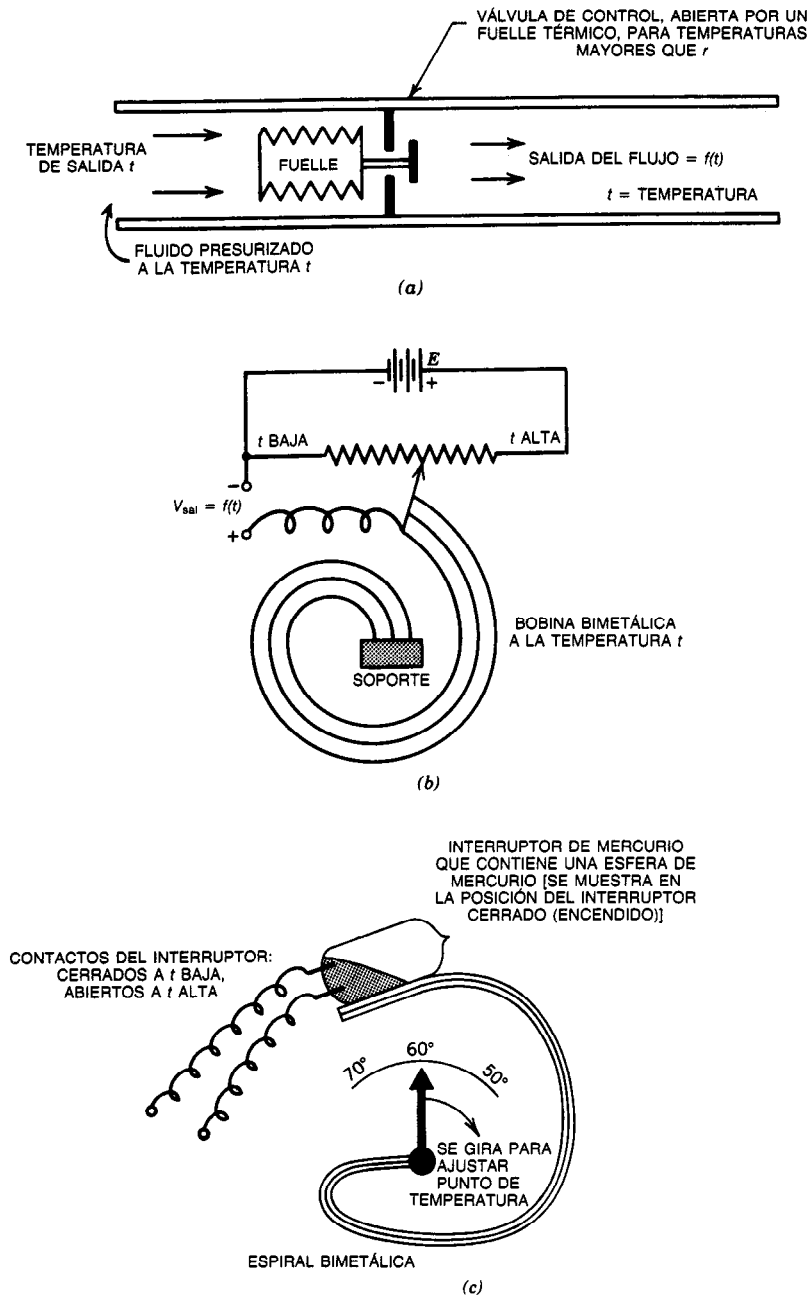
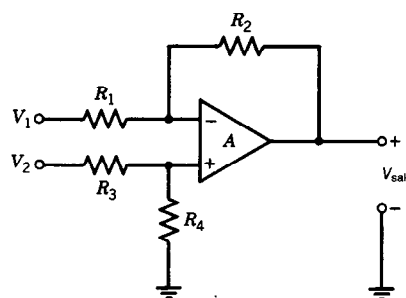


Fig. 37-35. Diagrama de bloques de un sistema de control de entradas y salidas múltiples.  $G(s)$  = matriz de transferencia de planta controlada.  $H(s)$  = matriz de transferencia de retroalimentación.  $C(s)$  = vector de salida.  $R(s)$  = vector de entrada.  $E'(s)$  = vector de error modificado.

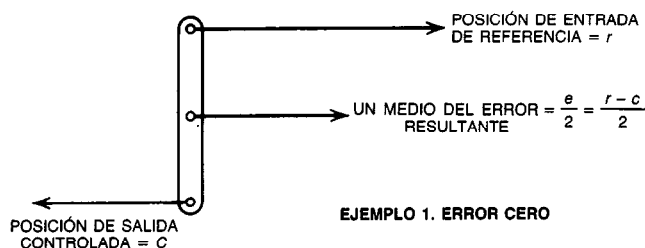




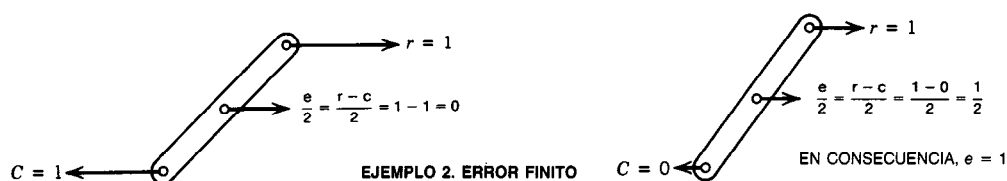
**Fig. 37-36.** Sistemas de detección de errores<sup>20</sup>. a) Error térmico, salida neumática o hidráulica (termostato de automóvil). La entrada de referencia  $r$  la fija el diseño del fuelle. La temperatura de salida  $C$  se asocia con la temperatura del fluido,  $t$  grados. El error resultante  $e = r - c$  opera la válvula. b) Error térmico, salida eléctrica continua. La entrada de referencia la fija la posición de la bobina. La temperatura de salida  $C$  se aplica a la bobina bimetalica. El error resultante  $e = r - c$  opera el potenciómetro y produce el voltaje de error  $V_{sal}$ . c) Error térmico, cierre del interruptor eléctrico (termostato doméstico). La entrada de referencia la fija la posición de la bobina. La temperatura de salida  $C$  se aplica a la bobina bimetalica. El error resultante  $e = r - c$  dilata la bobina e invierte (vuelca) el interruptor de mercurio.



(d)

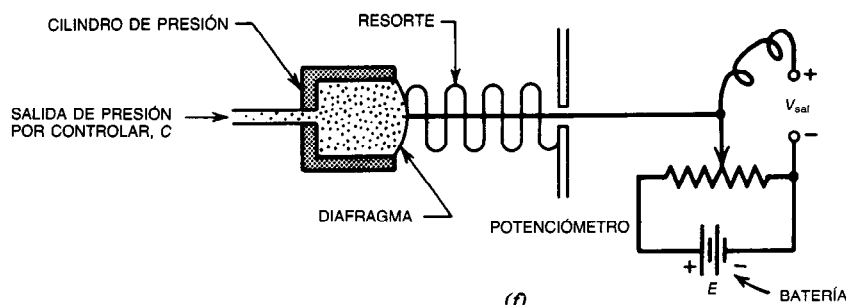


EJEMPLO 1. ERROR CERO



EJEMPLO 2. ERROR FINITO

(e)



(f)

**Fig. 37-36 (cont.).** Sistemas de detección de errores. *d*) Error eléctrico (salida y entradas eléctricas).  $A$  = amplificación operacional de entrada diferencial de alta ganancia.  $V_{sal} = R_2/R_1[V_2(1 + R_1/R_2)R_4/(R_3 + R_4) - V_1]$ . Si  $R_1 = R_2$  y  $R_3 = R_4$ , entonces  $V_{sal} = V_2 - V_1$ . La entrada de referencia  $r$  se hace igual a  $V_2$ . La salida  $C$  controlada se hace igual a  $V_1$ . El error  $e$  se hace igual a  $V_{sal}$ , lo que da por resultado  $e = r - c$ . *e*) Error mecánico/salida mecánica. *f*) Error neumático/salida eléctrica. La presión de referencia  $r$  la fija la fuerza del resorte, dividida entre el área del diafragma, presión = fuerza/área. La presión de salida  $C$  se aplica al cilindro de presión. El error resultante  $= e - r - c$  dilata (o contrae) el diafragma restringido por resorte, que ajusta un potenciómetro y produce un voltaje de salida  $V_{sal}$  proporcional al error de presión  $e$ .

La salida neumática puede producirse sustituyendo el potenciómetro por una válvula neumática. La salida conmutada eléctrica puede producirse sustituyendo el potenciómetro por un interruptor conmutador eléctrico. Los dispositivos hidráulicos operan con el mismo principio. La luz de alerta que indica la presión del aceite en un automóvil es operada por un sensor de error de presión con el diseño que se presenta (el potenciómetro se reemplaza por un interruptor conmutador de un solo contacto normalmente cerrado).

Sin embargo, siempre que se calcula un error, las dos señales que se resten deberán ser del mismo tipo físico. Después, la señal de error resultante puede convertirse a un tipo diferente para los fines de control del sistema. Siempre que se aplican estrategias de control complejas, los errores eléctricos son la elección principal debido a la simplicidad relativa de las operaciones de cálculo electrónicas en comparación con las operaciones de cálculo neumáticas, hidráulicas o mecánicas o el procesamiento de señales.

Cuando un sistema tiene entradas y salidas múltiples, a menudo se aplica un método de variables de estado, donde las señales  $\mathbf{r}(t)$  y  $\mathbf{c}(t)$  se convierten en vectores de  $n$  y  $m$  componentes, respectivamente. Sus transformadas,  $\mathbf{R}(s)$  y  $\mathbf{C}(s)$ , son:

$$\mathbf{R}(s) = \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \\ \vdots \\ R_n(s) \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}(s) = \begin{bmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \\ \vdots \\ C_m(s) \end{bmatrix} \quad (37-47)$$

En la figura 37-35 se ilustra el diagrama de bloques de este sistema multidimensional.

En el caso en que no todas las salidas pueden intervenir en la determinación del error del sistema ( $n \neq m$ ), la matriz de retroalimentación de transferencia  $\mathbf{H}(s)$  opera sobre el vector de estado de salida  $\mathbf{C}(s)$ , y la definición de error se modifica para reflejar este hecho:

$$\mathbf{E}'(s) = \mathbf{R}(s) - \mathbf{H}(s)\mathbf{C}(s) \quad (37-48)$$

donde  $\mathbf{E}'(s)$  = vector de error modificado. En el caso de un número igual de entradas y salidas ( $n = m$ ), con retroalimentación unitaria  $H(s) = I(s)$  (la matriz identidad), la ecuación 37-48 se reduce a:

$$\mathbf{E}(s) = \mathbf{R}(s) - \mathbf{C}(s)$$

donde  $\mathbf{E}(s)$  = vector de error:

$$\begin{bmatrix} E_1(s) \\ E_2(s) \\ \vdots \\ E_n(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \\ \vdots \\ R_n(s) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \\ \vdots \\ C_m(s) \end{bmatrix}, \quad n = m \quad (37-49)$$

En este caso el error es un vector de estado, con  $n$  componentes.

Para un sistema de control de la posición de satélites, las componentes del vector de error podrían ser los ángulos de inclinación longitudinal (cabeceo), inclinación transversal (balanceo) y guiñada junto con las velocidades en esas mismas direcciones. En la figura 37-36 se ilustran algunos sistemas de detección de errores. Tanto Murphy<sup>22</sup> como Cochin<sup>23</sup> presentan muchos ejemplos y dibujos de estos dispositivos.

## BIBLIOGRAFÍA

### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. D. H. Sheingold, ed., *Analog-Digital Conversion Handbook*, Analog Devices, Inc., Norwood, MA.
2. E. L. Zuch, ed., *Data Acquisition and Conversion Handbook, A Technical Guide to A/D and D/A Converters and Their Applications*, Datel-Intersil, Mansfield, MA.
3. *Technical Information for the Engineer: Motors, Motor Generators, Synchros, Resolvers, Electronics, Servos*, 10.<sup>a</sup> ed., Singer Co., Kearfott Div., Little Falls, NJ.
4. V. del Toro, *Electromechanical Devices for Energy Conversion and Control Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
5. C. P. Spaulding, *How to Use Shaft Encoders*, DATEX Corp., Monrovia, CA.
6. A. E. Fitzgerald y C. Kingsley, *Electric Machinery*, McGraw-Hill, Nueva York.
7. *Instrument and Power Servo Components, G72-0474, Instrument AC Tachometers*, Singer Co., Kearfott Div., Little Falls, NJ.
8. D. Halliday y R. Resnick, *Physics for Students of Science and Engineering*, Parte II, 2.<sup>a</sup> ed., John Wiley, N.Y.
9. *Technical Information, Air Velocity, Pitot Tubes*, Bulletin H-100, Dwyer Instrument Co., Michigan City, IN.
10. P. H. Garrett, *Analog Systems for Micro Processors and Mini Computers*, Reston, Reston, VA.
11. W. F. Durand, ed., *Aerodynamic Theory*, Vol. III, *Mechanics of Viscous Fluids, Mechanics of Compressible Fluids*, Dover, Nueva York.
12. G. R. Slemon, *Magnetoelectric Devices; Transducers, Transformers and Machines*, Wiley, Nueva York.
13. *GYROS, Platforms, Accelerometers, Technical Information for the Engineer*, 7.<sup>a</sup> ed., Singer Co., Kearfott, Div., Little Falls, NJ.
14. G. F. Franklin y J. D. Powell, *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison Wesley, Reading, MA.
15. I. Cochin, *Analysis and Design of the Gyroscope for Inertial Guidance*, Wiley, Nueva York.
16. G. R. Pitman, Jr., *Inertial Guidance*, Wiley, Nueva York.
17. C. C. Perry, *The Strain Gauge Primer*, 2.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
18. D. M. Considine, *Process Instruments and Controls Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York.
19. *Pressure Transducer Databook*, National Semiconductor, Santa Clara, CA.
20. P. J. O'Higgins, *Basic Instrumentation, Industrial Measurement*, McGraw-Hill, Nueva York.
21. *The Omega 1982 Temperature Measurement Handbook*, Omega Engineering, Stamford, CN.
22. G. J. Murphy, *Control Engineering*, Boston Technical, Cambridge, MA. (Extensa tabla de los componentes y sus funciones de transferencia.)

23. I. Cochin, *Analysis and Design of Dynamic Systems*, Harper & Row, Nueva York. (Excelentes diagramas de los componentes, válvulas, suspensión de autos y aeroplanos, y sistemas de control.)

#### LIBROS Y REVISTAS

- S. S. L. Chang, *Fundamentals Handbook of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 2, *Communication, Control, Devices and Systems*, Wiley, Nueva York.
- E. O. Doebelin, *Measurement Systems Application and Design*, 3.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York. (Excelente manual.)
- E. M. Grabbe, S. Ramo y D. E. Wooldridge, *Handbook of Automation, Computation and Control*, Vol. 3, *Systems and Components*, Wiley, Nueva York.
- B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, 4.<sup>a</sup> ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. (Buena sección sobre sensores y codificadores. Sección 4.5.)
- K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. (Un excelente tratamiento de los controladores neumáticos; buenos diagramas. Véanse las secciones 5.2 y 5.3.)
- S. M. Shinnars, *Modern Control System Theory & Application*, Addison-Wesley, Reading, MA. (Buen planteamiento general sobre los dispositivos hidráulicos. Véase la sección 3.5.)



## CAPÍTULO 38

# Modelación y simulación

**Richard G. Costello**

Cooper Union for Advancement  
of Science and Art  
Nueva York

### **38.1 Simulación por computadora analógica**

- 38.1.1 Escalación
- 38.1.2 Componentes de una computadora analógica

### **38.2 Simulación de sistemas por computadora digital**

### **38.3 Algoritmos de integración**

- 38.3.1 Algoritmo de integración de Euler
- 38.3.2 Algoritmo de integración de Euler modificado

- 38.3.3 Algoritmo predictor-corrector de cuatro puntos de Adam

- 38.3.4 Algoritmo predictor-corrector de segunda diferencia de Milne

- 38.3.5 Algoritmo predictor-corrector de cuarta diferencia de Milne

- 38.3.6 Algoritmo de integración de cuarto orden de Runge-Kutta

### **38.4 Lenguajes de simulación especializados**

### **38.5 Consideraciones sobre el problema del tiempo real**

### 38.1 SIMULACIÓN POR COMPUTADORA ANALÓGICA

La computadora analógica grande de uso general ha desaparecido de la escena de la simulación; ahora (desde finales de la década de 1960) ocupa su lugar la computadora digital. Sin embargo, los conceptos y técnicas de la simulación analógica siguen aplicándose en forma amplia en muchos dispositivos de sistemas electrónicos y de control.

La simulación analógica básica consiste en resolver una ecuación diferencial de alto orden mediante la integración repetida de una variable analógica que se iguala o relaciona con la variable real del problema. En la computadora analógica electrónica, la variable analógica suele ser el voltaje. Por ejemplo, en un problema de flujo de calor, se relacionarían unidades térmicas inglesas (Btu) con volts y Btu por segundo con volts por segundo mediante el uso de una constante de escalación elegida de manera que la magnitud de las variables del problema coincida con el voltaje disponible de la computadora analógica. Esto se denomina escalación (o normalización) de la magnitud.

#### 38.1.1 Escalación

Si el problema simulado procede muy rápida o muy lentamente, la escalación (o normalización) en el tiempo de las variables se hace necesaria. La necesidad de la escalación del tiempo proviene de una ecuación diferencial no escalada cuyos coeficientes crecen o decrecen en forma monótona en un orden de magnitud o más con un orden de diferenciación creciente o decreciente.

Algunos ejemplos de escalación de la magnitud y del tiempo son:

#### 1. Escalación de la magnitud exclusivamente (simulación mecánica)

##### Ecuación diferencial no escalada

$$2000\ddot{X} + 4000\dot{X} + 1000X = 2 \sin(3t)$$

donde  $X$  = posición, m

$\dot{X}$  = velocidad, m/s

$\ddot{X}$  = aceleración, m/s<sup>2</sup>

Se emplean los factores de escala:

$$\frac{X_s}{X} = \frac{1 \text{ V}}{1000 \text{ m}}, \quad \frac{\dot{X}_s}{\dot{X}} = \frac{1 \text{ V}}{1000 \text{ m/s}}, \quad \frac{\ddot{X}_s}{\ddot{X}} = \frac{1 \text{ V}}{1000 \text{ m/s}^2}$$

es decir, el factor de escala de la magnitud = 1/1000;  $X_s = X/1000$ ;  $X = 1000X_s$ .

##### Ecuación diferencial escalada

$$2\ddot{X}_s + 4\dot{X}_s + X_s = 2 \sin(3t)$$

donde  $X_s$  = posición escalada, V

$\dot{X}_s$  = velocidad escalada, V

$\ddot{X}_s$  = aceleración escalada, V

#### 2. Escalación del tiempo (con posterior escalación de la magnitud)

##### Ecuación diferencial no escalada

$$20\ddot{X} + 400\dot{X} + 1000X = 2 \sin(3t)$$

donde  $t$  = tiempo, s

$t_s$  = tiempo escalado, s

$n$  = factor de escala del tiempo

$\dot{X} = dX/dt$

$\ddot{X} = d^2X/dt^2$

Cambiando de la notación de punto a la notación explícita:

$$20 \frac{d}{dt} \frac{dX}{dt} + 400 \frac{dX}{dt} + 1000X = 2 \sin(3t)$$

Sea  $t = nt_s$ . Por tanto  $dt = d(nt_s) = ndt_s$ :

$$20 \frac{d}{ndt_s} \frac{dX}{ndt_s} + 400 \frac{dX}{ndt_s} + 1000X = 2 \sin(3nt_s)$$

La computadora opera con el tiempo escalado  $t_s$ . Si  $n$  es mayor de 1, se acelera la obtención de la solución; es decir:

$$20(1/n^2)(d^2X/dt_s^2) + 400(1/n)(dX/dt_s) + 1000X = 2 \sin(3nt_s)$$

Multiplicando por  $n^2$  y regresando a la notación de punto:

$$20\ddot{X} + 400n\dot{X} + 1000n^2X = n^2 2 \sin(3nt_s)$$

Se elige una  $n$  que minimice las variaciones de coeficientes; sea  $n = 1/10$ :

$$20\ddot{X} + 40\dot{X} + 10X = 0.02 \sin(0.3t_s)$$

Se divide entre 10.

##### Ecuación diferencial escalada en el tiempo

$$2\ddot{X} + 4\dot{X} + X = 0.002 \sin(0.3t_s)$$

Incrementar la función de excitación de entrada  $0.002 \sin(0.3t_s)$  en un factor de 1000 equivale a escalar la magnitud de los términos  $X$ ,  $\dot{X}$  y  $\ddot{X}$  en un factor de 1000; los resultados observados serán 1000 veces más (demasiado) grandes, y por tanto se deberá reducir a escala cada resultado en un factor de 1000 en magnitud. Este procedimiento es el que se muestra a continuación:

##### Ecuación diferencial escalada en magnitud y en tiempo

$$2\ddot{X}_s + 4\dot{X}_s + X_s = 2 \sin(0.3t_s)$$

$$\frac{\ddot{X}_s}{\ddot{X}} = \frac{1 \text{ V}}{1000 \text{ m/s}^2}, \quad \frac{\dot{X}_s}{\dot{X}} = \frac{1 \text{ V}}{1000 \text{ m/s}}, \quad \frac{X_s}{X} = \frac{1 \text{ V}}{1000 \text{ m}}$$

donde el tiempo de solución deseado  $t = nt_s = (1/10)t_s$ , y  $t_s$  es el cuadro de tiempo escalado en que la computadora opera en realidad; es decir,  $2 \sin(0.3t_s)$  puede ser proporcionado por un generador de señales de frecuencia  $2\pi f = 0.3$  o bien  $f = 0.3/2\pi$  Hz.

Para resumir lo antes expuesto, la escalación de la magnitud requiere que cada coeficiente de la ecuación diferencial homogénea se divida (multiplique) entre (por) un factor de escala  $n$ , mientras que la escalación del tiempo requiere que el coeficiente de los términos de las derivadas secuenciales se divida (multiplique) entre (por)  $1, n, n^2, \dots, n^K$ . El objetivo es una ecuación diferencial escalada que tenga todos sus coeficientes acotados por el intervalo de valores de 0.1 a 10.0.

Los límites prácticos para una simulación analógica típica con exactitud del 1% son coeficientes acotados por el intervalo de 0.01 a 100.0. Aunque se producen sin dificultad ganancias o coeficientes de 1 000 o 10 000 mediante la colocación en cascada de las ganancias de 10, el error porcentual de la simulación resultante por lo general excederá del 1% en una cantidad inaceptable.

### 38.1.2 Componentes de una computadora analógica

Las principales componentes de una computadora analógica son:

1. **Integradores sumadores de inversión.** Éstos tienen ganancias fijas típicas de 1, 2, 5 y 10, y la posibilidad de aplicación de una condición inicial (que a menudo es invertida). Por lo general se proporcionan de una a cinco entradas.
2. **Amplificadores/sumadores de inversión.** Éstos tienen asimismo ganancias fijas de 1, 2, 5 y 10. Por lo general se proporcionan de una a cinco entradas.
3. **Atenuadores sin inversión (potenciómetros).** Éstos pueden proporcionar ganancias o coeficientes de 1.00 a 0. Por lo general no se utilizan ganancias menores de 0.1 debido a problemas de resolución y de ruido. Se emplea un potenciómetro para multiplicar una función del tiempo por una constante entre cero y uno.
4. **Multiplicadores electrónicos.** Éstos hacen posible la multiplicación de dos funciones del tiempo, tales como una onda seno por una onda coseno. Si ambas funciones pueden cambiar de signo, se necesita un multiplicador de cuatro cuadrantes. Si sólo una función cambia de signo, se necesita un multiplicador de dos cuadrantes. Si ninguna función cambia de signo, se necesita un multiplicador de un solo cuadrante. En esencia, dos multiplicadores de un solo cuadrante se pueden combinar en un multiplicador de dos cuadrantes, y dos multiplicadores de dos cuadrantes se pueden combinar en un multiplicador de cuatro cuadrantes.

Las ecuaciones operacionales que describen los cuatro componentes principales de una computadora analógica se dan en la tabla 38-1.

**Integrador/sumador analógico.** Un integrador analógico se construye a partir de un amplificador operacional de alta ganancia agregando retroalimentación capacitiva. Si se requiere la estabilidad de la CD a largo plazo (salida cero para una entrada cero), se utiliza un amplificador operacional (amp op) estabilizado por cortador (o interruptor) periódico. Un amp op estabilizado por cortador periódico consta de amplificadores de CA y CD en paralelo independientes. El amplificador de CA opera en forma continua, pero la entrada del amplificador de CD se conecta periódicamente a tierra por medio de un circuito de conmutación (cortador periódico) y su salida es puesta a cero automáticamente por circuitos compensadores de desnivel de polarización. Esto ocurre cientos o miles de veces por segundo.

En las figuras 38-1 y 38-2 se ilustra el funcionamiento básico de un integrador analógico electrónico y un sumador analógico electrónico, respectivamente, sobre la base de las dos suposiciones siguientes, relativas a las operaciones de un amp op:

1. El voltaje de entrada diferencial a un amp op es cero. (Si la salida de CD máxima es 10 V y la ganancia de circuito abierto del amplificador es  $10^6$ , un valor razonable, el voltaje de entrada máximo es  $10/10^6 = 10^{-5}$  V, que es efectivamente cero.)
2. La impedancia de entrada del amp op es infinita. (Un transistor de efecto de campo puede tener una impedancia de entrada mayor de  $10^{10}$  y hasta  $10^{14} \Omega$ .)

**Multiplicador cuadrado de un cuarto.** El multiplicador cuadrado de un cuarto de un solo cuadrante, o multiplicador analógico, se basa en el siguiente desarrollo:

$$\begin{aligned}(X + Y)^2 &= X^2 + 2XY + Y^2 \\ - (X - Y)^2 &= -X^2 + 2XY - Y^2 \\ (X + Y)^2 - (X - Y)^2 &= 0 + 4XY + 0\end{aligned}$$

o bien:

$$XY = \frac{1}{4}[(X + Y)^2 - (X - Y)^2]$$

Esta forma es ventajosa, puesto que la operación de elevar al cuadrado se puede realizar por medio de la característica de voltaje y corriente de un diodo con polarización directa (fig. 38-3).

La operación de multiplicar una señal  $X$  por una señal  $Y$  se efectúa sumando  $X$  a  $Y$ , elevando al cuadrado la suma resultante, restando  $Y$  de  $X$  y elevando al cuadrado la diferencia resultante. Después se restan estos dos resultados intermedios y el resultado final se reduce a la cuarta parte. Todas estas operaciones se efectúan por medio de amplificadores operacionales, y se dispone de un multiplicador cuadrado de un cuarto como un solo paquete de circuitos integrados.

En la figura 38-4 se muestra una forma muy simplificada de circuito cuadrador; se omiten los circuitos de polarización y atenuadores.



Tabla 38-1. Componentes de una computadora analógica

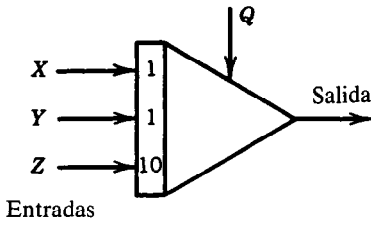
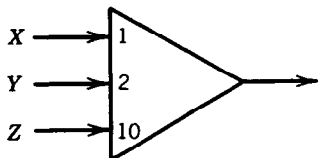
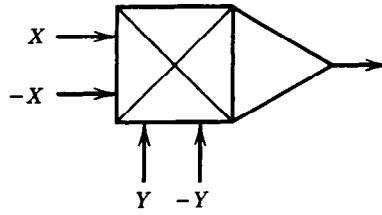
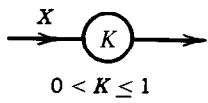
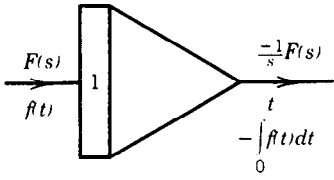
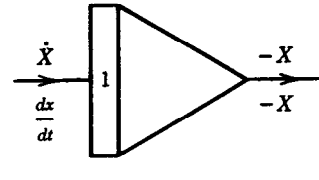
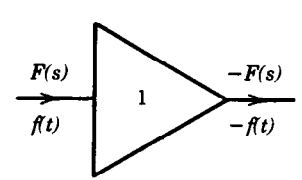
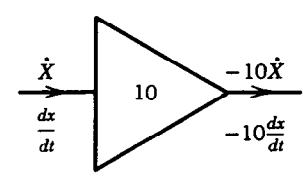
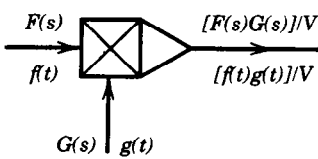
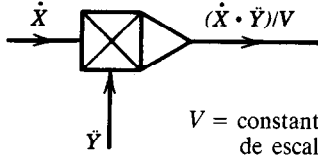
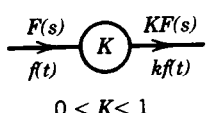
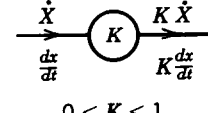
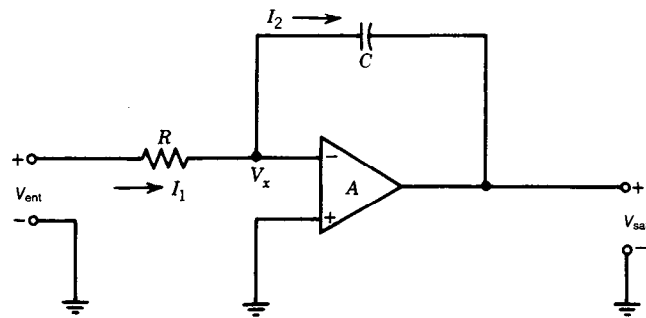
Componente	Símbolo del dispositivo general	Relación de salida
<b>Integrador</b>	<p><math>Q = \text{condición inicial}</math></p>  <p>Entradas</p>	<p><math>X, Y, Z = \text{funciones del tiempo, entradas}</math></p> <p><math>Q = \text{constante}</math></p> $-\int_0^t (X + Y + 10Z) dt - Q$
<b>Sumador</b>		$-(X + 2Y + 10Z)$
<b>Multiplicador</b>		$+ \frac{(X)(Y)}{V}$ <p><math>V = 10 \text{ para un multiplicador de } 10 \text{ volts}</math></p>
<b>Potenciómetro de coeficientes</b>	 <p><math>0 &lt; K \leq 1</math></p>	$+ (KX)$ <p><math>0 &lt; K \leq 1</math></p>

Tabla 38-1. Componentes de una computadora analógica (continuación)

Notación $F(s)/f(t)$	Notación de punto y explícita
	
	
	 <p><math>V = \text{constante de escala}</math></p>
 <p><math>0 &lt; K \leq 1</math></p>	 <p><math>0 &lt; K \leq 1</math></p>



**Fig. 38-1.** Circuito integrador analógico electrónico. A partir de la suposición 1 (véase el texto),  $V_x = 0$ . De la suposición 2,  $I_1 = I_2$ . Despejando  $I_1$  e  $I_2$  en el dominio de Laplace:

$$I_1 = \frac{V_{ent} - V_x}{R} = \frac{V_{ent}}{R}$$

$$I_2 = \frac{V_x - V_{sal}}{1/SC} = -V_{sal}SC$$

$$I_1 = I_2, \frac{V_{ent}}{R} = -V_{sal}SC$$

$$V_{sal} = \frac{-1}{RC} \left( \frac{V_{ent}}{S} \right)$$

Transformando del dominio de Laplace al dominio del tiempo mediante el par transformado de Laplace:

$$X(s) = \frac{Y(s)}{s}, \quad X(t) = \int_0^t Y(t) dt \text{ (con condiciones iniciales cero)}$$

e identificando  $X(s)$  con  $V_{sal}$  e  $Y(s)$  con  $V_{ent}$ , se tiene:

$$V_{sal}(t) = (-1/RC) \int_0^t V_{ent}(t) dt.$$

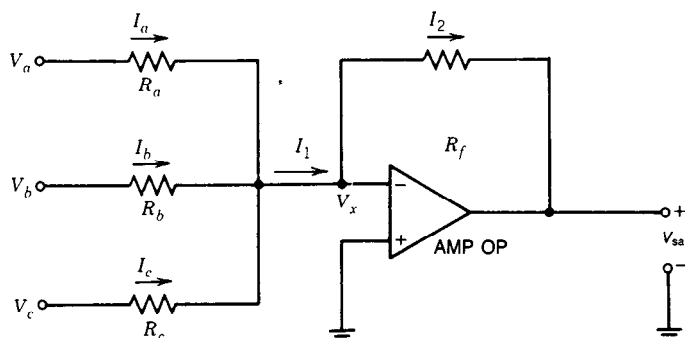
**Otros elementos de una computadora analógica.** Existe una gran variedad de elementos lineales y no lineales especializados en una computadora analógica (dichos elementos en ciertas ocasiones se han adaptado a otros usos), a saber:

1. **Limitadores ajustables o circuitos de fijación de nivel.** Estos dispositivos no lineales exhiben una ganancia constante hasta que la salida llega al nivel de fijación. En este punto, la salida se mantiene constante en relación con todas las señales de entrada mayores. Básicamente, un limitador consta de un resistor, un diodo y una fuente de voltaje para el nivel limitante.
2. **Generadores de funciones a diodo.** En estos dispositivos se utilizan circuitos de polarización, resistores ajustables y diodos para cambiar una aproximación lineal multisegmentada en una función no lineal [p. ej.,  $\sin(X)$  o  $\log(X)$ ]. En otros contextos se denominan circuitos formadores y pueden, por ejemplo, cambiar una onda de forma triangular en una senoide. Este enfoque se utiliza en muchos "generadores de funciones" contemporáneos, que básicamente son

generadores de ondas cuadradas, seguidos de un integrador analógico que produce ondas triangulares, seguido de un generador de funciones a diodo que redondea la cima de los triángulos para transformarlos en sinusoides.

3. **Comparadores e interruptores electrónicos.** Un comparador compara dos señales de entrada  $X$  e  $Y$ . Produce una salida para  $X > Y$  y otra para  $X < Y$ . Las diferentes salidas del comparador se pueden utilizar como señales de control digitales, o bien pueden controlar (interna o externamente) un interruptor electrónico analógico. Por ejemplo, el interruptor puede conectar su salida a una de las dos entradas  $A$  y  $B$  aplicadas al interruptor analógico. Se seleccionará  $A$  o  $B$  según si  $X$  es mayor o menor que  $Y$ . Por tanto, cuatro señales analógicas son entradas:  $X$  e  $Y$ , que se comparan, y  $A$  y  $B$ , que se conmutan. La señal de salida analógica individual se conmuta de  $A$  a  $B$  según varían las entradas  $X$  e  $Y$ . Como ejemplo, sea la función de transferencia:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 3s + 4}$$



**Fig. 38-2.** Sumatoria analógica electrónica. A partir de la suposición 1 (véase el texto),  $V_x = 0$ . De la suposición 2,  $I_1 = I_2$ .

$$I_1 = I_a + I_b + I_c = \frac{V_a - V_x}{R_a} + \frac{V_b - V_x}{R_b} + \frac{V_c - V_x}{R_c}$$

$$I_1 = \frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \frac{V_c}{R_c}$$

$$I_2 = \frac{V_x - V_{sal}}{R_f} = \frac{-V_{sal}}{R_f}$$

$$I_1 = I_2, \quad \frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \frac{V_c}{R_c} = \frac{-V_{sal}}{R_f}$$

$$V_{sal} = - \left( V_a \frac{R_f}{R_a} + V_b \frac{R_f}{R_b} + V_c \frac{R_f}{R_c} \right)$$

$$\text{Si } R_a = R_b = R_c = R_f, \text{ entonces } V_{sal} = \sum V_{ent} = - (V_a + V_b + V_c).$$

Multiplicando de manera cruzada:

$$C(s)(s^3 + 2s^2 + 3s + 4) = R(s)$$

Invirtiendo al dominio del tiempo:

$$\ddot{C}(t) + 2\dot{C}(t) + 3C(t) = r(t)$$

En el ejemplo 38.1 se simula una ecuación diferencial general de esta forma.

**Ejemplo 38.1.** Simulación de un sistema por computadora analógica, con notas sobre escalación de la magnitud y el tiempo y la regla de coeficientes iguales. Dado que:

$$\ddot{X} + A\dot{X} + B\dot{X} + CX = f(t)$$

donde:

$$\ddot{X} = \frac{d^2 X(t)}{dt^2}, \quad \dot{X} = \frac{dX(t)}{dt}, \quad X = \frac{dX(t)}{dt}$$

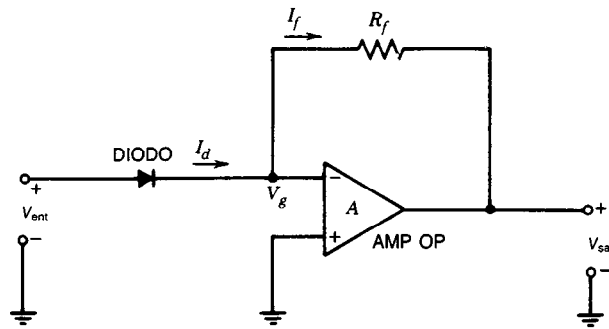
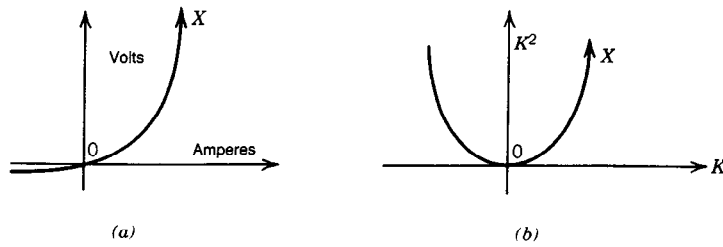
1. Despejar  $\ddot{X}$ :  $\ddot{X} = f(t) - A\dot{X} - B\dot{X} - CX$ .
2. Supóngase que se dispone de  $\ddot{X}$  integradores de inversión y amplificadores de inversión. Integrar  $\ddot{X}$  para obtener  $-\dot{X}$ ,  $-\dot{X}$  para obtener  $+\dot{X}$ , y  $+\dot{X}$  para obtener  $-X$ . Emplear estas señales para producir  $\ddot{X}$  a través de la relación del paso

1. Supóngase que  $A$ ,  $B$  y  $C$  se encuentran en 1 y 10 unidades. Cada potenciómetro que se utiliza para fijar los coeficientes constantes  $A$ ,  $B$  y  $C$  tendrá el valor  $A/10$ ,  $B/10$  y  $C/10$ , ya que la magnitud de ajuste de un potenciómetro cualquiera deberá ser menor que la unidad. La señal  $\ddot{X}$  es producida por la suma interna de las cuatro entradas que se aplican al primer integrador, multiplicadas por las ganancias del integrador respecto a cada señal. Por tanto, con referencia a la figura 38-5,  $\ddot{X}$  del paso 1 será:

$$\ddot{X} = f(t) \cdot 1 + \left( \frac{-CX}{10} \right) \cdot 10 + \left( \frac{-B\dot{X}}{10} \right) \cdot 10 + \left( \frac{-A\dot{X}}{10} \right) \cdot 10$$

Obsérvese que  $\ddot{X}$  se genera dentro del integrador 1 y no se puede apreciar. Si se deseara una observación de  $\ddot{X}$ , tendría que agregarse otro amplificador de sumatoria (antes del integrador 1), y se necesitaría un invertidor extra para contrarrestar la variación de signo que introdujo el amplificador de sumatoria agregado.

**Nota 1.** Todos los ciclos tienen un número impar de inversiones de signo (integradores + sumadores + amplificadores) con respecto



**Fig. 38-4.** Circuito cuadrador por amplificador operacional y diodo.  $V_g$  = tierra virtual  $\cong 0$  V, ya que  $V_g = |V_{sal}|/A = 10_{m\acute{a}x}/10^5 = 10^{-4}$ , para amp op típicos.  $I_d \cong I_f$  debido a la muy alta impedancia de entrada del amp op ( $10^{10}$  a  $10^{14}$   $\Omega$  para transistores de efecto de campo). En cierto intervalo, por ejemplo de 0.1 a 1.0 V,  $I_d \cong V_{ent}^2 =$  característica del diodo.  $V_0 = -I_f R_f = -I_d R_f = -V_{ent}^2 R_f$ .  $V_0 \cong -V_{ent}^2 \cdot R_f (0.1 \leq V_{ent} \leq 1.0$  V). En la práctica, se utilizan muchos diodos que comprenden un generador de funciones a diodo para obtener una respuesta de ley cuadrática exacta.

a una respuesta acotada. Existen 1, 3, 5, ...,  $2n - 1$  elementos activos en un ciclo cualquiera.

**Nota 2.** Si la entrada  $f(t)$  se duplica (con condiciones iniciales cero), también se duplica la salida  $X(t)$ . Por tanto, si el signo de  $f(t)$  se cambia por  $-f(t)$ , se puede eliminar la necesidad del último invertidor de la figura 38-5, ya que para sistemas lineales una entrada de  $K \cdot f(t)$  produce una salida de  $K \cdot X(t)$ .

**Nota 3.** Para determinar la respuesta del sistema, sólo importan las ganancias del ciclo. Las ganancias individuales que constituyen las ganancias del ciclo pueden negociarse a voluntad, siempre que se mantenga constante la ganancia total. La variación de las ganancias de la trayectoria directa no afecta la respuesta a la forma o a la frecuencia; meramente cambia la escala de magnitud, es decir, en vez de calcular  $X(t)$  se puede calcular  $KX(t)$ ;  $K$  = ganancia de la trayectoria directa extra sumada (con una ganancia  $1/K$  de compensación agregada en otra parte del ciclo).

**Nota 4.** El procedimiento de la nota 3 es la base de la escalación de la magnitud. Todos los coeficientes de una ecuación se dividen entre un solo factor constante, para obtener una ecuación escalada con coeficientes que varían de 0.1 a 10.0, si es posible.

**Nota 5.** La "regla de coeficientes iguales" permite obtener el valor máximo de  $X$ ,  $\dot{X}$  y  $\ddot{X}$ , etcétera, por estimar, por lo general dentro de un factor de dos. Por ejemplo, si  $1\ddot{X} + 2\dot{X} + 4\dot{X} + 10X = 25u(t)$  donde  $u(t)$  = escalón unitario, entonces:

$$1\ddot{X}_{m\acute{a}x} = 25; \quad \ddot{X}_{m\acute{a}x} \cong 25$$

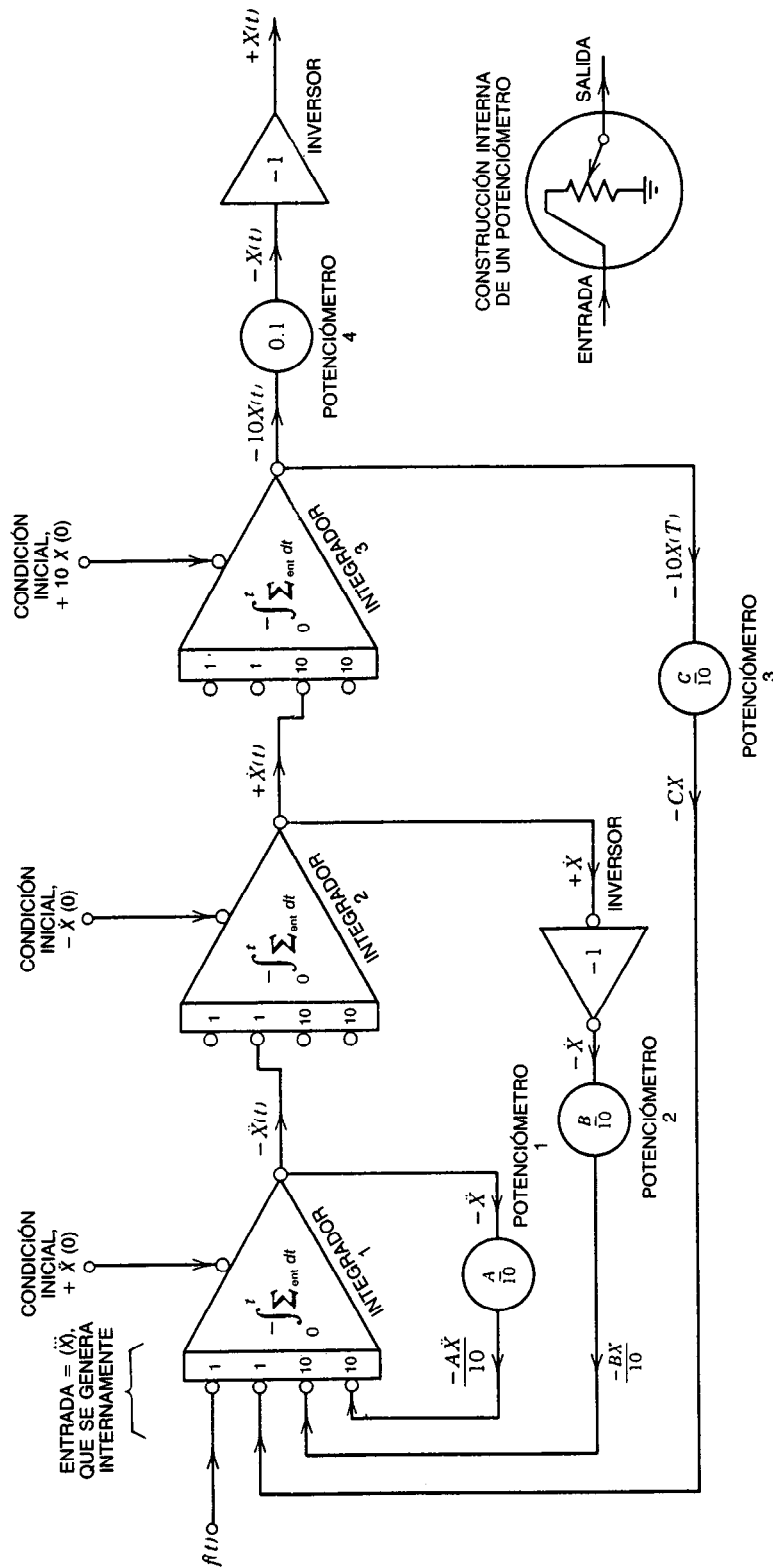
$$2\dot{X}_{m\acute{a}x} = 25; \quad \dot{X}_{m\acute{a}x} \cong 25/2 = 12.5$$

$$4X_{m\acute{a}x} = 25; \quad X_{m\acute{a}x} \cong 25/4 = 6.25$$

(Caso especial, sin derivada.)

$$10X_{m\acute{a}x} = 2 \text{ veces } 25 = 50; \quad X_{m\acute{a}x} \cong 50/10 = 5$$

Una manera fácil de recordar el caso especial ( $KX_{m\acute{a}x} = 2 \cdot$  magnitud de entrada)



**Fig. 38-5.** Circuito del ejemplo 38.1. Factores de escala:  $1 V = 1$  unidad;  $X$  escalada/ $X$  dada = 1. Tiempo real:  $t$  escalado/ $t$  dado = 1. Es un procedimiento deficiente generar  $-10\dot{X}$  y después atenuarlo a  $-CX$ . La señal más grande de lo preciso puede causar una sobrecarga innecesaria del integrador. Sin embargo, si la sobrecarga del amplificador no es un problema, este procedimiento ahorra los dos amplificadores que se requieren para generar una ganancia aparte de  $+10$ .

consiste en recordar que una respuesta escalón puede exhibir una sobrecorrección hasta dos veces mayor que el escalón de entrada (100% de sobrecorrección =  $2 \cdot$  magnitud de entrada).

**Nota 6.** Si los coeficientes de una ecuación aumentan o disminuyen en forma pronunciada (en un factor de 10, 100 o 1 000) para cada derivada de  $X$ , se requerirá escalación del tiempo. El tiempo escalado  $t_s$  será el tiempo real para la computadora analógica. Para la escalación en el tiempo, la ganancia de todos los integradores se cambia en un factor  $n$ . El tiempo del problema original  $t$  se convierte en  $n$  veces el tiempo real  $t_s$ . Si  $n > 1$ , se acelera el proceso para obtener la solución. Por ejemplo, para cierta computadora analógica escalada en el tiempo,  $n = 500$  en el modo "op-rep" (operación repetitiva). Por tanto, una respuesta observada en tiempo real en un osciloscopio podría durar 20 ms, que correspondería a  $500 \times 20 \text{ ms} = 10 \text{ s}$  en tiempo del problema no escalado. Análogamente, si  $n < 1$ , el proceso de obtención de la solución se hace más lento, pero se cumple la misma ecuación, donde tiempo del problema =  $n$  veces el tiempo real, o bien  $t = nt_s$ .

Muchos de los libros estándares sobre teoría del control lineal a nivel introductorio contienen una sección destinada a la simulación con un sistema de computación analógico. Ogata<sup>1</sup> dedica 12 páginas al tema; D'Azzo y Houpis<sup>2</sup> dedican cuatro o cinco páginas, y Kuo<sup>3</sup>, cinco a seis páginas. Libros como el de Korn y Korn<sup>4</sup>, que tratan exclusivamente el tema de las computadoras analógicas, tienden a estar varias décadas atrasados. El libro de Shannon<sup>5</sup>, que aborda diversos métodos de simulación de sistemas, es más actual, como los de Kleijnen<sup>6</sup>, Hausner<sup>7</sup>, James<sup>8</sup> y otros<sup>9-14</sup>.

### 38.2 SIMULACIÓN DE SISTEMAS POR COMPUTADORA DIGITAL

La computadora digital ha sustituido efectivamente a la computadora analógica en estudios de simulación de sistemas. Este cambio dio inicio en 1955 cuando Selfridge, que trabajaba con el lenguaje de máquina en una computadora IBM 701 en la US Naval Ordnance Test Station en Inyokern, California, publicó un informe de su trabajo sobre la simulación de sistemas<sup>15</sup>. Él propuso y aplicó los métodos básicos de la simulación por computadora digital; es decir, la aplicación de procedimientos de integración numérica para evaluar la respuesta en el tiempo de una ecuación diferencial dada.

En los lenguajes de simulación actuales se emplea el mismo enfoque. Sin embargo, son más fáciles de aplicar y pueden manejar variaciones, tales como las no linealidades y retardos con funciones integradas estándares<sup>16</sup>.

El concepto básico de la simulación digital se ilustra simulando el sistema simple de primer orden que se muestra en la figura 38-6, el cual está sujeto a una entrada de escalón unitario. El diagrama de bloques del sistema, junto con una gráfica de la entrada y de la respuesta de salida analítica exacta, se muestran también en la figura.

A partir de la figura 38-6, se tiene que:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{1/s}{1 + (1/s)a} = \frac{1}{s + a}$$

donde  $a = 1/2$ ,  $R(s) = 1/s$ :

$$C(s) = R(s) \frac{1}{s + a} = \frac{1}{s} \frac{1}{s + a} = \frac{1/a}{s} + \frac{-1/a}{s + a}$$

$$c(t) = \frac{1}{a} - \frac{1}{a} e^{-at} = \frac{1}{a} (1 - e^{-at}) = 2(1 - e^{-0.5t})$$

Los resultados de la simulación digital se compararán con el valor analítico exacto de  $C(t)$  que se obtiene de esta ecuación.

A continuación se presenta un procedimiento paso a paso para simular el sistema  $C(s)/R(s) = 1/(s + a)$  por técnicas digitales.

1. Determinar la ecuación diferencial del sistema que relaciona la salida con la entrada:

$$C(s)(s + a) = R(s)$$

$$\frac{dc(t)}{dt} + ac(t) = r(t)$$

2. Despejar la derivada de orden superior de la salida del sistema  $c(t)$ :

$$\frac{dc(t)}{dt} = r(t) - ac(t)$$

3. Sustituir un incremento discreto o valor de tiempo muestreado  $t = n\Delta T$ , donde  $\Delta T$  es el tamaño del incremento del tiempo y  $n$  es el número de incremento:

$$\frac{d}{dt} c(n\Delta T) = r(n\Delta T) - ac(n\Delta T)$$

4. La solución comienza en  $t = 0$ , o  $n = 0$ :

$$\frac{d}{dt} c(0) = r(0) - ac(0)$$

La función de entrada  $r(0)$ ,  $r(\Delta T)$ ,  $r(2\Delta T)$ , ..., está dada como  $c(0)$ , la condición inicial de la salida.

5. Despejar el siguiente valor de  $c(t) = c(\Delta T)$  integrando la derivada anterior de:

$$c(t) = (d/dt)c(0)$$

$$\int_0^{\Delta T} \frac{d}{dt} c(0) dt = \int_0^{\Delta T} dc(0) = c(\Delta T)$$

Esto no se realiza en forma analítica, sino numérica, usando uno de los muchos algoritmos de integración numérica posibles. Este paso es la esencia de la simulación en los sistemas digitales. Para sistemas de  $m$ -ésimo orden, se integra la  $m$ -ésima derivada para producir la  $(m-1)$ -ésima derivada, que se integra después para producir la  $(m-2)$ -ésima derivada; el proceso continúa hasta que se integra la primera derivada para producir la salida del sistema que se busca,  $c(n\Delta T)$ . En este ejemplo se utiliza el algoritmo de integración de Euler.

6. El algoritmo de Euler<sup>17</sup> es:

$$c[(n+1)\Delta T] = c(n\Delta T) + \Delta T \frac{d}{dt} c(n\Delta T)$$

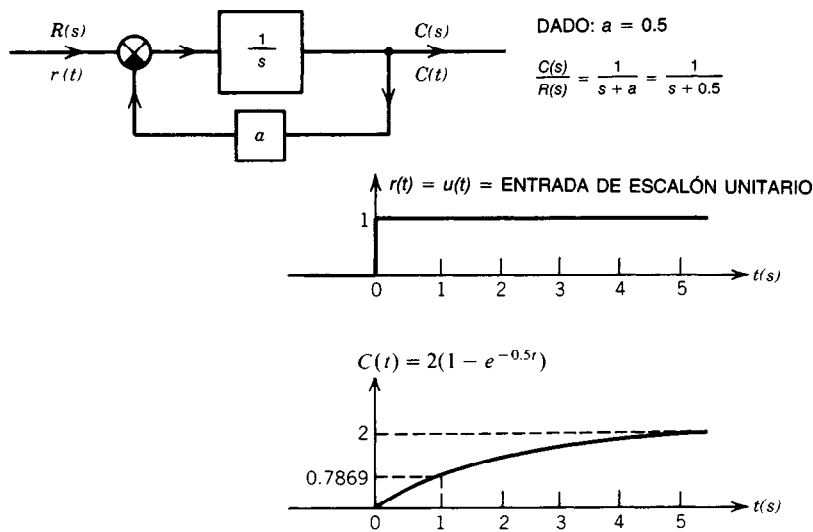
Por lo general se omite el término  $\Delta T$  del argumento, de manera que se sobreentiende que  $c(2)$  es  $c(2\Delta T)$ . Esto da por resultado:

$$c(n+1) = c(n) + \Delta T \frac{d}{dt} c(n)$$

También es común emplear variables de estado y la notación de punto para las derivadas. En este caso sólo existe una variable de estado y una derivada,  $c$  punto  $(n) = \dot{c}(n) = (d/dt)c(n)$ :

$$c(n+1) = c(n) + \Delta T \dot{c}(n)$$

7. Para ilustrar el proceso del ejemplo dado, se elige  $\Delta T$  mucho menor que la constante de tiempo del sistema de  $1/a = 1/0.5 = 2$  s (p. ej., sea  $\Delta T = 0.1$  s). Para la simulación dada,  $c(0) = 0$  y  $r(0) = r(1) = r(2) = \dots = 1 =$  incremento unitario. Así, del paso 4, se obtiene:



**Fig. 38-6.** Respuesta de escalón unitario de un sistema de primer orden. Obsérvese que en  $t = 1$  s,  $C(t) = 0.7869$ . Cuando se simula el sistema con  $\Delta t = 0.1$  s, el valor correspondiente es 0.8025, un error del 2 %; con  $\Delta t = 1$  s, el valor es 1.000, un error del 27 %. Se utiliza el algoritmo de integración de Euler, que se describe en la sección 38.3. Los errores del 2 y 27 % se calculan en las tablas 38-2 y 38-3, respectivamente.

**Entrada analítica:**

$$R(s) = \frac{1}{s}$$

**Salida analítica:**

$$C(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{s + a}$$

$$C(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{s + 0.5}$$

$$C(t) = 2(1 - e^{-0.5t})$$



**Tabla 38-2. Respuesta de escalón (transitoria) simulada digitalmente de  $C(s) = R(s)/(s + a)$  empleando el algoritmo de integración de Euler<sup>a</sup>**

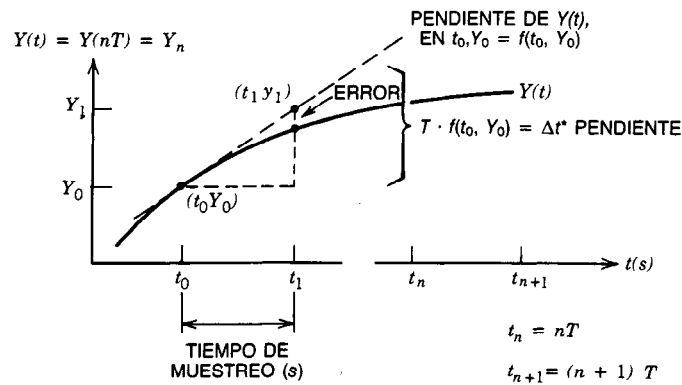
$n =$ incremento	Valor exacto $2(1 - e^{-0.5t})$	$t = n\Delta T(s)$	$r(n)$	$C(n)$	$\dot{C}(n)$	Error (%)	$C(n + 1)$
0	0.0000	0	1	0.0000	1.0000	0	0.1000
1	0.0975	0.1	1	0.1000	0.9500	2.6	0.1950
2	0.1903	0.2	1	0.1950	0.9025	—	0.2853
3	0.2785	0.3	1	0.2850	0.8574	—	0.3710
4	0.3625	0.4	1	0.3710	0.8145	—	0.4524
5	0.4424	0.5	1	0.4524	0.7738	—	0.5298
6	0.5184	0.6	1	0.5298	0.7351	—	0.6033
7	0.5906	0.7	1	0.6033	0.6983	—	0.6732
8	0.6594	0.8	1	0.6732	0.6634	—	0.7395
9	0.7247	0.9	1	0.7395	0.6302	—	0.8025
10	0.7869	1.0	1	0.8025	0.5987	2.0	0.8624
11	0.8461	1.1	1	0.8624	0.5987	—	0.9193
12	0.9024	1.2	1	0.9193	0.5688	—	0.9733
13	0.9559	1.3	1	0.9733	0.5404	—	1.0247
14	1.0068	1.4	1	1.0734	0.5133	—	1.0734
15	1.0553	1.5	1	1.0734	0.4877	—	1.1197

<sup>a</sup> Para  $a = 0.5$  y donde  $\Delta T = 0.1$  s = tamaño del incremento;  $r(n)$  = entrada del sistema = función de escalón unitario;  $c(n)$  = respuesta de salida del sistema simulada digitalmente; error = [(valor exacto - valor simulado)/valor exacto]  $\times$  100%;  $\dot{c}(n)$  = aproximación a  $(d/dt)c(n)$ ;  $\dot{c}(n) = 1 - 0.5c(n)$ ;  $c(n + 1)$  = siguiente  $c = c(n) + 0.1 \dot{c}(n)$ .

**Tabla 38-3. Respuesta de escalón (transitoria) simulada digitalmente de  $C(s) = R(s)/(s + a)$  empleando el algoritmo de integración de Euler<sup>a</sup>**

$n =$ incremento	Valor exacto $2(1 - e^{-0.5t})$	$t = n\Delta T(s)$	$r(n)$	$C(n)$	$\dot{C}(n)$	Error (%)	$C(n + 1)$
0	0.0000	0	1	0.0000	1.0000	0	1.0000
1	0.7869	1	1	1.0000	0.5000	27	1.5000
2	1.2642	2	1	1.5000	0.2500	—	1.7500
3	1.5537	3	1	1.7500	0.1250	—	1.8750
4	1.7293	4	1	1.8750	0.0625	—	1.9375
5	1.8358	5	1	1.9375	0.0313	—	1.9688
6	1.9004	6	1	1.9688	0.0156	—	1.9844
7	1.9396	7	1	1.9922	0.0078	—	1.9922

<sup>a</sup> Para  $a = 0.5$  y donde  $\Delta T = 1.0$  s = tamaño del incremento;  $r(n)$  = entrada del sistema = función de escalón unitario;  $c(n)$  = respuesta de salida del sistema simulada digitalmente; error = [(valor exacto - valor simulado)/valor exacto]  $\times$  100%;  $\dot{c}(n)$  = aproximación a  $(d/dt)c(n)$ ;  $\dot{c}(n) = 1 - 0.5c(n)$ ;  $c(n + 1)$  = siguiente  $c = c(n) + 1.0 \dot{c}(n)$ .



**Fig. 38-7. Algoritmo de integración de Euler.**

$$n = 0, \text{ y } \frac{d}{dt} c(0) = \dot{c}(0) = r(0) - ac(0)$$

$$\dot{c}(0) = 1 - 0.5(0) = 1$$

Después se integra esta derivada sustituyendo  $\dot{c}(0) = 1$  en el algoritmo de integración, para  $n = 0$ :

$$n = 0, \text{ y } c(n + 1) = c(n) + \Delta T \dot{c}(n)$$

$$c(1) = 0 + 0.1(1) = 0.1$$

Este nuevo valor de  $c(t)$  se utiliza después para calcular un nuevo valor de la derivada  $\dot{c}(t)$ , que se dio en el paso 3 y se repite aquí. El proceso se repite en forma circular, iterativa, o de ciclo cerrado.

*Derivada*

$$\dot{c}(n) = r(n) - ac(n) = 1 - 0.5c(n)$$

*Siguiente c*

$$c(n + 1) = c(n) + \Delta T \dot{c}(n) = c(n) + 0.1 \dot{c}(n)$$

Se muestra una tabla de valores calculados (tabla 38-2) para  $\Delta T = 0.1$  s.  $c(n)$  es el resultado simulado digitalmente.

Para ilustrar la importancia del tamaño del incremento, se repite la simulación digital con  $\Delta T = 1$  s. Una vez más  $c(n)$  es la secuencia de salida de respuesta de escalón (transitoria) simulada digitalmente. Para realizar este cálculo tabular, se tiene:

*Derivada*

$$\dot{c}(n) = r(n) - ac(n) = 1 - 0.5c(n)$$

*Siguiente c*

$$c(n + 1) = c(n) + \Delta T \dot{c}(n) = c(n) + 1 \cdot \dot{c}(n)$$

Los resultados se muestran en la tabla 38-3. Obsérvese que para  $\Delta T = 1$  s, el error en el incremento 1 es  $(1.0000 - 0.7869)/0.7869 = 0.27 = 27\%$ , como se muestra en el renglón 2 de la tabla 38-3, mientras que para  $\Delta T = 0.1$  s, el error en el incremento 1 es  $(1.0000 - 0.0975)/0.0975 = 0.0256 = 2.6\%$ , como se muestra en el renglón 2 de la tabla 38-2. Además, en  $t = 1$  s para  $\Delta T = 0.1$  y  $n = 10$ , el error es  $(0.8025 - 0.7869)/0.7869 = 0.0198 = 2.0\%$ . Puede ser aceptable un error del 2%, pero un error del 27% suele ser intolerable.

Esto ilustra el principal problema con la simulación digital. Para exactitudes razonables, se deben usar tamaños de incremento pequeños. Otros algoritmos de integración producen errores mucho menores a expensas de operaciones de cálculo más complicadas. Sin embargo, la ganancia en exactitud compensa sobradamente las complicaciones, ya que permite utilizar un tamaño de incremento mayor, lo que reduce el número total de operaciones aritméticas individuales para una

exactitud dada de la simulación. En la sección 38-3 se citan varios algoritmos de integración comunes. Por ejemplo, el algoritmo de Runge-Kutta de cuarto orden puede utilizar comúnmente incrementos de un tamaño 10 veces mayor que el algoritmo de Euler para una exactitud dada. Por esta razón, el algoritmo de Runge-Kutta goza de mayor preferencia.

### 38.3 ALGORITMOS DE INTEGRACIÓN

La parte medular de cualquier proceso de simulación con un sistema continuo mediante una computadora digital es el algoritmo de integración numérica. Como se vio en la sección 38.2, dicho algoritmo opera en una función especificada por un conjunto de valores numéricos muestreados para producir una aproximación de la integral de esa función. Los algoritmos que siguen se analizan en esta sección:

- Algoritmo de integración de Euler.
- Algoritmo de integración de Euler modificado.
- Algoritmo predictor-corrector de cuatro puntos de Adam.
- Algoritmo predictor-corrector de segunda diferencia de Milne.
- Algoritmo predictor-corrector de cuarta diferencia de Milne.
- Algoritmo de integración de cuarto orden de Runge-Kutta.

#### 38.3.1 Algoritmo de integración de Euler\*

El algoritmo de Euler calcula el valor aproximado de la pendiente de la función por integrar y después multiplica esta pendiente  $f(t_n, Y_n)$  por el tamaño de incremento  $T$  para obtener un incremento de la integral.

A partir de la figura 38-7, se tiene:

$$Y_1 = Y_0 + \int_{t_0}^{t_1} Y(t) dt \quad (38-1)$$

Calculando el valor aproximado de la integral por medio de:

$$(t_1 - t_0) \dot{Y}(t_0) = T f(t_0, Y_0) = T \cdot \text{pendiente} \quad (38-2)$$

$$Y_1 \cong Y_0 + T f(t_0, Y_0) = Y_0 + T \dot{Y}(t_0) = Y_0 + T \dot{Y}_0$$

En general:

$$Y_{n+1} = Y_n + T f(t_n, Y_n) = Y_n + T \dot{Y}(t_n) = Y_n + T \dot{Y}_n \quad (38-3)$$

\*R. W. Southworth y S. L. Deleew, *Digital Computation and Numerical Methods*, McGraw-Hill, Nueva York. Todos los algoritmos que se presentan fueron adaptados de este libro, con cambios en la notación. Las variables de simulación de sistemas suelen ser función del tiempo, o  $Y = f(t)$ . Southworth y Deleew consideran el problema  $Y = f(x)$ . Por tanto la variable  $x$ , su integral y sus derivados se cambiaron por  $t$ .

donde:

$$\dot{Y}(t_n) = \frac{dY(t_n)}{dt} = f(t_n, Y_n) = \text{pendiente} = \dot{Y}_n$$

$T = t_1 - t_0 = \text{tamaño del incremento, } \Delta t, \text{ s}$

$n = \text{índice de tiempo o incremento}$

### 38.3.2 Algoritmo de integración de Euler modificado

El error que produce el algoritmo de Euler se puede reducir evaluando la pendiente de  $Y(t)$  en dos puntos y promediando las dos pendientes. Si la pendiente  $dY_0/dt$  se denota por  $f(t_0, Y_0)$  y  $f(t_0, Y_0)$  se sustituye por la expresión:

$$\frac{dY_0}{dt} = \frac{f(t_0, Y_0) + f(t_1, Y_1)}{2} \quad (38-4)$$

el algoritmo resultante es:

$$Y_{n+1}^{(r+1)} = Y_n + \frac{T}{2} [f(t_n, Y_n) + f(t_{n+1}, Y_{n+1}^{(r)})] \quad (38-5)$$

donde  $f(t_n, Y_n) = dY(t)/dt$  en  $t = t_n = \text{pendiente de } Y(t)$  y  $r = \text{número de iteraciones de la ecuación 38-5 para un solo incremento de } n; \text{ el índice de iteración. De manera equivalente:}$

$$Y_{n+1}^{(r+1)} = Y_n + \frac{T}{2} [\dot{Y}_n + \dot{Y}_{n+1}^{(r)}] \quad (38-6)$$

Aunque la pendiente del algoritmo de Euler modificado de la ecuación 38-4 parece simple y directa, no lo es. La razón es que se necesita el valor de  $Y_1$  para calcular  $Y_1$ , requisito que parece imposible de cumplir. El procedimiento consiste en utilizar  $Y_0$  como  $Y_1$  o emplear el algoritmo de Euler no modificado para calcular una primera aproximación de  $Y_1$ , llamada  $Y_1^{(1)}$ . Con esta primera aproximación se puede calcular una pendiente en  $Y_1^{(1)}$ , que después se promedia con la pendiente en  $Y_0$  para obtener una nueva pendiente más exacta a través de la ecuación 38-4. Esta pendiente promediada se usa para calcular una segunda aproximación mejorada de  $Y_1$ , llamada  $Y_1^{(2)}$ , mediante el uso de la ecuación 38-5. El proceso se repite  $r$  veces, para obtener  $Y_1^{(r+1)}$ , y termina cuando ya no ocurren más cambios (al grado de exactitud deseado) en  $Y_1^{(r+1)}$ . En consecuencia, se utilizan  $(r+1)$  iteraciones para calcular un punto,  $Y_1$ . Después se calcula  $Y_2$  empleando el mismo proceso iterativo, y se continúa hasta  $Y_n$  e  $Y_{n+1}$ .

### 38.3.3 Algoritmo predictor-corrector de cuatro puntos de Adam

Este algoritmo es similar al algoritmo de Euler básico; en él se extrapolan pendientes de uso directo calculadas en puntos evaluados con anterioridad. Se utiliza una vez por cada nuevo punto.

*Predictor (se usa una vez)*

$$Y_{n+1}^{(0)} = Y_n + \frac{T}{24} (55\dot{Y}_n - 59\dot{Y}_{n-1} + 37\dot{Y}_{n-2} - 9\dot{Y}_{n-3}) \quad (38-7)$$

El valor predicho simple de  $Y_{n+1}$ , llamado  $Y_{n+1}^{(0)}$ , se corrige reiteradamente  $r+1$  veces, en forma análoga a como se hace en el algoritmo de Euler modificado que ya se analizó.

*Corrector (se usa  $r+1$  veces)*

$$Y_{n+1}^{(r+1)} = Y_n + \frac{T}{24} [9\dot{Y}_{n+1}^{(r)} + 19\dot{Y}_n - 5\dot{Y}_{n-1} + \dot{Y}_{n-2}] \quad (38-8)$$

donde  $T = \text{tamaño del incremento} = t_{n+1} - t_n$

$\dot{Y}_n = dY(t_n)/dt = f(t_n, Y_n) = \text{pendiente}$

$r = \text{número de iteraciones de la ecuación 38-8 para un solo punto } Y_{n+1}$ . Las iteraciones comienzan con la  $Y_{n+1}^{(0)}$  que se obtiene a partir de la ecuación predictora y terminan con  $Y_{n+1}^{(r+1)}$ . Si  $r = 0$ , sólo se hace una corrección y la ecuación 38-8 se utiliza solamente una vez.

**Nota histórica.** Según Scarborough<sup>18</sup>, "el método de sustitución de la derivada de una función por un polinomio y la integración de ese polinomio en un intervalo fue utilizado por J. C. Adams en 1855". De hecho, muchos de los métodos de integración numérica más populares que se aplican en la simulación por computadora datan de la década de 1800. El método de Runge-Kutta, uno de los más populares, fue generado por Runge en los años de 1894 a 1895<sup>19</sup> y fue ampliado por Kutta unos años después<sup>20</sup>.

### 38.3.4 Algoritmo predictor-corrector de segunda diferencia de Milne

En el método de Milne, creado en 1926<sup>21,22</sup>, se integra un sistema de ecuaciones mediante la extrapolación de una pendiente promedio a partir de los tres últimos valores de la pendiente,  $\frac{1}{2}(2\dot{Y}_n - \dot{Y}_{n-1} + 2\dot{Y}_{n-2})$ .  $Y_{n+1}$  se obtiene entonces a partir de  $Y_{n-3}$  agregando, en una extrapolación del tamaño de cuatro incrementos,  $4T$  veces la pendiente promedio.

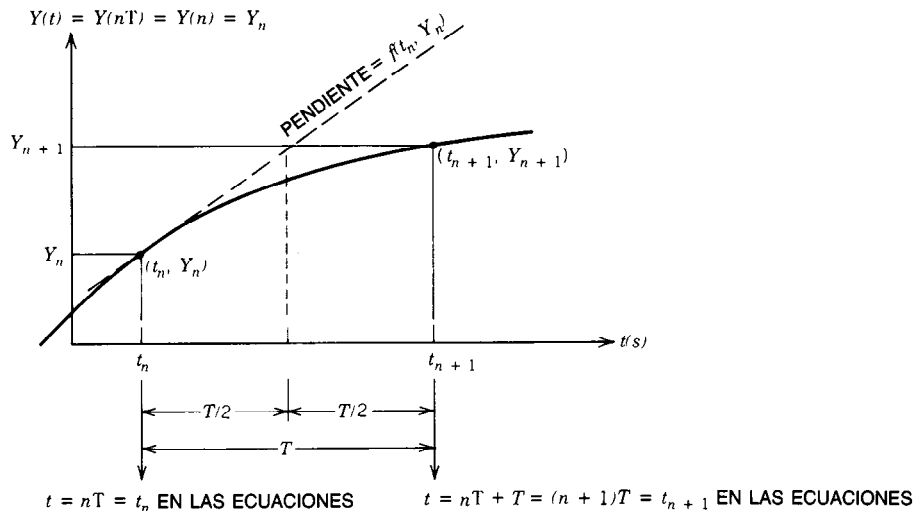
*Predictor (se usa una vez)*

$$Y_{n+1}^{(0)} = Y_{n-3} + \frac{1}{2}T(2\dot{Y}_n - \dot{Y}_{n-1} + 2\dot{Y}_{n-2}) \quad (38-9)$$

*Corrector (se usa  $r+1$  veces)*

$$Y_{n+1}^{(r+1)} = Y_{n-1} + \frac{T}{3} (\dot{Y}_{n+1}^{(r)} + 4\dot{Y}_n + \dot{Y}_{n-1}) \quad (38-10)$$

Si la ecuación correctora no se itera, sino que sólo se utiliza una vez, entonces  $r = 0$ . En la exposición del algoritmo predictor-corrector de Adam se definen los términos.



**Fig. 38-8.** Algoritmo de integración de cuarto orden de Runge-Kutta.  $(d/dt)Y(t) = Y'(t) = Y(t) = f(t, Y)$  = pendiente de la curva que se aproxima a  $Y(t)$  en el punto  $(t, Y)$ .

### 38.3.5 Algoritmo predictor-corrector de cuarta diferencia de Milne

Este método es similar al de la segunda diferencia, salvo que la pendiente se extrapola a partir de los últimos cinco valores para producir la pendiente promedio  $\frac{1}{20}(11\dot{Y}_n - 14\dot{Y}_{n-1} + 26\dot{Y}_{n-2} - 14\dot{Y}_{n-3} + 11\dot{Y}_{n-4})$ .  $Y_{n+1}$  se determina entonces a partir de  $Y_{n-5}$  agregando, en una extrapolación del tamaño de seis incrementos,  $6T$  veces la pendiente promedio. A efectos prácticos, la fracción  $6T/20$  se reduce a  $3T/10$  en la fórmula.

*Predictor (se usa una vez)*

$$Y_{n+1}^{(0)} = Y_{n-5} + \frac{3T}{10} (11\dot{Y}_n - 14\dot{Y}_{n-1} + 26\dot{Y}_{n-2} - 14\dot{Y}_{n-3} + \dot{Y}_{n-4}) \quad (38-11)$$

*Corrector (se usa  $r+1$  veces)*

$$Y_{n+1}^{(r+1)} = Y_{n-3} + \frac{2T}{45} [7\dot{Y}_{n+1}^{(r)} + 32\dot{Y}_n + 12\dot{Y}_{n-1} + 32\dot{Y}_{n-2} + 7\dot{Y}_{n-3}] \quad (38-12)$$

Si la ecuación correctora no se itera, sino que solamente se utiliza una vez, entonces  $r = 0$  (como se observó antes para la ecuación 38-10). En forma similar, en la exposición del algoritmo predictor-corrector de Adam se definen los términos. La fracción  $2T/45$  de la ecuación 38-12 es el valor reducido de  $4T/90$ , donde  $90$  es la suma de todos los coeficientes de pendiente de la ecuación correctora. Entonces se determina  $Y_{n+1}$  a partir de  $Y_{n-3}$  agregando en una extrapolación del tamaño de cuatro incrementos,  $4T$  veces la pendiente promedio.

### 38.3.6 Algoritmo de integración de cuarto orden de Runge-Kutta

El **método de Runge-Kutta** es, a diferencia de cualquiera de los métodos de predicción y corrección o la mayor parte de los otros métodos de integración numéricos, aquel en que los cálculos del primer escalón o incremento son exactamente los mismos que los de cualquier otro incremento. El método de Runge-Kutta se aplica a menudo como punto de partida para los métodos de predicción y corrección. En él se calculan cuatro pendientes en puntos determinados por el cálculo de la pendiente anterior, de manera que cada operación tiende a corregir la anterior. El incremento final de  $Y(n)$  a  $Y(n+1)$  está dado por un promedio ponderado de estas cuatro pendientes por el tamaño del incremento  $T$ . El algoritmo de Runge-Kutta es:

$$Y(n+1) = Y(n) + \frac{1}{6}(K_0 + 2K_1 + 2K_2 + K_3) \quad (38-13)$$

donde  $K_0 = Tf(t_n, Y_n)$  = pendiente en el punto inicial, por  $T$ :

$$K_1 = Tf\left(t_n + \frac{T}{2}, Y_n + \frac{K_0}{2}\right) = \text{pendiente en el punto central extrapolado, por } T \text{ veces}$$

$$K_2 = Tf\left(t_n + \frac{T}{2}, Y_n + \frac{K_1}{2}\right) = \text{pendiente en el punto central vuelto a extrapolar, por } T \text{ veces}$$

$$K_3 = Tf(t_n + T, Y_n + K_2) = \text{pendiente en el punto extremo extrapolado por } T \text{ veces}$$

En la figura 38-8 se presenta un diagrama de  $Y(t)$  en función de  $t$ .

Tabla 38-4. Cronología de los lenguajes de simulación importantes

Siglas o nombre	Significado de las siglas o nombre	Fecha aprox.	Autor(es) y afiliación	Comentarios
Sin nombre	Sin nombre	1955	R. G. Selfridge, US Naval Ordnance Test Station, Inyokern, CA	Lenguaje de máquina usado en la IBM 701; el FORTRAN no se creó sino hasta 1957
DEPI a DEPI-4	Intérprete de pseudocódigo de ecuaciones diferenciales	1958	H. F. Lesh, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA	Empleaba lenguaje de máquina y el algoritmo de integración de cuarto orden de Runge-Kutta en la máquina de punto fijo decimal Datatron 204
ASTRAL	Traductor de esquemático analógico a lenguaje algebraico	1958	M. L. Stein, J. Rose y J. B. Parker, Convair Astronautics, CA	Instrucciones de entrada compiladas que modelaban la computadora analógica en el programa FORTRAN Después el programa FORTRAN se corría del modo usual. ASTRAL también ordenaba operaciones de manera que las variables se calcularan en orden de necesidad
DAS	Simulador analógico digital	1963	R. A. Gaskil, J. W. Harris y A. L. McKnight, Martin Co., Orlando, FL	Algoritmo de integración rectangular utilizado en la IBM 7090, que se modificó (después sería el MIDAS) quedando en un algoritmo predictor-corrector de quinto orden
MIDAS	DAS modificado	1963	R. T. Harnett, F. J. Sanson y H. E. Peterson, Wright-Patterson AFB	Escrito para las IBM 7090/7094; usaba un esquema de ordenamiento similar al de ASTRAL y un algoritmo de integración mejorado (véase DAS). El programa se distribuyó en forma gratuita y se volvió muy popular en su época
PACTOLUS	El rey Midas se bañó en el río Pactolo, para quitarse la maldición de que todo lo que tocaba se convertía en oro	1964	R. D. Brennan, IBM, San José, CA	Escrito para la IBM 1620, pequeña computadora que los usuarios podían operar en forma individual, del mismo modo que la computadora analógica que se estaba reemplazando. Las grandes computadoras 7090/7094 no eran operadas por usuarios ordinarios. PACTOLUS fue precursor de DSL-90 y CSMP

Tabla 38-4. Cronología de los lenguajes de simulación importantes (continuación)

Siglas o nombre	Significado de las siglas o nombre	Fecha aprox.	Autor(es) y afiliación	Comentarios
MIMIC	Relacionado ("mímico") con MIDAS	1965	H. E. Peterson, F. J. Sanson y L. M. Warshawsky, Wright-Patterson AFB	Mejora sobre MIDAS, que cambió el algoritmo predictor-corrector de integración de quinto orden por el algoritmo de Runge-Kutta de cuarto orden de tamaño de incremento variable
DSL-90	Lenguaje de simulación digital para la IBM 7090/7094	1965	W. M. Lyn y D. G. Wyman, IBM, San José, CA	DSL-90 traduce diagramas de bloques de simulaciones de computadora analógica o ecuaciones diferenciales en una subrutina de FORTRAN IV que se compila y ejecuta con uno de cuatro algoritmos de integración. Entrada y salida libres de formato
CSMP	Programa de modelación de sistemas continuos	1967	R. D. Brennan, IBM Application Program Number 360A-CX-16X	Creado para la serie IBM 1130 e IBM 360, CSMP incorpora características de DSL-90 y PACTOLUS, y agrega la opción de interacción por consola. CSMP se utilizó a principios de la década de 1980 en máquinas capaces de aplicar FORTRAN IV. Ofrece ocho algoritmos de integración
CSSL	Lenguaje de simulación de sistemas continuos	1967	Software de simulación, Committee of Simulation Councils, Inc.	CSSL es un preprocesador que convierte la descripción del sistema por medio de ecuaciones diferenciales en un lenguaje procesal, como ALGOL, PL/I o FORTRAN IV. Es una extensión de MIMIC, que se basaba en MIDAS, que era una mejora de ASTRAL. CSSL, que suele ser una versión de FORTRAN IV, está disponible en la actualidad para la mayor parte de las computadoras principales
GPSS	Sistemas de simulación de uso general	1967	IBM Application Program Numbers 360A-CS-17X(OS) y 360A-CS-19X(DOS)	GPSS se creó para modelar transacciones discretas que se desplazan por el sistema, como piezas que se mueven a lo largo de una línea de montaje o personas que hacen fila (cola) para ser atendidas en un banco. Resuelve problemas de atención a filas (colas) mediante el uso de almacenamiento, retardo, interruptores, álgebra booleana y álgebra ordinaria

Tabla 38-5. Otros lenguajes de simulación

Siglas o nombre	Significado de las siglas o nombre	Aplicaciones y comentarios
ECAP	Programa de análisis de circuitos eléctricos	Disponible para la mayor parte de las computadoras principales. Se usa para diseñar y analizar circuitos electrónicos. Se dispone de una respuesta de estado estable y transitorio, junto con modelos no lineales y de elementos
STRESS	Dispositivo de resolución de sistemas de ingeniería estructural	Disponible para la mayor parte de las computadoras principales. Se utiliza para modelar estructuras armadas elásticas y cargadas en forma estática. Desarrollado en el MIT
STRUDL I y II	Lenguaje de diseño estructural	Perfeccionamiento de STRESS, STRUDL II maneja cargas dinámicas de sistemas discretos o continuos. STRUDL fue creado por Robert D. Logcher en los MIT Civil Engineering Systems Labs en 1968
COGO	Geometría de coordenadas	Disponible para la mayor parte de las computadoras. Lo utilizan investigadores para producir mapas y evaluar áreas de propiedad
SAAM/27	Simulación, análisis y modelación	Disponible para la mayor parte de las computadoras. Creado por National Institutes of Health y utilizado para la simulación biomédica, SAAM se está promoviendo para todas las aplicaciones de simulación
DYNAMO	Modelos dinámicos	Creado por Jay Forrester y Alexander Pugh en el MIT para modelar la producción económica y la dinámica mundial. Se usa un conjunto de símbolos único, pero que básicamente describen coeficientes e índices de acoplamiento que se integran
SIMSCRIPT II.5		Extensión de GPSS. Maneja simulaciones de filas de espera (colas) y planificación. Disponible para la mayor parte de las computadoras principales. En SIMSCRIPT, el sistema es descrito por "entidades" que tienen "atributos" que interactúan con actividades descritas por "rutinas de eventos"

#### 38.4 LENGUAJES DE SIMULACIÓN ESPECIALIZADOS

Los lenguajes de simulación especializados se crearon para que un individuo interesado en la simulación de un sistema complejo grande no necesitara invertir meses escribiendo y depurando un programa de simulación único.

El ingrediente principal de un lenguaje de simulación es un algoritmo de integración, que se puede aplicar en forma secuencial, igual que se aplica un integrador de computadora analógica, para resolver una ecuación diferencial. Los lenguajes de simulación suelen tener instrucciones de entrada y salida simplificadas, libres de los requisitos de formato del lenguaje procesal subyacente, que con frecuencia es el FORTRAN. Muchos de los lenguajes de simulación comunes se crearon como un compilador o preprocesador que produciría un programa en lenguaje FORTRAN como sa-

lida. El usuario especificaría un diagrama de bloques en términos de interconexiones y funciones de transferencia. En forma alternativa, el usuario especificaría las ecuaciones diferenciales que describen el sistema. Estas especificaciones serían la entrada al lenguaje de simulación, que después produciría un programa FORTRAN que se ejecutaría en la forma usual. Desde luego, había muchos otros pequeños detalles que el usuario tenía que especificar, como el incremento de tiempo del proceso de integración, qué algoritmo de integración emplear si existiera una alternativa, qué variables imprimir y si se debía ordenar la secuencia de operaciones de cálculo.

La tabla 38-4 contiene un muestreo cronológico de lenguajes de simulación. Obsérvese que cada lenguaje se construyó y evolucionó de uno anterior. En la tabla 38-5 se presenta una lista de varios lenguajes de simulación especializados que se utilizan en electrónica, ingeniería civil, economía y teoría de las filas (colas).

### 38.5 CONSIDERACIONES SOBRE EL PROBLEMA DEL TIEMPO REAL

Muchos problemas de simulación se pueden resolver en la computadora, donde los resultados son una lista de valores numéricos que se puede examinar o graficar. En un caso de éstos no importaría si se necesitaran 10 minutos para calcular 10 segundos de datos de una respuesta simulada. Por otra parte, considérese el caso de un simulador para la capacitación de pilotos. En este caso el simulador resuelve las ecuaciones diferenciales en tiempo real y describe el comportamiento de un avión de propulsión a chorro en respuesta a las diversas entradas de control del piloto. Las salidas del simulador se visualizan en medidores, tableros de lectura y la visión de un aeropuerto o ventana simulados. En este caso la simulación deberá responder en tiempo real, de manera que el piloto pueda apreciar los resultados de sus acciones de control ahora, no 10 minutos después. La computadora digital debe poder calcular 10 segundos de datos de respuesta simulada en 10 segundos o menos. Si el tiempo de muestreo es 1/100 de segundo y si deben ejecutarse 1 000 líneas de código que requieren un promedio de 10 operaciones para calcular cada punto, entonces se necesita un millón de operaciones para obtener un segundo de datos. Sin embargo, todo el tiempo disponible no se puede destinar a operaciones. El proceso de visualización en pantalla, con su conversión de digital a analógico, requiere una cantidad de tiempo significativa, al igual que el muestreo de las entradas del piloto. El resultado neto es que se deberán realizar un millón de operaciones en la computadora en fracciones de segundo, si es que se desea desplegar un segundo de datos en un segundo de tiempo real. Esto requiere una computadora veloz con dispositivos de entrada y salida veloces, equipada con un llamado reloj de tiempo real. Este reloj sincroniza la salida de la computadora con el tiempo real en centésimas de segundo en el caso del ejemplo que se considera. En general, una simulación en tiempo real es mucho más complicada que una simulación ordinaria que no es de tiempo real. En el caso que se analiza, la simulación de tiempo real requiere dispositivos de entrada y salida especializados y una computadora capaz de ejecutar varios millones de operaciones de punto flotante por segundo. Stephenson<sup>15</sup> y Kochenburger<sup>23</sup> abordan este problema.

### BIBLIOGRAFÍA

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
2. J. D'Azzo y C. Houpis, *Linear Control System Analysis and Design, Conventional and Modern*, 2.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
3. B. Kuo, *Automatic Control Systems*, 4.<sup>a</sup> ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
4. G. Korn y T. Korn, *Electronic Analog Computers*, McGraw-Hill, Nueva York.

5. R. Shannon, *Systems Simulation: The Art and Science*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
6. J. Kleijnen, *Statistical Techniques in Simulation*, Marcel Dekker, Nueva York.
7. A. Hausner, *Analog and Analog/Hybrid Computer Programming*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
8. M. L. James, G. M. Smith y J. C. Wolford, *Analog Computer Simulation of Engineering Systems*, Intext, Scranton, NJ.
9. J. E. Stice y B. S. Swanson, *Electronic Analog Computer Primer*, Blaisdell, Waltham, MA.
10. G. A. Bekey y W. J. Karplus, *Hybrid Computation*, Wiley, Nueva York.
11. R. C. Weyrick, *Fundamentals of Analog Computers*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
12. A. S. Jackson, *Analog Computation*, McGraw-Hill, Nueva York.
13. A. Durling, *Computational Techniques: Analog, Digital and Hybrid Systems*, Intext, Nueva York.
14. W. J. Karplus, *Analog Simulation: Solution of Field Problems*, McGraw-Hill, Nueva York.
15. R. E. Stephenson, *Computer Simulation for Engineers*, Harcourt Brace Jovanovich, Nueva York.
16. A. M. Law y W. D. Kelton, *Simulation Modeling and Analysis*, McGraw-Hill, Nueva York.
17. W. E. Grove, *Brief Numerical Methods*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
18. J. B. Scarborough, *Numerical Mathematical Analysis*, 2.<sup>a</sup> ed., Johns Hopkins, Baltimore, MD.
19. C. Runge, *Mathematische Annalen* 46, citado por Scarborough<sup>18</sup>.
20. W. Kutta, *Zeitschrift Math. Phys.* 46, citado por Scarborough<sup>18</sup>.
21. W. E. Milne, "Numerical Integration of Ordinary Differential Equations", *Am. Math. Mon.* 33:455-460.
22. A. A. Bennett, W. E. Milne y H. Bateman, *Numerical Integration Differential Equations*, Dover, Nueva York.
23. R. J. Kochenburger, *Computer Simulation of Dynamic Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

#### LIBROS Y REVISTAS

- I. A. Dodes, *Numerical Analysis for Computer Science*, Elsevier North-Holland, Nueva York.
- R. M. Glorioso y F. C. C. Osorio, *Engineering Intelligent Systems*, Digital, Bedford, MA. (Libro de amplio espectro; principalmente presenta una colección de modelos y métodos de modelación adecuados para la simulación o solución por computadora. Comprende sistemas de control adaptativos, robótica, confiabilidad, autómatas estocásticos y reconocimiento de patrones.)
- R. W. Southworth y S. L. Deleeuw, *Digital Computation and Numerical Methods*, McGraw-Hill, Nueva York.



181  
182  
183  
184  
185  
186  
187  
188  
189  
190  
191  
192  
193  
194  
195  
196  
197  
198  
199  
200  
201  
202  
203  
204  
205  
206  
207  
208  
209  
210  
211  
212  
213  
214  
215  
216  
217  
218  
219  
220  
221  
222  
223  
224  
225  
226  
227  
228  
229  
230  
231  
232  
233  
234  
235  
236  
237  
238  
239  
240  
241  
242  
243  
244  
245  
246  
247  
248  
249  
250  
251  
252  
253  
254  
255  
256  
257  
258  
259  
260  
261  
262  
263  
264  
265  
266  
267  
268  
269  
270  
271  
272  
273  
274  
275  
276  
277  
278  
279  
280  
281  
282  
283  
284  
285  
286  
287  
288  
289  
290  
291  
292  
293  
294  
295  
296  
297  
298  
299  
300  
301  
302  
303  
304  
305  
306  
307  
308  
309  
310  
311  
312  
313  
314  
315  
316  
317  
318  
319  
320  
321  
322  
323  
324  
325  
326  
327  
328  
329  
330  
331  
332  
333  
334  
335  
336  
337  
338  
339  
340  
341  
342  
343  
344  
345  
346  
347  
348  
349  
350  
351  
352  
353  
354  
355  
356  
357  
358  
359  
360  
361  
362  
363  
364  
365  
366  
367  
368  
369  
370  
371  
372  
373  
374  
375  
376  
377  
378  
379  
380  
381  
382  
383  
384  
385  
386  
387  
388  
389  
390  
391  
392  
393  
394  
395  
396  
397  
398  
399  
400  
401  
402  
403  
404  
405  
406  
407  
408  
409  
410  
411  
412  
413  
414  
415  
416  
417  
418  
419  
420  
421  
422  
423  
424  
425  
426  
427  
428  
429  
430  
431  
432  
433  
434  
435  
436  
437  
438  
439  
440  
441  
442  
443  
444  
445  
446  
447  
448  
449  
450  
451  
452  
453  
454  
455  
456  
457  
458  
459  
460  
461  
462  
463  
464  
465  
466  
467  
468  
469  
470  
471  
472  
473  
474  
475  
476  
477  
478  
479  
480  
481  
482  
483  
484  
485  
486  
487  
488  
489  
490  
491  
492  
493  
494  
495  
496  
497  
498  
499  
500  
501  
502  
503  
504  
505  
506  
507  
508  
509  
510  
511  
512  
513  
514  
515  
516  
517  
518  
519  
520  
521  
522  
523  
524  
525  
526  
527  
528  
529  
530  
531  
532  
533  
534  
535  
536  
537  
538  
539  
540  
541  
542  
543  
544  
545  
546  
547  
548  
549  
550  
551  
552  
553  
554  
555  
556  
557  
558  
559  
560  
561  
562  
563  
564  
565  
566  
567  
568  
569  
570  
571  
572  
573  
574  
575  
576  
577  
578  
579  
580  
581  
582  
583  
584  
585  
586  
587  
588  
589  
590  
591  
592  
593  
594  
595  
596  
597  
598  
599  
600  
601  
602  
603  
604  
605  
606  
607  
608  
609  
610  
611  
612  
613  
614  
615  
616  
617  
618  
619  
620  
621  
622  
623  
624  
625  
626  
627  
628  
629  
630  
631  
632  
633  
634  
635  
636  
637  
638  
639  
640  
641  
642  
643  
644  
645  
646  
647  
648  
649  
650  
651  
652  
653  
654  
655  
656  
657  
658  
659  
660  
661  
662  
663  
664  
665  
666  
667  
668  
669  
670  
671  
672  
673  
674  
675  
676  
677  
678  
679  
680  
681  
682  
683  
684  
685  
686  
687  
688  
689  
690  
691  
692  
693  
694  
695  
696  
697  
698  
699  
700  
701  
702  
703  
704  
705  
706  
707  
708  
709  
710  
711  
712  
713  
714  
715  
716  
717  
718  
719  
720  
721  
722  
723  
724  
725  
726  
727  
728  
729  
730  
731  
732  
733  
734  
735  
736  
737  
738  
739  
740  
741  
742  
743  
744  
745  
746  
747  
748  
749  
750  
751  
752  
753  
754  
755  
756  
757  
758  
759  
760  
761  
762  
763  
764  
765  
766  
767  
768  
769  
770  
771  
772  
773  
774  
775  
776  
777  
778  
779  
780  
781  
782  
783  
784  
785  
786  
787  
788  
789  
790  
791  
792  
793  
794  
795  
796  
797  
798  
799  
800  
801  
802  
803  
804  
805  
806  
807  
808  
809  
810  
811  
812  
813  
814  
815  
816  
817  
818  
819  
820  
821  
822  
823  
824  
825  
826  
827  
828  
829  
830  
831  
832  
833  
834  
835  
836  
837  
838  
839  
840  
841  
842  
843  
844  
845  
846  
847  
848  
849  
850  
851  
852  
853  
854  
855  
856  
857  
858  
859  
860  
861  
862  
863  
864  
865  
866  
867  
868  
869  
870  
871  
872  
873  
874  
875  
876  
877  
878  
879  
880  
881  
882  
883  
884  
885  
886  
887  
888  
889  
890  
891  
892  
893  
894  
895  
896  
897  
898  
899  
900  
901  
902  
903  
904  
905  
906  
907  
908  
909  
910  
911  
912  
913  
914  
915  
916  
917  
918  
919  
920  
921  
922  
923  
924  
925  
926  
927  
928  
929  
930  
931  
932  
933  
934  
935  
936  
937  
938  
939  
940  
941  
942  
943  
944  
945  
946  
947  
948  
949  
950  
951  
952  
953  
954  
955  
956  
957  
958  
959  
960  
961  
962  
963  
964  
965  
966  
967  
968  
969  
970  
971  
972  
973  
974  
975  
976  
977  
978  
979  
980  
981  
982  
983  
984  
985  
986  
987  
988  
989  
990  
991  
992  
993  
994  
995  
996  
997  
998  
999  
1000

## CAPÍTULO 39

# Confiabilidad

**Amrit L. Goel**

Syracuse University  
Syracuse, Nueva York

**Joseph J. Naresky (fallecido)**

Rome Air Development Center  
Griffiths Air Force Base  
Rome, Nueva York

- 39.1 Introducción**
- 39.2 Conceptos y definiciones básicos**
  - 39.2.1 Curva de bañera
  - 39.2.2 Términos y conceptos importantes
- 39.3 Distribuciones de probabilidad que se utilizan en los modelos de confiabilidad**
  - 39.3.1 Distribución binomial
  - 39.3.2 Distribución de Poisson
  - 39.3.3 Distribución normal (o gaussiana)
  - 39.3.4 Distribución lognormal
  - 39.3.5 Distribución exponencial
  - 39.3.6 Distribución gamma
  - 39.3.7 Distribución de Weibull
- 39.4 Sistemas no reparables**
  - 39.4.1 Sistemas en serie
  - 39.4.2 Sistemas en paralelo
  - 39.4.3 Comparación de sistemas en serie y en paralelo
  - 39.4.4 Sistemas  $k$  de  $n$
  - 39.4.5 Sistemas en serie-paralelo
  - 39.4.6 Sistemas en paralelo-serie
  - 39.4.7 Redundancia de reserva con conmutación perfecta
  - 39.4.8 Mejora de la confiabilidad
- 39.5 Sistemas reparables**
  - 39.5.1 Procesos estocásticos
  - 39.5.2 Conservabilidad del sistema
  - 39.5.3 Disponibilidad del sistema
  - 39.5.4 Sistema de una unidad
  - 39.5.5 Sistema de reserva de dos unidades
  - 39.5.6 Sistema en paralelo de dos unidades
  - 39.5.7 Sistema de reserva con reparación en paralelo
  - 39.5.8 Dos componentes en serie y una instalación de reparación
  - 39.5.9  $n$  componentes en serie y una instalación de reparación
  - 39.5.10 Dos componentes en serie y dos instalaciones de reparación
  - 39.5.11  $n$  componentes en serie y  $n$  instalaciones de reparación
- 39.6 Estimación de la confiabilidad**
  - 39.6.1 Términos relevantes
  - 39.6.2 Método de máxima probabilidad
  - 39.6.3 Método de coincidencia de momentos
  - 39.6.4 Método de mínimos cuadrados
  - 39.6.5 Graficado en papel probabilidad
  - 39.6.6 Pruebas de bondad de ajuste
- 39.7 Confiabilidad del software**
- 39.8 Ingeniería de confiabilidad**
  - 39.8.1 Especificación de la confiabilidad
  - 39.8.2 Distribución o asignación de la confiabilidad
  - 39.8.3 Predicción de confiabilidad
  - 39.8.4 Análisis del modo de falla y sus efectos

### 39.1 INTRODUCCIÓN

Un atributo importante de una unidad o sistema es el grado hasta el cual se puede confiar en que realice la función para la que fue diseñado. Una medida cuantificable de uso común de este atributo recibe el nombre de confiabilidad. Los grandes avances tecnológicos en décadas recientes han llevado al desarrollo y proliferación de equipo y dispositivos cada vez más complejos. Esto, a su vez, ha propiciado un mayor interés en la medición, predicción y mejora de la confiabilidad del equipo. Los servicios militares, debido a que tienen los sistemas más complejos y los problemas más agudos, han proporcionado el incentivo para la creación de la disciplina de la ingeniería de confiabilidad. Su participación fue decisiva en el desarrollo de modelos matemáticos para técnicas de confiabilidad y diseño que permitieran la especificación, predicción y medición cuantitativas de la confiabilidad.

En este capítulo se describen conceptos básicos y detalles relevantes relacionados con el término "confiabilidad". Su objetivo es proporcionar información teórica y práctica suficiente para la mayoría de los lectores. Se presentan referencias bibliográficas para aquellos que deseen conocer más detalles o que traten con problemas complejos.

En las referencias 1 a 4 se explican detalles acerca de los conceptos básicos en el campo de la confiabilidad. En la cita 5 se cubren de manera adecuada las distribuciones de probabilidad, y sus aplicaciones se ilustran en la referencia 6. Los detalles sobre modelos y cálculos de sistemas no reparables y reparables se dan en las referencias 1, 2, 7 y 8. En la cita 4 se analiza ampliamente la estimación de confiabilidad, mientras que en las referencias 6, 9 y 10 se dan ejemplos de análisis de datos de confiabilidad. Los temas relativamente nuevos de confiabilidad de software y confiabilidad de hardware y software se abarcan en las referencias 11 a 13. La ingeniería de confiabilidad se cubre en forma integral en la cita 6; algunos documentos militares relevantes son las referencias 14 a 16. En las referencias 17 a 19 se explican los adelantos más recientes. En las referencias 19 y 20 se pueden encontrar detalles de los aspectos bayesianos acerca del cálculo de la confiabilidad no comprendidos en este capítulo.

### 39.2 CONCEPTOS Y DEFINICIONES BÁSICOS

Para realizar su función, un dispositivo debe poseer ciertas propiedades. Una desviación respecto a estas propiedades se conoce como *anomalía*; la manifestación de una anomalía se llama *falla* (o fallo). No todas las anomalías tienen la misma importancia; pero para los fines de este estudio se considera que todas las fallas son aproximadamente de la misma importancia. Como una falla puede originarse por diversas anomalías, el tiempo necesario para que ocurra la falla es una variable aleatoria  $T$ . Relacionadas con  $T$  están la función densidad de probabilidad (pdf)  $f(t)$  y la función distribución acumulativa (cdf)  $F(t)$ , que se definen como sigue:

$F(t)$  = probabilidad de que ocurra una falla en  $t$ ,  $P(T \leq t)$

y

$$F(t) = \int_0^t f(x) dx$$

donde  $x$  es una variable muda. Es fácil observar que:

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt}$$

**Confiabilidad.** La confiabilidad en el tiempo  $t$ ,  $R(t)$ , se define como la probabilidad de operación libre de fallas durante un tiempo especificado, que también se llama tiempo de misión,  $t$ . Por tanto:

$$R(t) = P(X > t) = 1 - F(t)$$

o bien:

$$R(t) = \int_0^\infty f(x) dx$$

**Tiempo medio para que ocurra la falla (MTTF).** Este concepto se aplica a sistemas no reparables. Se define como el valor esperado del tiempo necesario para que ocurra la falla y está dado por:

$$\text{MTTF} = \int_0^\infty tf(t) dt$$

Se puede demostrar que el MTTF se relaciona con  $R(t)$  como sigue:

$$\text{MTTF} = \int_0^\infty R(t) dt$$

**Tiempo medio entre fallas (MTBF).** Este concepto se aplica a sistemas reparables en los cuales los elementos que fallan se sustituyen. Es una medida de rendimiento común y representa la media de todos los tiempos en un periodo infinito durante el cual la unidad o sistema es operativo. Está dado por la relación del tiempo operativo total entre el número de fallas; es decir:

$$\text{MTBF} = \frac{\text{tiempo de operación total}}{\text{número de fallas}}$$

**Índice de riesgo.** Éste, también llamado índice de falla, es un término muy útil de la ingeniería de confiabilidad que permite distinguir entre diferentes modelos de fallas según consideraciones físicas. Se define como:

$$h(t) = \frac{f(t)}{1 - F(t)}$$

El índice de riesgo tiene asimismo una interpretación probabilística; a saber  $h(t)\Delta t$  representa la probabilidad de que un dispositivo de edad  $t$  falle en el intervalo  $(t, t + \Delta t)$  o:

$$h(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left\{ \frac{P_r [\text{el dispositivo fallará en } (t, t + \Delta t) \mid \text{el dispositivo sobrevivirá hasta } t]}{\Delta t} \right\}$$

o bien:

$$h(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left\{ \frac{F(t + \Delta t) - F(t)}{\Delta t [1 - F(t)]} \right\} = \frac{f(t)}{1 - F(t)} = \frac{f(t)}{R(t)}$$

Con base en consideraciones físicas, se puede elegir una forma funcional adecuada de  $h(t)$ . Una vez hecho esto, es posible obtener  $f(t)$  y  $R(t)$  a partir de  $h(t)$  mediante el uso de las siguientes fórmulas:

$$f(t) = h(t) \exp \left[ - \int_0^t h(x) dx \right]$$

$$R(t) \equiv 1 - F(t) = \exp \left[ - \int_0^t h(x) dx \right]$$

Los índices de riesgo de distribuciones de uso común se muestran en la tabla 39-1.

### 39.2.1 Curva de bañera

Para facilitar la elección de  $h(t)$ , suelen reconocerse tres tipos de fallas que tienen una dependencia del tiempo. Esta dependencia característica constituye la llamada curva de bañera, que se ilustra en la figura 39-1.

1. **Fallas iniciales.** Se producen poco tiempo después de  $t = 0$  y disminuyen gradualmente en frecuencia durante el periodo inicial de operación.
2. **Fallas fortuitas.** Ocurren durante el periodo en el cual un dispositivo exhibe un índice de falla

constante, por lo común con menor frecuencia que durante el periodo inicial. Estas fallas suelen ser provocadas por condiciones ambientales severas e impredecibles.

3. **Fallas por desgaste.** Éstas ocurren debido al desgaste gradual de un material o a una acumulación de impactos, fatiga, etc. Su incidencia aumenta rápidamente con el tiempo.

### 39.2.2 Términos y conceptos importantes

**Efectividad del sistema.** Probabilidad de que el sistema pueda satisfacer una demanda operativa en forma óptima en un tiempo dado cuando se opere en condiciones especificadas. Para un dispositivo de un solo tiro (un solo uso), como un misil (o una cerilla), es la probabilidad de que el sistema (misil) opere en forma óptima (dé en el blanco) cuando se le accione para ello en condiciones especificadas.

**Confiabilidad de misión.** Capacidad de un elemento para desempeñar sus funciones requeridas en el transcurso de un perfil de misión especificado.

**Disponibilidad funcional.** Capacidad de un elemento (unidad militar) de responder a su plan o planes operativos al recibir una orden de operación (el tiempo calendario total es la base de cálculo de la disponibilidad funcional).

**Disponibilidad.** Medida del grado al que un elemento se encuentra en un estado de operatividad y comisionable al inicio de una misión cuando se solicita

Tabla 39-1. Índices de riesgo de distribuciones de uso común

Distribución	Índice de riesgo	Naturaleza del índice de riesgo
Binomial; Poisson	$\frac{p(x)}{\sum_{j=x}^{\infty} p(j)}$	IFR IFR
Normal	$\frac{f(t)}{1 - F(t)}$	IFR
Lognormal	$\frac{f(t)}{1 - F(t)}$	DFR para larga duración
Exponencial	$\lambda$	Constante
Gamma	$\frac{t^{k-1} \lambda^k}{(\Gamma k) \sum_{j=0}^{k-1} \left\{ (\lambda t)^j \frac{1}{\Gamma(j+1)} \right\}}$	DFR para $k < 1$ Constante para $k = 1$ IFR para $k > 1$
De Weibull	$\frac{\beta}{\eta} \left( \frac{t}{\eta} \right)^{\beta-1}$	DFR para $\beta < 1$ Constante para $\beta = 1$ IFR para $\beta > 1$

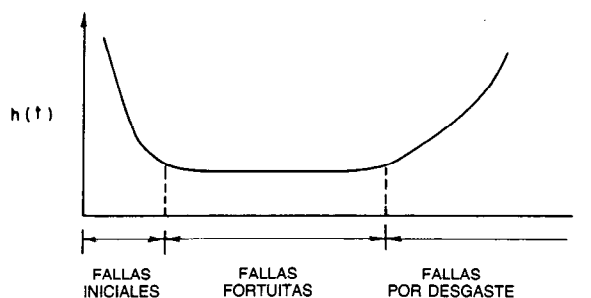


Fig. 39-1. Curva de bañera.

ésta en un tiempo desconocido (aleatorio), el cual incluye tiempo de operación, tiempo efectivo de reparación, tiempo administrativo y tiempo logístico, pero excluye el tiempo de la misión.

**Disponibilidad intrínseca.** Probabilidad de que el sistema opere satisfactoriamente en un momento dado cuando se utilice en las condiciones establecidas, donde el tiempo considerado es el de operación y el efectivo de reparación.

**Conservabilidad.** Medida de la capacidad de un elemento de ser mantenido en una condición especificada o restituido a ella cuando el mantenimiento es realizado por personal con niveles de habilidad técnica especificados y que utiliza los procedimientos y recursos prescritos en cada nivel prescrito de mantenimiento y reparación.

**Reparabilidad.** Probabilidad de que un sistema que ha fallado sea restituido a una condición operable en un tiempo efectivo de reparación especificado.

**Facilidad de dar servicio.** Grado de facilidad o dificultad con que un sistema puede dar servicio de revisión de engrases y niveles, etc., y efectuar las reparaciones pertinentes.

### 39.3 DISTRIBUCIONES DE PROBABILIDAD QUE SE UTILIZAN EN LOS MODELOS DE CONFIABILIDAD

Se ha encontrado que varias distribuciones de probabilidad describen adecuadamente las fallas que sufren los componentes; algunas se presentan aquí. En aplicaciones de confiabilidad, una característica importante de una distribución es su índice de riesgo o falla, que puede ser una constante decreciente (DFR) o una función creciente (IFR) del tiempo, según el valor del parámetro (tabla 39-1).

#### 39.3.1 Distribución binomial

Esta distribución se presenta en aplicaciones de confiabilidad en que interesan las probabilidades del número de fallas en ensayos de Bernoulli, que consisten

en ensayos independientes repetidos de un experimento con dos posibles resultados en cada uno, éxito o fracaso, con una probabilidad constante de cada resultado.

Sea  $X$  = número de fallas o fracasos en  $n$  ensayos y  $p$  = probabilidad de éxito en cada ensayo. Por tanto:

$$p(x) = P[X = x] = \binom{n}{x} p^x (1 - p)^{n-x}, \quad x = 0, 1, \dots, n$$

donde:

$$\binom{n}{x} = \frac{n!}{x!(n-x)!}$$

Es una distribución de dos parámetros ( $n, p$ ) con media  $E(X) = np$  y varianza  $V(X) = np(1 - p)$ .

#### 39.3.2 Distribución de Poisson

Esta distribución se utiliza con mucha frecuencia en el análisis de la confiabilidad. Se puede obtener como una forma limitante de la distribución binomial con  $n \rightarrow \infty$  y  $np = \text{constante}$ .

Si las fallas tienen distribución de Poisson, se producen con una frecuencia constante de  $\lambda$  por unidad de tiempo, y el número de fallas  $x$  en un tiempo dado  $t$  tiene una probabilidad:

$$P(X = x) = \frac{e^{-\lambda t} (\lambda t)^x}{x!}, \quad x = 0, 1, \dots, n$$

Ésta es una distribución de un parámetro ( $\lambda$ ) con  $E(X) = \lambda t$  y  $V(X) = \lambda t$ .

Como un ejemplo del uso de esta distribución, considérese una consola de lanzamiento de cohetes balísticos intercontinentales con índice de falla promedio ( $\lambda$ ) de las lámparas de 0.001/h. Por tanto, la confiabilidad para una misión de 500 horas, si el número admisible de fallas de las lámparas no puede pasar de dos, se obtiene como sigue:

$$\lambda = 0.001 \quad t = 500, \quad x \leq 2 \quad \lambda t = 0.5$$

$$R(500) = P(X \leq 2) = \sum_{x=0}^2 \frac{(0.5)^x e^{-0.5}}{x!}$$

o bien:

$$R(500) = e^{-0.5} + 0.5e^{-0.5} + \frac{(0.5)^2 e^{-0.5}}{2}$$

o bien:

$$R(500) = 0.986$$

### 39.3.3 Distribución normal (o gaussiana)

Existen dos aplicaciones principales de la distribución normal en la confiabilidad. Una aplicación tiene que ver con el análisis de elementos que exhiben falla debido a desgaste, tales como los dispositivos mecánicos. La distribución de las fallas por desgaste con frecuencia es lo suficientemente cercana a la distribución normal para hacer válido el uso de esta distribución a fin de predecir o evaluar la confiabilidad.

La otra aplicación tiene que ver con el análisis de la capacidad de los elementos manufacturados de cumplir especificaciones. No hay dos piezas exactamente iguales hechas con las mismas especificaciones. La variabilidad de las piezas lleva a una variabilidad en los sistemas compuestos por estas piezas. En el diseño deberá tomarse en consideración esta variabilidad de las piezas, de lo contrario el sistema puede no cumplir las especificaciones debido a los efectos combinados de la variabilidad de las piezas. Otro aspecto más de esta aplicación radica en los procedimientos de control de calidad.

La base del uso de la distribución normal en esta aplicación es el teorema del límite central, que establece que la suma de un número grande de variables aleatorias distribuidas en forma idéntica, cada una con media y varianza finitas, está normalmente distribuida. Por tanto, las variaciones que pueden existir en los valores de los componentes electrónicos debido a la fabricación, por ejemplo, se consideran normalmente distribuidas.

La función densidad de fallas para la distribución normal es:

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\left( \frac{t - \mu}{\sqrt{2}\sigma} \right)^2 \right]$$

donde  $\mu$  = media de la población y  $\sigma$  = desviación estándar de la población, que es la raíz cuadrada de la varianza.

En la mayor parte de las aplicaciones prácticas, se utilizan tablas de probabilidad para la distribución normal estándar (véase Naresky<sup>6</sup>). La función densidad de la distribución normal estándar con  $z = (t - \mu)/\sigma$  está dada por:

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left( -\frac{z^2}{2} \right)$$

donde  $\mu = 0$ ,  $\sigma^2 = 1$ . La normal es una distribución de dos parámetros ( $\mu$ ,  $\sigma^2$ ) con  $E(X) = \mu$  y  $V(X) = \sigma^2$ . En

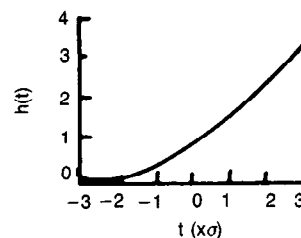
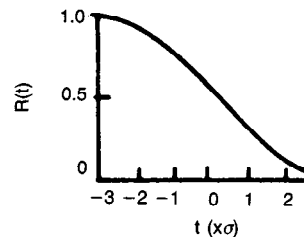
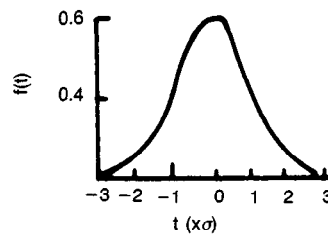


Fig. 39-2. Densidad de fallas, confiabilidad y función riesgo para la distribución normal.

la figura 39-2 se presentan gráficas que ilustran la forma y otras características de la distribución normal.

A través del ejemplo que se expone a continuación se ilustran mejor las expresiones para la función de riesgo y la confiabilidad. Supóngase que se ha observado que las fallas de un tubo transmisor de microondas siguen una distribución normal con  $\mu = 5\,000$  horas y  $\sigma = 1\,500$  horas. Por tanto, la confiabilidad de este tubo en un tiempo de misión de 4 100 horas y su índice de riesgo en 4 400 horas de edad se obtiene de la manera siguiente:

$$R(4\,100) = P \left( Z > \frac{4\,100 - 5\,000}{1\,500} \right) = 0.73$$

y:

$$h(4\,400) = \frac{f(4\,400)}{R(4\,400)}$$

Ahora:

$$f(4\,400) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}(1\,500)} \exp \left[ -\frac{1}{2(1\,500)^2} (4\,400 - 5\,000)^2 \right]$$

o bien:

$$f(4\ 400) = 0.00025$$

y:

$$R(4\ 400) = 0.65$$

de manera que:

$$h(4\ 400) = \frac{0.00025}{0.65} = 0.00038 \text{ fallas / h}$$

### 39.3.4 Distribución lognormal

La distribución lognormal se utiliza en los análisis de confiabilidad de semiconductores y de la vida de fatiga de ciertos tipos de componentes mecánicos. Sin embargo, su aplicación más frecuente se da en el análisis de la conservabilidad de datos de tiempo necesario para la reparación. Es la distribución de una variable aleatoria cuyo logaritmo natural está distribuido normalmente. En otras palabras, es la distribución normal con  $\ln t$  como variación.

La función densidad es:

$$f(t) = \frac{1}{\sigma(2\pi)^{1/2}} \exp \left[ - \left( \frac{\ln t - \mu}{\sigma} \right)^2 \right], \quad t \geq 0$$

donde  $\mu$  y  $\sigma$  son la media y la desviación estándar de  $\ln t$ . Para esta distribución, la media =  $\exp[\mu + (\sigma^2/2)]$  y la desviación estándar =  $[\exp(2\mu + 2\sigma^2) - \exp(2\mu - \sigma^2)]^{1/2}$ .

### 39.3.5 Distribución exponencial

Ésta es quizá la distribución más importante en el estudio de la confiabilidad, y se utiliza casi exclusivamente en la predicción de la confiabilidad de equipo electrónico. Describe la situación en que el índice de riesgo es constante, el cual se puede demostrar que es generado por un proceso de Poisson. Algunas de las ventajas de esta distribución son: que tiene un solo parámetro, el cual puede estimarse fácilmente, y que su base matemática es muy simple. Algunas aplicaciones particulares de este modelo incluyen elementos cuyo índice de falla no cambia en forma significativa con la edad, equipo complejo y reparable sin excesivos (redundantes) elementos, y equipo del cual se han eliminado las fallas iniciales o "mortalidad infantil" mediante "quemado" (encendido) del equipo por algún periodo razonable.

Las pdf, cdf y confiabilidad para  $t > 0$  son, respectivamente:

$$f(t) = \lambda \exp(-\lambda t)$$

$$F(t) = 1 - \exp(-\lambda t)$$

y:

$$R(t) = \exp(-\lambda t)$$

No es difícil observar que el índice de riesgo es una constante igual a  $\lambda$ :

$$h(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{\lambda \exp(-\lambda t)}{\exp(-\lambda t)} = \lambda$$

La media de la distribución exponencial es  $1/\lambda$  y la varianza es igual a  $1/\lambda^2$ . En la figura 39-3 se muestran gráficas de las características importantes de esta distribución.

### 39.3.6 Distribución gamma

La distribución gamma se utiliza en el análisis de la confiabilidad en casos en los que pueden existir fallas parciales; es decir, cuando debe ocurrir un número dado de fallas parciales antes de que falle un elemento (p. ej., sistemas redundantes). Es una distribución flexible y puede utilizarse para modelar diversos tipos de fallas observadas. La pdf gamma es:

$$f(t) = \frac{\lambda^k}{\Gamma k} t^{k-1} \exp(-\lambda t), \quad k, t \geq 0, \quad \lambda > 0$$

donde  $\Gamma k (= \int_0^\infty e^{-y} y^{k-1} dy)$  es la función gamma,  $1/\lambda$  es el parámetro de escala y  $k$  es el parámetro de forma.

Obsérvese que cuando  $k$  es un entero, la distribución gamma se llama también distribución de Erlang; cuando  $k = 1$ , se reduce a una distribución exponencial. Además su media es  $k/\lambda$  y su varianza es  $k/\lambda^2$ .

### 39.3.7 Distribución de Weibull

La distribución de Weibull es particularmente útil en el estudio de la confiabilidad porque es muy flexible y, con un ajuste de sus parámetros, puede emplearse para modelar una amplia variedad de características de distribución de vida de diferentes clases de elementos de ingeniería. En forma específica, se puede utilizar para modelar índices de falla decrecientes, constantes o crecientes. La función densidad de fallas de Weibull es:

$$f(t) = \frac{\beta}{\eta} \left( \frac{t - \gamma}{\eta} \right)^{\beta-1} \exp \left[ - \left( \frac{t - \gamma}{\eta} \right)^\beta \right], \quad t \geq 0$$

donde  $\beta$  = parámetro de forma

$\eta$  = parámetro de escala o vida característica (tiempo de vida en el cual el 63.2 % de la población habrá fallado)

$\gamma$  = parámetro de ubicación mínima o vida mínima

En la mayor parte de los casos de confiabilidad prácticos,  $\gamma$  es cero (se supone que la falla comienza en  $t = 0$ ) y la función densidad de fallas se convierte en:

$$f(t) = \frac{\beta}{\eta} \left( \frac{t}{\eta} \right)^{\beta-1} \exp \left[ - \left( \frac{t}{\eta} \right)^\beta \right]$$

Las funciones confiabilidad y riesgo correspondientes son:

$$R(t) = e^{-(t/\eta)^\beta}$$

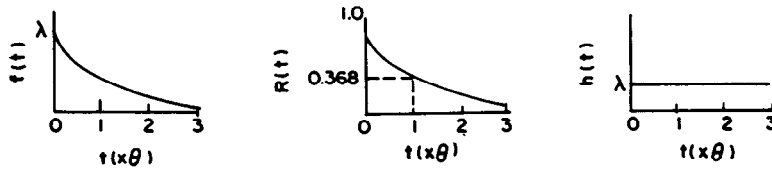


Fig. 39-3. Gráficas de densidad de fallas, confiabilidad e índice de riesgo para la distribución exponencial.

$$h(t) = \left( \frac{\beta}{\eta} \right) \left( \frac{t}{\eta} \right)^{\beta-1}$$

Obsérvese que para la distribución de Weibull,  $h(t)$  es una función decreciente de  $t$  para  $\beta < 1$ , es constante para  $\beta = 1$  y es creciente para  $\beta > 1$ . Asimismo, para  $\beta = 1$  la distribución de Weibull se reduce a una distribución exponencial. La media y la varianza de esta distribución son  $\eta \Gamma[(\beta + 1)/\beta] + \gamma$  y  $\eta^2 \{\Gamma[(\beta + 2)/\beta] - \Gamma^2[(\beta + 1)/\beta]\}$ , respectivamente.

En la figura 39-4 se pueden observar gráficas de la distribución de Weibull para algunos valores paramétricos.

### 39.4 SISTEMAS NO REPARABLES

En esta sección se considera la confiabilidad de sistemas formados por diversos componentes no reparables interconectados; es decir, de componentes que se reemplazan al fallar. Existen dos formas básicas en las cuales se interconectan los componentes, en serie y en paralelo. Los sistemas se desarrollan empleando estas dos configuraciones básicas como bloques elementales. Primero se consideran los sistemas en serie, luego los sistemas en paralelo y por último combinaciones de los dos.

#### 39.4.1 Sistemas en serie

Considérese un sistema compuesto de  $n$  componentes o subsistemas independientes, como se ilustra en la figura 39-5. Éste es un sistema en serie y tiene la propiedad de que sólo opera cuando operan todos los subsistemas. Ésta es la configuración más simple y quizá la más común en la modelación de la confiabilidad. En este caso, como los componentes son independientes entre sí, la confiabilidad del sistema  $R_S$  es igual al producto de las confiabilidades de cada uno de ellos; es decir:

$$R_S = R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot \dots \cdot R_{n-1} \cdot R_n$$

o bien:

$$R_S = \prod_{i=1}^n R_i$$

Si las confiabilidades dependen del tiempo, entonces:

$$R_S(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t)$$

Se puede demostrar que  $R_S$  es menor o igual que el mínimo de las confiabilidades de sus subsistemas. Por tanto, los sistemas en serie se llaman algunas veces sistemas de eslabón más débil.

En el caso dependiente del tiempo, si cada subsistema  $i$  tiene un índice de riesgo de  $h_i(t)$ :

$$R_S(t) = \prod_{i=1}^n \exp \left[ - \int_0^t h_i(x) dx \right]$$

Si cada componente  $i$  exhibe un riesgo constante  $\lambda_i$ :

$$R_S(t) = \prod_{i=1}^n \exp \left[ - \int_0^t h_i(x) dx \right] = \exp \left( - \sum_{i=1}^n \lambda_i t \right)$$

Si cada componente presenta un índice de riesgo lineal,  $h_i(t) = K_i t$ :

$$R_S(t) = \exp \left( - \sum_{i=1}^n K_i \frac{t_i^2}{2} \right)$$

#### 39.4.2 Sistemas en paralelo

La siguiente configuración más común que se encuentra en la modelación matemática de la confiabilidad es la configuración en paralelo, como se muestra en el diagrama de bloques de confiabilidad de la figura 39-6. En este caso, para que el sistema fallara tendrían que fallar todos los componentes. El objetivo de configurar los componentes de esta manera consiste en lograr una

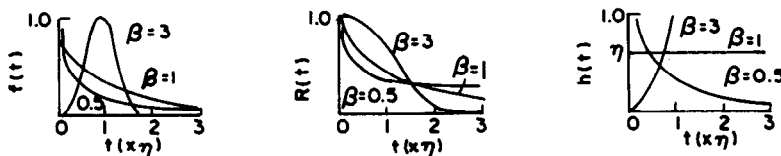


Fig. 39-4. Gráficas de las funciones densidad, confiabilidad y riesgo de una distribución de Weibull.



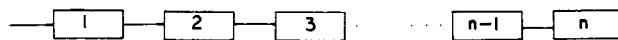


Fig. 39-5. Sistema en serie.

mayor confiabilidad que la de los componentes individuales. Estas disposiciones se denominan también configuraciones redundantes.

Al hacer que  $Q_i = 1 - R_i = 1 - e^{-\lambda_i t}$  sea la probabilidad de falla (o desconfiabilidad) de cada componente, la desconfiabilidad del sistema está dada por:

$$Q_S = Q_1 \cdot Q_2 \dots Q_n = \prod_{i=1}^n Q_i$$

y la confiabilidad del sistema es:

$$R_S = 1 - Q_S$$

ya que  $R_S + Q_S = 1$ . Si las confiabilidades dependen del tiempo, entonces:

$$R_S(t) = 1 - \prod_{i=1}^n [1 - R_i(t)]$$

Igual que antes, si cada uno de los subsistemas  $i$  tiene una función índice de riesgo  $h_i(t)$ :

$$R_S(t) = 1 - \prod_{i=1}^n \left\{ 1 - \exp \left[ - \int_0^t h_i(x) dx \right] \right\}$$

Considérese un sistema en paralelo formado por cinco componentes también en paralelo, cada una con una confiabilidad de 0.99. Por tanto:

$$Q_i = 1 - R_i = 1 - 0.99 = 0.01$$

$$Q_S = (0.01)^5 = 10^{-10} = 0.0000000001$$

$$R_S = 1 - Q_S = 0.9999999999$$

De esta forma se observa que es posible obtener una confiabilidad muy alta del sistema mediante el uso de una configuración en paralelo. Desde luego, las implementaciones prácticas son mucho más complicadas.

**MTBF.** Considérense dos componentes conectadas en paralelo, con índices de riesgo  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$ . Entonces:

$$R_S(t) = 1 - (1 - e^{-\lambda_1 t})(1 - e^{-\lambda_2 t})$$

y:

$$MTBF = \int_0^{\infty} R_S(t) dt = \frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1 + \lambda_2}$$

Análogamente, para  $n$  componentes en paralelo con índices de falla  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ :

$$MTBF = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\lambda_i} - \sum_{i \neq j} \frac{1}{\lambda_i + \lambda_j} + \sum_{i \neq j \neq k} \frac{1}{\lambda_i + \lambda_j + \lambda_k} - \dots + (-1)^{n-1} \frac{1}{\sum_{i=1}^n \lambda_i}$$

Si los  $n$  componentes en paralelo son idénticos, es decir, si  $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_n = \lambda$ , entonces el MTBF del sistema es:

$$MTBF = \sum_{i=1}^n \frac{1}{i\lambda}$$

### 39.4.3 Comparación de sistemas en serie y en paralelo

Se pueden hacer varias comparaciones entre los sistemas en serie y en paralelo básicos. A continuación se hacen dos comparaciones de este tipo.

**Confiabilidad.** La confiabilidad de un sistema en paralelo formado por  $n$  componentes independientes es mayor que la de un sistema en serie formado por los mismos  $n$  componentes. Sean  $0 < R_i(t) < 1$ ,  $i = 1, \dots, n$  las confiabilidades de los componentes, entonces:

$$1 - \prod_{i=1}^n [1 - R_i(t)] > R_j(t) > \prod_{i=1}^n R_i(t)$$

Confiabilidad  
del sistema  
en paralelo

Confiabilidad  
de los compo-  
nentes individuales

Confiabilidad  
del sistema  
en serie

Por tanto, es posible mejorar la confiabilidad del sistema agregando componentes en paralelo. Como ya se dijo, esta técnica recibe el nombre de redundancia.

**MTBF.** Sean, para  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $t_i$  = tiempo de falla del  $i$ -ésimo componente,  $t_{ss}$  = tiempo de falla del sistema en serie formado por  $n$  componentes independientes con tiempos de falla  $t_i$ , y  $t_{ps}$  = tiempo de falla del sistema en paralelo formado por  $n$  componentes independientes con tiempos de falla  $t_i$ . Por tanto, se puede apreciar fácilmente que:

$$t_{ss} = \min_{1 \leq i \leq n} t_i \leq \max_{1 \leq i \leq n} t_i = t_{ps}$$

debido a que un sistema en serie falla cuando falla uno de sus componentes y un sistema en paralelo falla sólo cuando fallan todos sus componentes. De este modo, el sistema en serie nunca tiene un MTBF mayor que el sistema en paralelo correspondiente.

Para obtener el MTBF de un sistema en serie o en paralelo, recuérdese que:

$$MTBF = \int_0^{\infty} R(t) dt$$

de manera que:

$$\text{MTBF del sistema} = \int_0^{\infty} R_S(t) dt$$

El cálculo de esta cantidad es muy directo para los sistemas en serie, pero se complica para los sistemas en paralelo, como se vio antes.

#### 39.4.4 Sistemas $k$ de $n$

Otra clase de sistemas que se utilizan comúnmente son los llamados sistemas  $k$  de  $n$ , que algunas veces se representan como sistemas  $(k, n)$ . En esta configuración existen  $n$  subsistemas en paralelo, de los cuales cuando menos  $k (< n)$  deberán estar en buen estado para que el sistema funcione.

Sea  $R(t)$  la confiabilidad de cada subsistema y  $R_S(t)$  la confiabilidad del sistema. La probabilidad de que  $x$  subsistemas estén en buen estado en algún momento  $t$  está dada por la distribución binomial, y  $R_S(t)$  está dado como:

$$R_S(t) = \sum_{x=k}^n \binom{n}{x} \cdot [R(t)]^x [1 - R(t)]^{n-x}$$

Si cada subsistema tiene un índice de falla constante  $\lambda$ , entonces:

$$R_S(t) = \sum_{x=k}^n \binom{n}{x} (e^{-\lambda t})^x \cdot (1 - e^{-\lambda t})^{n-x}$$

Asimismo, el MTBF del sistema  $(k, n)$  es:

$$\text{MTBF}(k, n) = \frac{1}{\lambda} \sum_{j=k}^n \left( \frac{1}{j} \right)$$

Las expresiones generales para la confiabilidad y el MTBF de los sistemas  $(k, n)$  cuando los componentes no tienen expresiones de confiabilidad idénticas son muy complicadas. Sin embargo, se pueden obtener expresiones explícitas para estructuras dadas<sup>7</sup>.

#### 39.4.5 Sistemas en serie-paralelo

Un sistema en serie-paralelo de orden  $(m, n)$  es aquel que consta de  $m$  sistemas en paralelos idénticos con  $n$  componentes cada uno, dispuestos en serie, como se ilustra en la figura 39-7. Si los componentes son in-

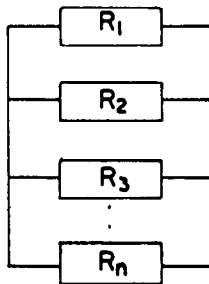


Fig. 39-6. Sistema en paralelo.

dependientes y  $R_i(t), i = 1, 2, \dots, n$  es la confiabilidad del  $i$ -ésimo componente, entonces la confiabilidad de cada subsistema en paralelo en el tiempo  $t$  es  $\{1 - \prod_{i=1}^n [1 - R_i(t)]\}$ . Como el sistema consta de  $m$  subsistemas de este tipo en serie, la confiabilidad del sistema es:

$$R_S = \left\{ 1 - \prod_{i=1}^n [1 - R_i(t)] \right\}^m$$

En caso de que cada componente tenga un índice de falla constante:

$$R_S = \left[ 1 - \prod_{i=1}^n (1 - e^{-\lambda t}) \right]^m$$

y el MTBF del sistema es:

$$\text{MTBF} = \int_0^{\infty} R_S(t) dt = \frac{1}{\lambda} \int_0^1 \frac{(1 - x^n)^m}{(1 - x)} dx$$

#### 39.4.6 Sistemas en paralelo-serie

Un sistema en paralelo-serie de orden  $(m, n)$  consta de  $m$  sistemas en serie idénticos con  $n$  componentes cada uno, dispuestos en paralelo como se muestra en la figura 39-8. Si los componentes son independientes, la confiabilidad de cada subsistema en serie en el tiempo  $t$  es  $[R_i(t)]^n$ . Puesto que hay  $m$  de estos subsistemas en paralelo, la confiabilidad del sistema es:

$$R_S(t) = 1 - Q_S(t) = 1 - [1 - R^n(t)]^m$$

En el caso especial en que cada componente tiene un índice de falla constante  $\lambda$ :

$$R_S(t) = 1 - (1 - e^{-n\lambda t})^m$$

y el MTBF del sistema es:

$$\text{MTBF} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^m \left( \frac{1}{j} \right)$$

En general, los sistemas son una combinación de los casos en serie-paralelo y en paralelo-serie, y la confiabilidad debe calcularse por medio de los primeros principios.

Considérese un sistema compuesto de cinco subsistemas conectados como se muestra en la figura 39-9. Cada uno falla exponencialmente y el MTBF de A, B, C, D y E es de 20, 10, 15, 25 y 30 horas, respectivamente. La confiabilidad y el MTBF del sistema para un periodo de dos horas se obtienen de la manera siguiente:

$$R_S(2) = R_{ADE}(2) \cdot R_{BC}(2) = 0.752$$

donde:

$$R_{ADE}(2) = \exp \left[ - \left( \frac{1}{20} + \frac{1}{25} + \frac{1}{30} \right) 2 \right] = 0.781$$

$$R_{BC}(2) = \exp\left(-\frac{2}{10}\right) + \exp\left(-\frac{2}{15}\right) - \exp\left(-\frac{2}{10}\right)\exp\left(-\frac{2}{15}\right) = 0.978$$

y:

$$MTBF = \int_0^2 0.752 dt = 1.504 \text{ h}$$

### 39.4.7 Redundancia de reserva con conmutación perfecta

En el caso más simple existe un componente o subsistema principal y  $(n - 1)$ ,  $n \geq 2$ , componentes fríos (sin energía aplicada). Cuando el componente principal falla, se activa un componente de reserva. Se supone que la conmutación o activación es perfecta y que los sistemas de reserva tienen índices de falla en inactividad iguales a cero. Se considera que el sistema falla cuando han fallado los  $n$  componentes.

Considérese un sistema con un componente primario y uno de reserva. Sean sus tiempos de falla, pdf y cdf,  $T_i$ ,  $f_i(t)$  y  $F_i(t)$ ,  $i = 1, 2$ , respectivamente. Así, la probabilidad de falla del sistema en el tiempo  $t$  es:

$$Q_S(t) = P[\text{la reserva falla en } (t - u) \text{ el primario falla en } (u, u + du)]$$

o bien:

$$Q_S(t) = \int_0^t F_2(t - u) \cdot f_1(u) du$$

Obsérvese que en realidad se está planteando una pregunta acerca de la vida total de dos variables aleatorias independientes  $T_1$  y  $T_2$ ; es decir:

$$Q_S(t) = P(T_1 + T_2 \leq t)$$

o bien:

$$Q_S(t) = \int_0^t F_2(t - u) dF_1(u) = F_1 * F_2$$

$F_1 * F_2$  se denomina convolución de  $F_1$  y  $F_2$ .

En el caso en que existen  $(n - 1)$  subsistemas en reserva y los cdf de los  $n$  subsistemas son  $F_j(t)$ ,  $j = 1, 2, \dots, n$ , se tiene:

$$Q_S(t) = P(T_1 + T_2 + \dots + T_n \leq t) = F_1 * F_2 * \dots * F_n$$

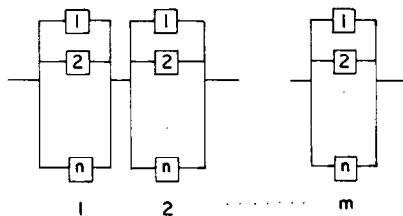


Fig. 39-7. Sistema en serie-paralelo.

y la confiabilidad del sistema es:

$$R_S(t) = 1 - Q_S(t)$$

donde  $T_1, T_2, \dots, T_n$  representan los tiempos de falla de los  $n$  subsistemas.

Si los términos  $T_i$  tienen distribución exponencial con índices de falla  $\lambda_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ :

$$R_S(t) = \frac{\lambda_2 \lambda_3 \lambda_4 \dots \lambda_n e^{-\lambda_1 t}}{(\lambda_2 - \lambda_1)(\lambda_3 - \lambda_1) \dots (\lambda_n - \lambda_1)} + \frac{\lambda_1 \lambda_3 \lambda_4 \dots \lambda_n e^{-\lambda_2 t}}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_3 - \lambda_2) \dots (\lambda_n - \lambda_2)} + \dots + \frac{\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \dots \lambda_{n-1} e^{-\lambda_n t}}{(\lambda_1 - \lambda_n)(\lambda_2 - \lambda_n) \dots (\lambda_{n-1} - \lambda_n)}$$

y:

$$MTBF = \int_0^\infty R_S(t) dt = \sum_{i=1}^n \left( \frac{1}{\lambda_i} \right)$$

Si cada subsistema es idéntico con un índice de falla constante  $\lambda$ :

$$R_S(t) = e^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{(\lambda t)^i}{i!}$$

y:

$$MTBF = \frac{n}{\lambda}$$

### 39.4.8 Mejora de la confiabilidad

Como se ha visto, la confiabilidad de un sistema se puede mejorar agregando componentes en paralelo o en redundancia de reserva. Algunos aspectos relevantes para mejorar de esta forma la confiabilidad se resumen como sigue:

1. Supóngase que  $p$  es la confiabilidad de un solo componente y que se agregan componentes idénticos en paralelo, uno a la vez. Por tanto, puede demostrarse que se obtiene la mejora incremental más grande en la confiabilidad cuando  $p = 1/(1 + i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N - 1$ .
2. Dados  $(N - 1)$  componentes redundantes, la mejora global en la confiabilidad es la más grande si  $p = 1 - (1/N)^{1/(N-1)}$ .
3. Un diseñador de sistemas puede tener la opción de agregar elementos en paralelo o de utilizar elementos mejorados en una configuración no paralela para mejorar la confiabilidad. Se comparan estas dos opciones, suponiendo que efectividad, costo, peso, mantenimiento y otros fac-

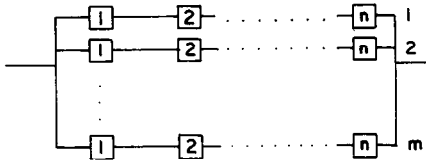


Fig. 39-8. Sistema en paralelo-serie.

tores limitantes relacionados son equivalentes. Considérese un sistema con dos componentes, donde cada uno tienen un índice de falla  $\lambda$ . Por tanto, para el tiempo  $t$  la confiabilidad de un sistema en paralelo es:

$$R_S = 2e^{-\lambda t} - e^{-2\lambda t}$$

El índice de falla del elemento mejorado tendrá que ser  $(2/3)\lambda$  para obtener la misma confiabilidad.

### 39.5 SISTEMAS REPARABLES

En esta sección se analizan las medidas de rendimiento de sistemas que constan de unidades que se pueden reparar si fallan. Estos sistemas operan en un tiempo que se llama estado de actividad o de funcionamiento normal. Si falla una unidad se somete a reparación y el sistema sigue funcionando en estado de actividad si se puede activar una unidad redundante. En caso contrario el sistema falla y se dice que pasa a un estado de inactividad. Los tiempos de falla y reparación son variables aleatorias, y por tanto el comportamiento del sistema es asimismo una variable aleatoria y suele describirse por medio de un proceso estocástico. Las medidas de rendimiento del sistema se obtienen analizando los procesos estocásticos adecuados.

Primero se presentan algunos términos y conceptos relevantes. Después se obtienen las medidas de rendimiento de configuraciones seleccionadas del sistema. El análisis de configuraciones complicadas se torna muy engorroso y no se pueden obtener fácilmente expresiones generales.

#### 39.5.1 Procesos estocásticos

Un proceso estocástico  $[X(t); t \in T]$  es una familia de variables aleatorias llamada  $X(t)$ . La variable  $t$  a menudo se interpreta como tiempo, y por tanto  $X(t)$  se utiliza para representar el estado del proceso en el tiempo  $t$ .

Un proceso de Markov es un proceso estocástico que tiene la propiedad de que, dado el valor de  $X(t)$ , la probabilidad de  $X(s+t)$ , donde  $s > 0$ , es independiente de los valores anteriores de  $X(t)$ . Más formalmente, se dice que el proceso  $[x(t); t \in T]$  es un proceso de Markov si:

$$P[X(t) \leq x | X(t_1) = x_1, X(t_2) = x_2, \dots, X(t_n) = x_n] = P[X(t) \leq x | X(t_n) = x_n],$$

donde  $t_1 < t_2 < \dots < t_n < t$ .

Si  $T$  es un conjunto numerable, se dice que el proceso es un proceso de tiempo discreto. Si  $T$  es un intervalo abierto o cerrado en la recta real, se dice que el proceso es un proceso de tiempo continuo.

Se dice que un proceso de Markov de tiempo discreto con espacio de estado finito o numerable es una cadena de Markov. Un proceso de tiempo continuo con un espacio de estado finito o numerable es una cadena de Markov de parámetros continuos.

#### 39.5.2 Conservabilidad del sistema

La conservabilidad del sistema es una característica de diseño e instalación que se expresa como la probabilidad de que un elemento sea restituido a las condiciones especificadas dentro de un tiempo dado cuando se realice una acción de mantenimiento conforme a procedimientos y recursos prescritos. El tiempo de inactividad total es una variable aleatoria que recibe el nombre de tiempo de reparación. Si el tiempo de inactividad total  $T$  tiene una función densidad de probabilidad  $f(t)$ , la probabilidad de que un sistema que ha fallado vuelva al servicio por algún tiempo  $t$  está dada por:

$$P[T \leq t] = \int_0^t f(x) dx$$

Con mayor frecuencia, la distribución del tiempo de inactividad es descrita por la distribución exponencial o la lognormal. El tiempo medio de inactividad o tiempo medio para que ocurra la reparación (MTTR) está dado por:

$$\text{MTTR} = \int_0^\infty t f(t) dt$$

Si  $f(t)$  es una distribución exponencial con parámetro  $\mu$ , es decir,  $f(t) = \mu e^{-\mu t}$ , entonces  $\text{MTTR} = 1/\mu$ .

#### 39.5.3 Disponibilidad del sistema

La disponibilidad del sistema es una medida de su "disposición" y se puede expresar como disponibilidad de punto, disponibilidad de intervalo y disponibilidad inherente. Cada uno de estos factores se describe a continuación.

**Disponibilidad de punto.** La disponibilidad de punto,  $A(t)$ , es la probabilidad de que el sistema pueda operar dentro de los límites de tolerancia en un instante dado:

$$\text{Sea } Z(t) = \begin{cases} 1 & \text{si el sistema está activado en el tiempo } t \\ 0 & \text{si el sistema está inactivo en el tiempo } t \end{cases}$$

Por tanto:

$$A(t) = P[Z(t) = 1] = 0 \times P[Z(t) = 0] + 1 \times P[Z(t) = 1]$$

o bien:

$$A(t) = E[Z(t)]$$

**Disponibilidad de intervalo.** La disponibilidad de intervalo,  $\bar{A}\bar{V}(a,b)$ , es la fracción esperada de un intervalo de tiempo dado en que el sistema podrá operar dentro de los límites de tolerancia:

$$\bar{A}\bar{V}(a,b) = \frac{1}{b-a} \int_a^b A(t)dt,$$

para el intervalo de tiempo  $(a,b)$

**Disponibilidad inherente.** La disponibilidad inherente (disponibilidad de intervalo limitante) se define como la cantidad fraccionaria de tiempo esperada en un continuo de tiempo de operación que el sistema estará en estado de actividad; es decir, la fracción esperada de tiempo a la larga en que se estima que el sistema operará en forma satisfactoria. Se denota más comúnmente como UTR (relación de tiempo de actividad o de funcionamiento normal) y se puede expresar con la expresión:

$$UTR = \bar{A}\bar{V}(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \bar{A}\bar{V}(t)$$

Es posible demostrar que:

$$UTR = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR}$$

En ocasiones se utiliza un término extra que es la razón de tiempo de inactividad, denotada por DTR, que se define como:

$$DTR = 1 - UTR$$

o bien:

$$DTR = \frac{MTTR}{MTBF + MTTR}$$

Por tanto, la razón de tiempo de inactividad representa la probabilidad de que el sistema esté inactivo un momento dado cualquiera en un periodo suficientemente largo.

#### 39.5.4 Sistema de una unidad

Supóngase que se tiene un sistema con índice de falla constante e índice de reparación constante  $\mu$ . En un instante cualquiera el sistema se encontrará en uno u otro de los estados mutuamente excluyentes que siguen:

**Estado 0.** El sistema está en operación.

**Estado 1.** El sistema ha fallado y se han iniciado las reparaciones.

Sea  $P_i(t)$ ,  $i = 0, 1$ , la probabilidad de que en el tiempo  $t$  el sistema se encuentre en el estado  $i$ . Las medidas de rendimiento de interés son las probabilidades  $P_0(t)$ ,  $P_1(t)$  y las disponibilidades  $\bar{A}\bar{V}(t)$  y  $\bar{A}\bar{V}(\infty)$ . A fin de obtener expresiones para estas cantidades consi-

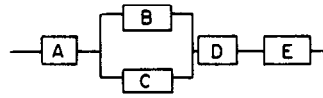


Fig. 39-9. Combinación de sistemas en serie y en paralelo.

dérese el diagrama de transición del sistema, donde se presentan las probabilidades de ir del estado 0 al estado 1 y de regreso al estado 0. También se presentan las probabilidades de que el sistema permanezca en el estado 0 o el 1. Las expresiones que se requieren se obtienen al resolver las ecuaciones definitorias en las condiciones de frontera especificadas. Los detalles de estas deducciones pueden encontrarse en las referencias 1 y 12.

Siguiendo el procedimiento anterior es posible obtener las medidas de rendimiento de un sistema reparable de una unidad:

$$P_0(t) = \frac{1}{\lambda + \mu} \{ \mu - [\mu - P(\mu + \lambda)]e^{-(\mu + \lambda)t} \}$$

y:

$$P_1(t) = \frac{1}{\lambda + \mu} \{ \lambda + [\mu - P(\mu + \lambda)]e^{-(\mu + \lambda)t} \}$$

Obsérvese que  $P_0(t) + P_1(t) = 1$ ; es decir, el sistema debe estar en operación o en reparación, de modo que en este caso:

$$A(t) = P_0(t)$$

Asimismo:

$$\bar{A}\bar{V}(t) = \frac{\mu}{\lambda + \mu} + \frac{\mu - P(\mu + \lambda)}{t(\lambda + \mu)^2} (1 - e^{-(\mu + \lambda)t})$$

y cuando  $t \rightarrow \infty$ :

$$UTR = \bar{A}\bar{V}(\infty) = \frac{\mu}{\lambda + \mu}$$

Esto se puede obtener asimismo en forma directa a partir de la definición de UTR como:

$$UTR = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} = \frac{1/\lambda}{1/\lambda + 1/\mu} = \frac{\mu}{\lambda + \mu}$$

En la mayor parte de los casos prácticos el MTBF es mucho menor que el MTTR, y se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\bar{A}\bar{V}(\infty) \approx 1 - \frac{\lambda}{\mu}$$

#### 39.5.5 Sistema de reserva de dos unidades

Considérese un sistema que consta de dos unidades, cada una con índice de falla constante  $\lambda$  e índice de reparación constante  $\mu$ . Ambas unidades son original-

mente operables; un componente está en operación efectiva y el otro está en espera inactiva. Se supone que la conmutación y la detección son perfectas y que no se requiere calentamiento.

En un tiempo  $t$  cualquiera el sistema deberá estar en uno de los tres estados siguientes con probabilidad, por ejemplo,  $P_i(t)$ ,  $i = 0, 1, 2$ .

**Estado 0.** Ambos componentes son operables pero sólo uno está en operación.

**Estado 1.** Ha fallado un componente y el otro está en operación.

**Estado 2.** Han fallado ambos componentes.

Aplicando la teoría de los procesos estocásticos, las probabilidades  $P_i(t)$ , la confiabilidad  $R_S(t)$  y el MTBF del sistema se pueden obtener en términos de  $\lambda$  y  $\mu$ , y son como sigue:

$$P_0(t) = \frac{\lambda + \mu + s_1}{s_1 + s_2} e^{s_1 t} \frac{\lambda + \mu + s_2}{s_1 - s_2} e^{s_2 t}$$

$$P_1(t) = \frac{\lambda}{s_1 - s_2} (e^{s_1 t} - e^{s_2 t})$$

$$R(t) = P_0(t) + P_1(t) = \frac{s_1 e^{s_2 t} - s_2 e^{s_1 t}}{s_1 - s_2}$$

y:

$$\text{MTBF} = \frac{2\lambda + \mu}{\lambda^2}$$

donde:

$$s_1 = \frac{-(2\lambda + \mu) + (4\lambda\mu + \mu^2)^{1/2}}{2}$$

y:

$$s_2 = \frac{-(2\lambda + \mu) - (4\lambda\mu + \mu^2)^{1/2}}{2}$$

Recuérdese que el MTBF sin reparación (es decir,  $\mu = 0$ ) está dado por  $\text{MTBF} = 2/\lambda$ . La razón de estos dos valores de MTBF produce  $1 + \mu/2\lambda$ , que representa la medida de la mejora en el MTBF del sistema debida a la reparación.

### 39.5.6 Sistema en paralelo de dos unidades

En este caso las hipótesis básicas son las mismas que en el caso del sistema de reserva, salvo que se supone que ambas unidades son operables y el estado 0 se redefine como aquel en el cual ambos componentes están en operación. Mediante la aplicación de la teoría de los procesos estocásticos, se obtiene que las medidas de rendimiento del sistema son:

$$P_0(t) = \frac{\lambda + \mu + s_1}{s_1 - s_2} e^{s_1 t} \frac{\lambda + \mu + s_2}{s_1 - s_2} e^{s_2 t}$$

y:

$$P_1(t) = \frac{2\lambda}{s_1 - s_2} (e^{s_1 t} - e^{s_2 t})$$

$$P_2(t) = 1 + \frac{s_2 e^{s_1 t} - s_1 e^{s_2 t}}{s_1 - s_2}$$

$$R(t) = \frac{s_1 e^{s_2 t} - s_2 e^{s_1 t}}{s_1 - s_2}$$

$$\text{MTBF} = \frac{3\lambda + \mu}{2\lambda^2}$$

donde:

$$s_1 = \frac{-(3\lambda + \mu) + (\lambda^2 + 6\lambda\mu + \mu^2)^{1/2}}{2}$$

y:

$$s_2 = \frac{-(3\lambda + \mu) - (\lambda^2 + 6\lambda\mu + \mu^2)^{1/2}}{2}$$

El MTBF del sistema sin reparación (es decir,  $\mu = 0$ ) está dado por  $3/2\lambda$ , y de este modo la medida de la mejora introducida es  $1 + \mu/3\lambda$ .

### 39.5.7 Sistema de reserva con reparación en paralelo

Considérese un sistema de reserva que consta de  $n$  unidades, cada una con los mismos índices de falla  $\lambda$  y de reparación  $\mu$ . Supóngase que se proporcionan  $r \leq n - 1$  instalaciones de reparación y que se tiene una unidad en operación y las otras como reserva. Se supone que una unidad no está sujeta a fallas mientras permanece en reserva, y que el tiempo para cambiar de una unidad que ha fallado a una de reserva es insignificante. Cuando se repara una unidad, ésta se reserva. Por tanto, una unidad puede estar en uno de tres estados posibles: en operación en el sistema, en reserva, o en espera para recibir servicio de reparación o recibiendo. Sea  $i$  el estado del sistema en el cual exactamente han fallado  $i$  unidades ( $i = 0, 1, \dots, n$ ) y están en espera de reparación o recibiendo. En el estado estable; es decir, cuando  $t \rightarrow \infty$ , se tiene:

$$P_0 = \left[ 1 + \sum_{i=1}^r \frac{1}{i!} \left( \frac{\lambda}{\mu} \right)^i + \sum_{i=r+1}^n \frac{1}{r! r^{i-r}} \left( \frac{\lambda}{\mu} \right)^i \right]^{-1}$$

$$P_i = \begin{cases} \frac{1}{i!} \left( \frac{\lambda}{\mu} \right)^i P_0, & \text{si } 1 \leq i \leq r \\ \frac{1}{r! r^{i-r}} \left( \frac{\lambda}{\mu} \right)^i P_0, & \text{si } r+1 \leq i \leq n \end{cases}$$

y:

$$\text{UTR} = 1 - P_n$$

En particular, cuando  $n = 2$  y  $r = 1$ :

$$UTR = \frac{\mu(\mu + r)}{\mu^2 + \lambda\mu + \lambda^2}$$

y cuando  $n = 2$  y  $r = 2$ :

$$UTR = \frac{2\mu(\lambda + \mu)}{\lambda^2 + 2\lambda\mu + 2\mu^2}$$

La medida de la mejora en la relación de tiempo de actividad debido a que se tienen dos instalaciones de reparación en vez de una es:

$$\frac{2\mu^2 + 2\lambda\mu + 2\lambda^2}{\lambda^2 + 2\lambda\mu + 2\mu^2} = 1 + \frac{\lambda^2}{(\lambda + \mu)^2 + \mu^2}$$

### 39.5.8 Dos componentes en serie y una instalación de reparación

Considérese el sistema simple en el cual están conectados en serie dos equipos de modo que, si uno u otro falla, el sistema fallará. Se supone que cada equipo falla con la misma frecuencia  $\lambda$  y que cada uno se puede reparar con la misma velocidad  $\mu$ .

En un momento cualquiera  $t$  el sistema deberá estar en uno de los tres estados siguientes con probabilidades, por ejemplo,  $P_i(t)$ ,  $i = 0, 1, 2$ .

**Estado 0.** Ambos equipos están en operación.

**Estado 1.** Un equipo está en operación y el segundo en reparación.

**Estado 2.** Ambos equipos están en reparación.

En el estado estable las probabilidades son:

$$P_2 = \frac{2\lambda^2}{\mu^2 + 2\lambda\mu + 2\lambda^2}$$

$$P_1 = (\mu / \lambda) P_2$$

$$P_0 = 1 - P_1 - P_2$$

y:

$$\overline{AV}(\infty) = \frac{\mu^2}{\mu^2 + 2\lambda\mu + 2\lambda^2}$$

### 39.5.9 $n$ componentes en serie y una instalación de reparación

En general, se puede demostrar que, si  $X = \mu / \lambda$ , se cumple la siguiente relación de recurrencia:

$$P_n = X^0 P_n$$

$$P_{n-1} = X^1 P_n$$

$$P_{n-2} = X^2 P_n$$

...

$$P_0 = (X^n / n!) P_n$$

Puesto que  $P_0 + P_1 + P_2 + \dots + P_n = 1$ , es posible deducir que:

$$P_n = 1 / \sum_{j=0}^n (X^j / j!)$$

y:

$$\overline{AV}(\infty) = A(\infty) = P_0 = \frac{X^n}{n! \sum_{j=0}^n (X^j / j!)}$$

El número esperado de equipos que estarán inactivos en un momento cualquiera se puede determinar a partir de:

$$E(n) = \sum_{j=0}^n n_j P_j = \frac{\sum_{j=0}^n [j X^{n-j} / (n-j)!]}{\sum_{j=0}^n (X^j / j!)}$$

donde  $X \leq 1$ .

La varianza de la distribución del número de equipos que estarán inactivos en cualquier instante está dada por:

$$\sigma_2(n) = \frac{\sum_{j=0}^n [j^2 X^{n-j} / (n-j)!]}{\sum_{j=0}^n (X^j / j!)} - \left[ \frac{\sum_{j=0}^n [j X^{n-j} / (n-j)!]}{\sum_{j=0}^n (X^j / j!)} \right]^2$$

### 39.5.10 Dos componentes en serie y dos instalaciones de reparación

Si se procede como en el caso anterior:

$$P_2 = \frac{\lambda}{2\mu} P_1$$

$$P_1 = \frac{2\lambda}{\mu} P_0$$

$$\overline{AV}(\infty) = A(\infty) = P_0 = \mu^2 / (\lambda + \mu)^2$$

### 39.5.11 $n$ componentes en serie y $n$ instalaciones de reparación

Si, como antes, se hace que  $X = \mu / \lambda$ , se observa que se cumplen las siguientes relaciones de recurrencia:

$$P_n = \binom{n}{n} X^0 P_n$$

$$P_{n-1} = \binom{n}{n-1} X^1 P_n$$

$$P_{n-2} = \binom{n}{n-2} X^2 P_n \dots$$

$$P_0 = \binom{n}{n-n} X^n P_n$$

$$\overline{AV}(\infty) = A(\infty) = P_0 = \frac{X_n}{\sum_{j=0}^n \binom{n}{n-j} X^j} = \frac{\mu^n}{(\lambda + \mu)^n}$$

Se esperaba obtener este resultado, ya que contar con un técnico para reparar cada equipo en forma independiente de los demás técnicos, define un conjunto donde la disponibilidad de cada equipo es independiente de la disponibilidad de otros. Por tanto, si la disponibilidad de un equipo cualquiera es la relación  $\mu/(\lambda + \mu)$ , la probabilidad de que estén disponibles los  $n$  equipos es simplemente el evento compuesto  $[\mu/(\lambda + \mu)]^n$ .

El valor esperado y la varianza del número de equipos inactivos en cualquier momento son:

$$E(n) = n \left( \frac{1}{1 + X} \right)$$

y:

$$\sigma^2(n) = n \left( \frac{1}{1 + X} \right) \left( \frac{X}{1 + X} \right)$$

Por tanto, si hay cuatro equipos y  $\lambda = \mu = 1$ , se esperaría que dos equipos estuvieran inactivos en cualquier momento dado, y la raíz cuadrada de la varianza sería un equipo.

### 39.6 ESTIMACIÓN DE LA CONFIABILIDAD

En la práctica se desconocen los parámetros del modelo de la falla e incluso el modelo mismo. Los parámetros se tienen que estimar a partir de los datos disponibles de las pruebas de duración. Se dispone de diversos métodos para obtener estimaciones de los parámetros del modelo de falla, para ajustar un modelo de falla especificado a un conjunto de datos en particular y para ajustar un modelo a una función de riesgo observada. Después se utilizan los parámetros estimados para evaluar la confiabilidad. Comúnmente, los métodos que se aplican son:

- Método de máxima probabilidad.
- Método de coincidencia de momentos.
- Método de mínimos cuadrados.
- Graficado en papel probabilidad.

Los métodos de estimación de los parámetros del modelo de falla pueden servir para la estimación puntual y para la estimación interna. También se utilizan las pruebas adecuadas de la bondad del ajuste para juzgar la idoneidad del modelo de falla ajustado como descriptor de los datos de falla observados.

En esta sección se describen los métodos citados para estimar los parámetros del modelo y dos métodos para probar la bondad del ajuste. Una exposición detallada de este tema puede encontrarse en Mann y colaboradores<sup>4</sup> y Hahn y Shapiro<sup>9</sup>.

#### 39.6.1 Términos relevantes

**Estimación puntual.** Elección de un número individual, llamado estadística, para el cual existe alguna expectativa o seguridad de que está "razonablemente próximo" al parámetro que se supone estima.

**Estimador sin sesgo.** Se dice que una estadística  $\hat{\lambda}$  es un estimador sin sesgo del parámetro  $\lambda$  si:

$$E(\hat{\lambda}) = \lambda$$

**Estimación de intervalo.** Proceso de elegir dos estadísticas  $\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2$ , tales que:

$$P(\hat{\lambda}_1 < \lambda < \hat{\lambda}_2) = 1 - \alpha$$

Después de que se eligen los valores,  $(\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2)$  se denomina intervalo de confianza del  $100(1 - \alpha)\%$  de  $\lambda$ .

#### 39.6.2 Método de máxima probabilidad

Considérese  $t_1, t_2, \dots, t_n$  una muestra aleatoria de tiempos de vida con pdf  $f(t)$ . Sea  $\lambda$  el parámetro de interés de esta distribución; para reflejar esto,  $f(t)$  se puede escribir  $f(t, \lambda)$ . Por tanto, la probabilidad conjunta de la ocurrencia de  $t_1, t_2, \dots, t_n$  puede expresarse como sigue:

$$f(t_1, t_2, \dots, t_n; \lambda) = f(t_1; \lambda), f(t_2; \lambda) \dots f(t_n; \lambda)$$

ya que  $t_1, t_2, \dots, t_n$  son observaciones independientes. Ahora bien, si se han hecho las observaciones, podría resultar de interés obtener una estimación de  $\lambda$ . Dados  $t_1, t_2, \dots, t_n$  como tiempos de vida observados, puede escribirse  $l(\lambda/t_1, t_2, \dots, t_n)$  como la función probabilidad de  $\lambda$ .

El método de máxima probabilidad consiste en obtener el valor  $\hat{\lambda}$  de  $\lambda$  tal que se maximice la función probabilidad descrita.

Para observar cómo se obtiene una estimación de máxima probabilidad (mle), se considera la distribución gamma que se analizó en la sección 39.3. Los parámetros de la distribución son  $k$  y  $\lambda$ , de manera que para los valores observados de los tiempos de falla  $t_1, t_2, \dots, t_n$ :

$$l(\lambda, k | t_1, t_2, \dots, t_n) = \left( \frac{\lambda^k}{\Gamma k} \right)^n \left( \prod_{i=1}^n t_i \right)^{k-1} \exp \left( -\lambda \sum_{i=1}^n t_i \right)$$

Las estimaciones de máxima probabilidad  $\hat{\lambda}$  y  $\hat{k}$  de  $\lambda$  y  $k$ , respectivamente, se obtienen como soluciones de las expresiones:

$$\frac{\partial \ln l}{\partial \lambda} = 0 \text{ y } \frac{\partial \ln l}{\partial k} = 0$$



donde  $l$  representa la función probabilidad. Las expresiones para  $\hat{\lambda}$  y  $\hat{k}$  son:

$$\hat{\lambda} = \frac{\hat{\lambda} - \frac{1}{2} + \frac{1}{2n}(\hat{k} - \frac{1}{2})}{\left(\prod_{i=1}^n t_i\right)^{1/n}}$$

$$\hat{k} = \hat{\lambda} \cdot \sum_{i=1}^n t_i/n$$

### 39.6.3 Método de coincidencia de momentos

Éste es un método fácil de aplicar para estimar los parámetros del modelo de falla a partir de tiempos de vida observados. Sin embargo, suele resultar menos eficiente que, por ejemplo, el método de máxima probabilidad. En este método la media y la varianza de la muestra se igualan a la media y la varianza teóricas del modelo de falla. Después se resuelven las ecuaciones resultantes a fin de obtener las estimaciones de los parámetros.

Por ejemplo, supóngase que el tiempo para que falle un generador eléctrico está representado por una distribución gamma. Se observó que fallaron siete generadores similares en 100, 110, 150, 175, 185, 200 y 220 horas. Para estos datos la media de la muestra es 162.9 y su varianza es 2 032. La media teórica de una distribución gamma es  $k/\lambda$  y la varianza teórica es  $k/\lambda^2$ , de manera que  $k/\lambda = 162.9$  y  $k/\lambda^2 = 2 032$ . Esto produce  $\hat{k} = 13.06$  y  $\hat{\lambda} = 12.47$ .

### 39.6.4 Método de mínimos cuadrados

Para entender el método general, supóngase que se tienen  $n$  resultados pareados de un experimento  $x_1, x_2, \dots, x_n$  e  $y_1, y_2, \dots, y_n$ , donde las  $x$  son las variables independientes y las  $y$  son las variables dependientes. Se desea determinar una relación entre las  $x$  y las  $y$  a fin de hacer predicciones.

Se postula el modelo:

$$y = ax + b + \varepsilon$$

donde  $a$  y  $b$  son las constantes y  $\varepsilon$  es el error aleatorio en la predicción.

El método de mínimos cuadrados consiste en obtener aquellas estimaciones de  $a$  y  $b$  que minimicen la suma de los errores al cuadrado  $\sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2$ .

Con base en este criterio, se puede probar que las estimaciones de mínimos cuadrados de  $a$  y  $b$  son:

$$\tilde{a} = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \left( x_i - \sum_{i=1}^n x_i/n \right)}{\sum_{i=1}^n \left( x_i - \sum_{i=1}^n x_i/n \right)^2}$$

y:

$$\tilde{b} = \sum_{i=1}^n y_i / (n - \tilde{a}) \sum_{i=1}^n x_i/n$$

### 39.6.5 Graficado en papel probabilidad

Éste es un método gráfico de estimación de parámetros y de verificación subjetiva de hasta qué punto se ajusta una distribución a los datos de falla dados. El procedimiento consiste en graficar los datos no agrupados o agrupados en el papel probabilidad para la distribución elegida. Si los puntos graficados están sobre una línea recta, se supone que el ajuste es bueno. Los detalles pueden consultarse en Hahn y Shapiro<sup>9</sup>.

### 39.6.6 Pruebas de bondad de ajuste

Se describen dos pruebas de bondad de ajuste para verificar la idoneidad de modelos ajustados.

**Prueba de Kolmogorov-Smirnov.** Esta prueba se utiliza cuando se dispone de cantidades relativamente pequeñas de datos y se desea determinar si la distribución ajustada es la apropiada. El procedimiento se ilustra por medio de un ejemplo de datos del tiempo de falla.

1. En la tabla 39-2 se presentan 20 tiempos de falla observados,  $t_1, t_2, \dots, t_{20}$ . Los tiempos de falla se ordenan según su valor numérico.
2. Con base en información histórica, juicio ingenieril, etc., se toman como una distribución de Weibull.
3. Se estiman los parámetros de forma y escala; los resultados son  $\hat{\beta} = 1.50$  y  $\hat{\eta} = 930.84$ .
4. Los valores calculados de la función distribución acumulativa estimada  $\hat{F}(t)$  se dan en la tabla 39-2. Los valores se determinan en cada tiempo de falla.

Tabla 39-2. Datos de tiempos de falla y prueba de Kolmogorov-Smirnov

$t$	$\hat{F}(t)$	$F(t)$	$ \hat{F}(t) - F(t) $
92	0.03	0.05	0.02
130	0.05	0.10	0.05
233	0.12	0.14	0.02
260	0.14	0.19	0.05
320	0.18	0.24	0.06
325	0.19	0.29	0.10
420	0.26	0.33	0.07
430	0.27	0.38	0.11
465	0.30	0.43	0.13
518	0.34	0.48	0.14
640	0.43	0.52	0.09
700	0.48	0.57	0.09
710	0.49	0.62	0.13
770	0.53	0.67	0.14
830	0.57	0.71	0.14
1 010	0.68	0.76	0.08
1 020	0.68	0.81	0.13
1 280	0.80	0.86	0.06
1 330	0.82	0.90	0.08
1 690	0.91	0.95	0.04

**Tabla 39-3. Número de ciclos para que ocurra una falla para un grupo de 50 relevadores**

1 283	4 865	8 185	13 210	28 946
1 887	5 147	8 559	14 833	29 254
1 888	5 350	8 843	14 840	30 822
2 357	5 353	9 305	14 988	38 319
3 137	5 410	9 460	16 306	41 554
3 606	5 536	9 595	17 621	42 870
3 752	6 499	10 247	17 807	62 960
3 914	6 820	11 492	20 747	63 910
4 394	7 733	12 913	21 990	68 888
4 398	8 025	12 937	23 449	73 473

- El percentil de cada uno de los  $(i)$  tiempos de falla se calcula a partir de  $F(i) = i/(n + 1)$ . En la tabla 39-2 se dan los valores de  $F(i)$  y  $|\hat{F}(t) - F(i)|$ .
- Se compara el  $\max |\hat{F}(t) - F(i)|$  con el valor crítico de la estadística de Kolmogorov-Smirnov para la  $n$  dada y el nivel de significancia especificado.

Para el ejemplo,  $n = 20$  y el nivel de significancia es, por ejemplo, 0.05. A partir de las tablas (véase Bury<sup>5</sup>), el valor crítico es 0.29; de la tabla 39-2 el valor máximo de  $|\hat{F}(t) - F(i)|$  es 0.14. Por tanto, al nivel de significancia del 5% en este caso no se puede rechazar la hipótesis de que los datos de la falla provinieron de una distribución de Weibull.

**Prueba  $\chi^2$  de bondad de ajuste.** Esta prueba suele utilizarse para verificar la distribución ajustada cuando se dispone de muestras relativamente grandes.

- El número de ciclos para que falle un grupo de 50 relevadores en una prueba de duración se da en la tabla 39-3.
- Se supone que la distribución de la falla es de Weibull de dos parámetros, y los parámetros estimados son  $\hat{\beta} = 1.2$  y  $\hat{\eta} = 2539.55$ .
- Los ciclos necesarios para que ocurra la falla se dividen en intervalos; en la tabla 39-4 se muestra el número de fallas  $f_i$  en cada intervalo.
- El número esperado de fallas  $F_i$  en cada intervalo se obtiene a partir de:

$$P(\text{falla en un intervalo}) = F(x_n) - F(x_{n-1})$$

donde  $F(x) = 1 - \exp(-x/\eta)^\beta$ .

- La estadística  $\chi^2$  se calcula a partir de:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(f_i - F_i)^2}{F_i}$$

donde  $k$  = número de intervalos. Esta estadística  $\chi^2$  se compara con el valor tabulado para determinar la idoneidad del ajuste.

Los grados de libertad en este caso son  $(k - 1) - v = (6 - 1) - 2 = 3$ . El valor de la tabla de  $\chi^2$  para tres grados de libertad y el nivel de significancia de 0.05 es 7.815. Como 3.69 no excede del valor tabulado, la hipótesis de que estos datos provinieron de una distribución de Weibull no puede rechazarse al nivel de significancia del 5%.

### 39.7 CONFIABILIDAD DEL SOFTWARE

Como ya se dijo, un importante atributo de calidad de cualquier sistema de computación es el grado al que se puede confiar que desempeñe la función para la que fue diseñado\*. La medición, predicción y mejora de este atributo han interesado a los diseñadores y usuarios de computadoras desde los primeros días de su evolución. Hasta finales de la década de 1960, la atención se concentraba casi exclusivamente en el rendimiento del sistema relacionado con el hardware. A inicios de la década de 1970 el software adquirió relevancia, principalmente debido a un aumento continuo en la relación de costos de software sobre hardware, tanto en la fase de desarrollo como en la operativa del sistema. El software, también conocido como programa, es en esencia un instrumento de transformación de un conjunto discreto de entradas en un conjunto también discreto de salidas. Con frecuencia el producto terminado es imperfecto, en el sentido de que existe una discrepancia entre lo que puede hacer un programa y lo que el usuario del sistema desea que éste haga. Estas discrepancias se denominan errores del software.

Aunque se sepa que el software contiene errores, por lo general se desconoce su identidad exacta. En la actualidad existen dos métodos para exponer estos errores: la demostración y el análisis del programa.

**Demostración del programa.** Pese a ser formal y matemática, sigue siendo una herramienta imperfecta para verificar la corrección del programa.

**Análisis del programa.** Es más práctico y un tanto heurístico. Consiste en una ejecución simbólica o física de un conjunto de casos de prueba con el objetivo de exponer cualquier error que tenga el programa. No obstante, es un método demasiado imperfecto para garantizar la completa corrección del programa.

Debido a la imperfección de estos métodos para garantizar que un programa es correcto, se necesita una medida cuantificable que refleje el grado de incorrección del programa. Esta medida también es útil en la planificación y el control de otros recursos que se necesitan para mejorar la calidad del software. Una medida de este tipo que se ha venido utilizando en los últimos 10 años es la confiabilidad del software.

\* Esto es especialmente cierto en el caso de un sistema de computación, que en muchos casos es responsable de funciones críticas para la vida de personas o la seguridad de equipo valioso.

**Tabla 39-4. Tabla de la prueba de bondad de ajuste  $\chi^2$  con base en los datos de la tabla 39-3**

Intervalo	$f_i$	$F(x)$	$[F(x_n) - F(x_{n-1})]$	$F_i$	$(f_i - F_i)^2/F_i$
0 a 4 000	8	0.16	0.16	8	0
4 000 a 7 200	10	0.30	0.14	7	1.29
7 200 a 13 000	12	0.52	0.22	11	0.11
13 000 a 18 000	7	0.66	0.14	7	0.0
18 000 a 25 000	3	0.80	0.14	7	2.29
25 000 a $\infty$	10	1.00	0.20	10	0
Total	50			50	$\chi^2 = 2.69$

Existen varios puntos de vista en conflicto en cuanto a qué es la confiabilidad del software y cómo debe cuantificarse. Por ejemplo, algunas personas creen que la medida debe ser de naturaleza binaria, de manera que un programa incorrecto tendría confiabilidad cero mientras que un programa perfecto tendría confiabilidad uno. Sin embargo, otros consideran que la medida debe ser un porcentaje del tiempo que el programa trabaja como lo desea el usuario. Siguiendo este último enfoque, la confiabilidad del software se define como sigue: sea  $E$  una clase de errores, definidos en forma arbitraria, y sea  $T$  una medida de tiempo relevante, cuyas unidades están regidas por la aplicación del caso. Por tanto, la confiabilidad del programa con respecto a la clase de errores  $E$  y con respecto a la medida de tiempo  $T$  es la probabilidad de que no ocurra ningún error de la clase durante la ejecución del programa en un periodo de tiempo relevante preespecificado.

Durante los últimos años se han propuesto varios modelos para estimar la confiabilidad del software. La mayor parte de ellos se basan en la historia de errores del software, y pueden clasificarse de la manera siguiente conforme a la naturaleza del proceso de falla:

- 1. Modelos de tiempo entre falla.** Se supone que la variable aleatoria  $X_i$ , el tiempo entre las fallas ( $i - 1$ )-ésima y la  $i$ -ésima, sigue una distribución cuyo parámetro o parámetros dependen por lo general del número de errores remanentes durante este intervalo. En las estimaciones de la confiabilidad del software y de otras medidas del rendimiento se utilizan estos modelos con base en los tiempos entre las primeras  $k$  fallas,  $x_1, x_2, \dots, x_k$ .
- 2. Modelos de conteo de fallas.** Se supone que la variable aleatoria  $[N(t); t \geq 0]$ , el número de fallas al tiempo  $t_i$ , sigue un proceso estocástico que suele basarse en un índice de falla dependiente del tiempo (discreto o continuo). Entonces se estiman medidas de rendimiento adecuadas a partir de los valores observados de  $N(t_1), N(t_2), \dots, N(t_i)$  o bien de  $x_1, x_2, \dots, x_k$ .
- 3. Modelos de siembra de errores.** Se introduce o "siembra" un número conocido de errores en un programa que se supone tiene un número desconocido de errores previos. Después de que se ejecuta el programa, se cuentan los errores

previos y "sembrados" que se detectan, y los números resultantes se utilizan para estimar el contenido de errores del programa. Entonces se obtienen estimaciones de la confiabilidad del software a partir de este valor.

- 4. Modelos basados en el dominio de la entrada.** El enfoque básico que se asume en estos modelos consiste en generar un conjunto de casos de prueba a partir de una distribución de entrada que se supone es representativa del uso operacional del programa. Debido a la dificultad que existe para obtener esta distribución, el dominio de entrada se divide en un conjunto de clases de equivalencia, donde cada una suele estar asociada con una trayectoria del programa. Se obtiene una estimación de la confiabilidad del programa a partir de las fallas que se observan durante la ejecución física o simbólica de los casos de prueba muestreados a partir del dominio de la entrada.

En Goel<sup>11</sup> se da una explicación detallada de estos modelos, sus limitaciones y su aplicabilidad. Los modelos de fallas del hardware y del software se tratan en Goel y Soenjoto<sup>12</sup>.

## 39.8 INGENIERÍA DE CONFIABILIDAD

La ingeniería de confiabilidad es la disciplina técnica del manejo, estimación y control de la probabilidad de falla en dispositivos, equipo y sistemas. En un sentido es ingeniería en su forma más práctica, ya que consta de dos aspectos fundamentales: prestar atención al detalle y manejar incertidumbres. En esta sección se describe un "juego de herramientas" básico que necesita el ingeniero para diseñar un sistema que cumpla un requisito de confiabilidad especificado. En las secciones anteriores se asentaron las bases matemáticas teóricas para la disciplina de la ingeniería de confiabilidad. En esta sección se ponen de relieve algunos enfoques prácticos para la solución de problemas de ingeniería de confiabilidad.

### 39.8.1 Especificación de la confiabilidad

El paso inicial en el proceso de la ingeniería de confiabilidad es la especificación de la confiabilidad que

debe darse a un equipo o sistema durante su diseño. Los elementos esenciales de una especificación de confiabilidad son:

- Una declaración cuantitativa del requisito de confiabilidad.
- Una descripción completa del medio en el cual se almacenará, transportará, operará y reparará el equipo o sistema.
- La medida del tiempo o el perfil de la misión.
- Una definición clara de lo que constituye la falla.
- Una descripción del procedimiento de prueba, con criterios de aceptación y rechazo que se utilizarán para demostrar la confiabilidad especificada.

**Métodos de especificación del requisito de confiabilidad.** Para ser significativo, un requisito de confiabilidad se deberá especificar en forma cuantitativa. Existen cuatro formas básicas en las cuales se puede definir un requisito de confiabilidad.

1. **“Vida media” o tiempo medio entre fallas, MTBF.** Esta definición es útil para sistemas de larga duración en los cuales la forma de la distribución de confiabilidad no es demasiado crítica, o en los que las longitudes planificadas de la misión son siempre cortas respecto a la vida media especificada. Aunque esta definición es adecuada para especificar la duración, no garantiza positivamente un nivel de confiabilidad especificado al principio de la vida, salvo que se pueda demostrar que es válida la suposición de una distribución exponencial.
2. **Probabilidad de supervivencia en el tiempo especificado  $t$ .** Este concepto es útil para definir la confiabilidad cuando se requiere un alto nivel de confianza durante el periodo de la misión, pero un tiempo medio para que ocurra la falla después de terminada la misión es de mínima consecuencia táctica, salvo porque influye en la disponibilidad.
3. **Probabilidad de éxito, independiente del tiempo.** Esta definición es útil para especificar la confiabilidad de dispositivos de “un tiro” (no cíclicos). También se utiliza para elementos cíclicos, tales como la confiabilidad de vuelo de misiles, la confiabilidad de lanzamiento de lanzaderas espaciales y la confiabilidad de detonación de cabezas de guerra.
4. **“Índice de falla” en un periodo de tiempo especificado.** Esta definición es útil para especificar la confiabilidad de piezas, unidades y montajes cuya vida media es demasiado larga para ser significativa o cuya confiabilidad en el periodo de tiempo de interés se aproxima a la unidad.

El requisito de confiabilidad puede especificarse en una de las dos maneras siguientes: como un valor nominal con el cual estaría satisfecho el cliente, en promedio, o como un valor mínimo por debajo del cual el cliente hallaría el sistema totalmente inaceptable e in-

tolerable en el medio operativo (un valor basado en requisitos operacionales). De los dos métodos, el primero es con mucho el mejor, ya que establece automáticamente la meta del diseño en o por encima de un mínimo conocido.

Por ejemplo, considérese un radar complejo que tiene funciones de búsqueda y seguimiento. La función de búsqueda se puede operar en los modos de baja y alta potencia. El requisito de confiabilidad para este sistema podría expresarse en relación a tres casos de la manera siguiente:

- **Caso I.** Búsqueda de alta potencia: MTBF de 28 horas.
- **Caso II.** Búsqueda de baja potencia: MTBF de 40 horas.
- **Caso III.** Seguimiento: Probabilidad de 0.98 de obtener un funcionamiento satisfactorio durante 1/2 hora.

**Descripción del medio, de las condiciones de uso o de ambos.** La especificación de la confiabilidad deberá abarcar todos los aspectos del medio de uso al cual estará expuesto el elemento y que puedan influir en la probabilidad de falla. La especificación deberá establecer en terminología estándar las condiciones “de uso” en las cuales el elemento deberá tener el rendimiento requerido.

Estas condiciones se refieren a todas las condiciones de uso conocidas en las cuales deberá obtenerse la confiabilidad especificada, a saber:

- Temperatura.
- Humedad.
- Impacto.
- Vibración.
- Presión.
- Penetración/abrasión.
- Luz ambiente.
- Posición de montaje.
- Clima (viento, lluvia, nieve).
- Habilidad del operador.

**Medida del tiempo o perfil de la misión.** El tiempo es decisivo en la descripción cuantitativa de la confiabilidad. Es la variable independiente en la función de confiabilidad. El uso del sistema desde el punto de vista del tiempo determina en gran medida la forma de expresión de la confiabilidad, de la que el tiempo es parte integral. En aquellos casos en que un sistema no está diseñado para la operación continua, se deberán definir el perfil de tiempo total anticipado o las secuencias de tiempo de operación, ya sea en términos de regímenes de trabajo o de diagramas del perfil.

**Definición clara de la falla.** Se deberá establecer una definición clara e inequívoca de “falla” del equipo o sistema en relación con sus parámetros de rendimiento importantes. Se deberá definir el rendimiento óptimo del sistema (o equipo). También se deberá expresar en términos que sean medibles durante la prueba de demostración.

La medición de parámetros generalmente incluirá atributos de rendimiento aprobatorios y desaprobatorios, y características de rendimiento variables. La falla de atributos de rendimiento aprobatorios y desaprobatorios, tales como la conmutación de canales, adquisición del blanco, ignición de motores y detonación de cabezas de guerra es fácil de definir y medir para constituir una frontera de decisión entre la aprobación y la desaprobación. Por otro lado, la falla de una característica de rendimiento variable es más difícil de definir en relación con los límites específicos fuera de los cuales el rendimiento se considera insatisfactorio. Más allá de los límites de rendimiento aceptable una misión puede degradarse a un nivel inaceptable.

**Descripción de métodos para la demostración de la confiabilidad.** No basta con especificar meramente el requisito de confiabilidad. Es necesario además delinear la o las pruebas que se realizarán para verificar si se ha cumplido el requisito especificado. En esencia, el elemento de especificación de la confiabilidad deberá responder a las siguientes cuestiones:

- **Cómo se probará el equipo o sistema:** condiciones de prueba especificadas, por ejemplo, condiciones ambientales, medidas y duración de la prueba, condiciones de operación del equipo, criterios de aceptación y rechazo, requisitos de informe de las pruebas, etc.
- **Quién realizará las pruebas:** contratista, gobierno, organización independiente.
- **Cuándo se realizarán las pruebas:** desarrollo, producción, operación en el campo.
- **Dónde se realizarán las pruebas:** planta del contratista, organización del gobierno.

### 39.8.2 Distribución o asignación de la confiabilidad

El primer paso en el proceso de diseño consiste en traducir el requisito global de confiabilidad del sistema en requisitos de confiabilidad para cada uno de los subsistemas. Este proceso se conoce como distribución (o asignación) de la confiabilidad.

La asignación de la confiabilidad del sistema implica la solución de la desigualdad básica:

$$f(\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_n) \geq R_S$$

donde  $\hat{R}_i$  = parámetro de confiabilidad de la asignación para el  $i$ -ésimo subsistema

$R_S$  = parámetro del requisito de confiabilidad del sistema

$f$  = relación funcional entre la confiabilidad del subsistema y la del sistema

Por ejemplo, para un sistema en serie simple en el cual las  $R$  representan la probabilidad de supervivencia para  $t$  horas, la ecuación se convierte en:

$$\hat{R}_1(t) \cdot \hat{R}_2(t) \cdot \dots \cdot \hat{R}_n(t) \geq R_S(t)$$

En teoría, esta ecuación tiene una infinidad de soluciones, suponiendo que no hay restricciones sobre la

asignación. El problema consiste en establecer un procedimiento que genere un número de soluciones único o limitado por medio del cual se puedan asignar confiabilidades consistentes y razonables. Por ejemplo, la confiabilidad asignada a un subsistema simple de alta confiabilidad probada deberá ser mayor que la asignada a un subsistema complejo cuya confiabilidad observada haya sido siempre baja.

El proceso de asignación es aproximado. Los parámetros de confiabilidad distribuidos a los subsistemas se utilizan como lineamientos para determinar la factibilidad del diseño. Si la confiabilidad asignada a un sistema específico no se puede lograr en el estado actual de la tecnología, se deberá modificar el diseño del sistema y redistribuirse las asignaciones. Este procedimiento se repite hasta que se logra una asignación que cumpla el requisito de nivel del sistema y se puedan diseñar todas las restricciones y resultados de los subsistemas conforme al estado tecnológico actual.

En el caso de que se encuentre que aun con la reasignación algunos de los requisitos individuales de los subsistemas no se pueden cumplir dada la tecnología actual, el diseñador deberá utilizar uno o varios de los métodos siguientes (suponiendo que no son mutuamente excluyentes) para lograr la confiabilidad deseada:

- Buscar partes componentes más confiables.
- Simplificar el diseño mediante el uso de un menor número de partes componentes, si es posible sin degradar el rendimiento.
- Aplicar técnicas de desclasificación de componentes para reducir los índices de falla debajo de los promedios.
- Utilizar la redundancia en aquellos casos en que no se apliquen los tres primeros métodos.

Se deberá observar que el proceso de asignación se puede realizar, a su vez, en cada uno de los niveles inferiores de la jerarquía del sistema, por ejemplo, equipo, módulo, componente.

A continuación se describen seis métodos para la asignación de la confiabilidad. Estos métodos difieren en complejidad, según la cantidad de definición de subsistemas disponible y el grado de rigor que se utilice.

**Técnica de distribución igual.** En ausencia de información definitiva sobre el sistema además del hecho de que se utilizarán  $n$  subsistemas en serie, parecería razonable la distribución igual o equitativa a cada subsistema. En este caso la  $n$ -ésima raíz del requisito de confiabilidad del sistema se distribuiría a cada uno de los  $n$  subsistemas. En la técnica de la distribución igual se supone que hay una serie de  $n$  subsistemas, y que a cada uno de ellos se le asignará la misma meta de confiabilidad. Una deficiencia importante del método es que las metas del subsistema no se asignan conforme al grado de dificultad asociado con la consecución de las metas. El modelo de esta técnica es:

$$R_i^* = (R_S)^{1/n} \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, n$$

donde  $R_S$  es la confiabilidad requerida del sistema y  $R_i$  es el requisito de confiabilidad asignado al subsistema  $i$ .

Considérese, por ejemplo, un sistema de comunicación propuesto que consta de tres subsistemas (transmisor, receptor y codificador), donde cada uno debe funcionar para que el sistema funcione. Cada uno de estos subsistemas se desarrollará en forma independiente, y se supone que cada desarrollo es igualmente costoso. Se tiene entonces que los requisitos asignados a los subsistemas son:

$$R^*T = R^*R = R^*C = (R_S)^{1/3} = (0.729)^{1/3} = 0.90$$

Por tanto, se deberá asignar a cada subsistema un requisito de confiabilidad de 0.90.

**Técnica de distribución AGREE.** En el informe AGREE<sup>14</sup> se delinea un método de distribución de sistemas electrónicos. En esta técnica se toma en consideración la complejidad y la importancia de cada subsistema. Se supone que existe una serie de  $K$  subsistemas, donde cada uno tiene distribuciones de fallas exponenciales. La meta de la confiabilidad distribuida se expresa en términos del MTBF.

En esta técnica se emplea un concepto de módulo con tres fines:

1. De manera que se pueda tomar en cuenta la complejidad relativa requerida en forma inherente.
2. De manera que no sean ampliamente inconsistentes las cifras de confiabilidad mínimas aceptables.
3. De modo que los requisitos de confiabilidad sean dinámicos y que se puedan incorporar modificaciones de vanguardia según ocurran.

Un módulo se diseña como el bloque elemental electrónico básico y se considera un grupo de partes electrónicas.

**Técnica de distribución ARINC.** En este método se supone que existen subsistemas en serie con índices de falla constantes, de modo que cualquier falla de un subsistema provoque que falle el sistema y que el tiempo de misión de dicho subsistema sea igual al del sistema. Esta técnica requiere la expresión de requisitos de confiabilidad en términos del índice de falla.

**Técnica de factibilidad de objetivos.** Esta técnica se creó principalmente como un método de asignación de confiabilidad sin reparación para sistemas electromecánicos. En este método se calculan factores de asignación de los subsistemas como función de valores numéricos o "calificaciones" de complejidad, adelanto tecnológico, tiempo de funcionamiento y condiciones ambientales del sistema. El ingeniero estima esas calificaciones con base en su experiencia.

**Algoritmo de minimización del esfuerzo.** En este algoritmo se considera la minimización del esfuerzo total

que se realiza para cumplir requisitos de confiabilidad del sistema. Se supone que hay un sistema que se compone de  $n$  subsistemas en serie. Se hacen ciertas suposiciones concernientes a la función esfuerzo. Se supone que la confiabilidad de cada subsistema se mide en la fase de producción presente o se estima, y se asigna la confiabilidad de tal modo que los subsistemas de menor confiabilidad demanden una mejora más importante de ésta.

Sean  $R_1, R_2, \dots, R_n$  las confiabilidades de los subsistemas. La confiabilidad del sistema  $R_S$  estaría dada por:

$$R_S = \prod_{i=1}^n R_i$$

Sea  $R_S^*$  la confiabilidad requerida del sistema, donde  $R_S^* > R_S$ . Por tanto, se requiere incrementar cuando menos uno de los valores de  $R_i$  hasta el punto en que se cumpla la confiabilidad requerida  $R_S^*$ . Para lograr este incremento se requiere cierto esfuerzo, que se distribuirá de alguna manera entre los subsistemas. La cantidad de esfuerzo sería alguna función del número de pruebas, la cantidad de potencial humano de ingeniería aplicado a la tarea, y otros factores. En el algoritmo se supone que el subsistema tiene asociado con él la misma función esfuerzo  $G(R_i, R_i^*)$ , que mide la cantidad de esfuerzo que se necesita para incrementar la confiabilidad del  $i$ -ésimo subsistema de  $R_i$  a  $R_i^*$ .

**Método de programación dinámica.** Si no todos los subsistemas son igualmente difíciles de desarrollar, la programación dinámica ofrece un enfoque de distribución de la confiabilidad con mínimo esfuerzo cuando los subsistemas están sujetos a funciones esfuerzo diferentes pero identificables. El anterior algoritmo de minimización del esfuerzo requiere que todos los subsistemas estén sujetos a la misma función esfuerzo.

**Comentarios adicionales sobre el método de asignación de la programación dinámica.** El método de programación dinámica suele ser de la mayor utilidad, ya que puede implementarse con un algoritmo simple que consta exclusivamente de operaciones aritméticas. Algunas de sus ventajas son:

1. Se pueden resolver problemas grandes con un mínimo de operaciones (este "mínimo" puede ser muy grande en un sistema complejo).
2. Siempre existe un número finito de pasos que se requieren en el cálculo de una solución óptima.
3. No existen restricciones de ningún tipo sobre la forma de la expresión funcional para calcular la confiabilidad o la forma de las ecuaciones para estimar costos. Si se requiere se pueden utilizar funciones no lineales.

Los algoritmos de programación dinámica ofrecen una guía a través del laberinto de posibles operaciones alternativas que pueden surgir cuando se analicen sistemas grandes. El método de programación dinámica también se puede aplicar al problema de optimización

de la confiabilidad de sistemas redundantes con reparación. El uso de este algoritmo no exime en modo alguno del requisito de calcular la confiabilidad y el costo de cada configuración del sistema. Sin embargo, minimiza el número total de operaciones haciendo a un lado aquellas configuraciones que originarían una reducción de la confiabilidad o un exceso en los costos más allá de sus restricciones, etc.

La técnica de optimización de programación dinámica tiene una aplicación potencial en otras áreas del análisis de la confiabilidad. Por ejemplo, se han generado modelos útiles para determinar un número óptimo de unidades (subsistemas) redundantes sujetas a restricciones, tales como el peso, costo, volumen y modos de falla opuestos.

También se ha creado un modelo de programación dinámica para ofrecer un método de sistemas a la planificación de pruebas; esto es, la planificación de un número de pruebas óptimo.

El aspecto importante que se debe recordar es que el método de programación dinámica puede computarizarse con facilidad y que se dispone de varios modelos de computadora.

### 39.8.3 Predicción de confiabilidad

La **predicción de confiabilidad** es el proceso de evaluar cuantitativamente si un diseño de equipo o construcción propuesto o real cumplirá un requisito de confiabilidad especificado. El valor real de la expresión cuantitativa radica en la información que conlleva este valor y en el uso que se hace de la información. Las predicciones no contribuyen por sí mismas en forma importante a la confiabilidad del sistema. Sin embargo, constituyen criterios de decisión para seleccionar cursos de acción que afectan la confiabilidad.

El objetivo principal de la predicción de confiabilidad es la provisión de lineamientos relativos a la confiabilidad inherente esperada de un diseño dado. Las predicciones de confiabilidad son más útiles y económicas durante la fase inicial de diseño y adquisición del sistema, antes de que se construya y pruebe el hardware.

Durante el diseño y la producción, las predicciones sirven como guías cuantitativas por medio de las cuales se puede juzgar la confiabilidad de las alternativas de diseño. Básicamente, el objetivo de la predicción de confiabilidad incluye: la evaluación de la factibilidad o viabilidad; la comparación de configuraciones alternativas; la identificación de problemas potenciales durante la revisión del diseño, planificación del apoyo logístico, y estudios de costos; y la determinación de las deficiencias de los datos, decisiones de soluciones intermedias (de compromiso) y asignación de requisitos. También aporta criterios para mejorar la confiabilidad y hacer pruebas de demostración.

Entre algunos usos importantes de la predicción de confiabilidad se cuentan:

1. Establecimiento de requisitos de confiabilidad firmes en la planificación de documentos, especificaciones de diseño preliminares, y solicitudes

de propuestas, así como en la determinación de la factibilidad de un requisito de confiabilidad propuesto.

2. Comparación del requisito de confiabilidad establecido con la factibilidad tecnológica para orientar decisiones de presupuesto y programación.
3. Provisión de una base para la elaboración y evaluación de propuestas uniformes y la selección final del contratista.
4. Evaluación de predicciones de confiabilidad presentadas en propuestas e informes técnicos en transacciones previas a la contratación.
5. Identificación y clasificación de las áreas de problema potencial y la sugerencia de posibles soluciones.
6. Asignación de los requisitos de confiabilidad entre subsistemas y elementos de nivel inferior.
7. Evaluación de la elección de partes, materiales, unidades y procesos propuestos.
8. Evaluación condicional del diseño para la fabricación del prototipo durante la fase de desarrollo.
9. Provisión de una base para el análisis de soluciones intermedias.

Por tanto, la predicción de confiabilidad es una clave para el desarrollo del sistema y permite que la confiabilidad se convierta en parte integral del proceso de diseño. Para ser efectiva, la técnica de predicción deberá relacionar variables de ingeniería con variables de confiabilidad.

En general, existe una jerarquía de técnicas de predicción de confiabilidad disponibles para el diseñador, según la profundidad de conocimiento del diseño y la disponibilidad de datos históricos referentes a la confiabilidad del equipo y partes componentes. A medida que el diseño del sistema avanza de la fase conceptual pasando por el desarrollo a escala real a la fase de producción, los datos que describen el diseño del sistema evolucionan desde una descripción cualitativa de las funciones de los sistemas hasta las especificaciones y planos detallados adecuados para la producción del equipo físico o hardware. Por tanto, se ha creado una jerarquía de técnicas para la predicción de la confiabilidad a fin de dar cabida a los diversos requisitos de estudio y análisis de la confiabilidad y a la disponibilidad de datos detallados a medida que avanza el diseño del sistema. Estas técnicas se pueden clasificar aproximadamente en cinco categorías, dependiendo del tipo de datos o información de que se disponga para realizar el análisis:

- **Técnicas de equipo similar.** El equipo en consideración se compara con equipos similares de confiabilidad conocida para estimar el nivel probable de confiabilidad que se puede alcanzar.
- **Técnicas de complejidad similar.** Se estima la confiabilidad de un nuevo diseño como función de la complejidad relativa del elemento en estudio con respecto a un elemento "típico" de tipo similar.

- **Técnicas de predicción por función.** Se consideran correlaciones demostradas con anterioridad entre función operativa y confiabilidad para obtenerse predicciones de confiabilidad de un nuevo diseño.
- **Técnicas de conteo de piezas.** Se estima la confiabilidad del equipo como función del número de piezas, en cada una de las varias clases de piezas, que se incluirán en el equipo.
- **Técnicas de análisis de esfuerzos.** Se determina el índice de falla del equipo como una función extra de todos los índices de falla de las piezas individuales, donde se consideran el tipo de pieza, el nivel de esfuerzo operativo y las características de desclasificación (desvalorización) de cada pieza.

#### 39.8.4 Análisis del modo de falla y sus efectos

El análisis del modo de falla y sus efectos (FMEA) es un procedimiento de confiabilidad que documenta todas las fallas posibles en el diseño de un sistema apegado a reglas de campo especificadas. Determina, por medio del análisis del modo de falla, el efecto que produce cada falla en la operación del sistema e identifica puntos de falla individuales; es decir, aquellas fallas que son críticas para el éxito de la misión o para la seguridad de los trabajadores. También puede clasificar cada falla según la categoría crítica de su efecto y la probabilidad de ocurrencia. Este procedimiento es el resultado de dos etapas: el análisis del modo de falla y sus efectos (FMEA) y el análisis del carácter crítico (CA). En el análisis, se considera que cada falla estudiada es la única que ocurre en el sistema (análisis de fallas individuales). El FMEA se puede realizar sin un CA, pero un CA requiere que el FMEA haya identificado previamente los modos de falla críticos de los elementos comprendidos en el diseño de sistema. Cuando se ejecutan ambas etapas, el proceso total se denomina análisis del modo de falla, sus efectos y su carácter crítico (FMECA).

Los principios del FMEA son directos y fáciles de discernir, pero su práctica es tediosa y consume mucho tiempo. Se efectúa mejor junto con el análisis de causas y efectos y con el del árbol de fallas. Los aspectos contables son muy importantes.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. R. E. Barlow y F. Proschan, *Mathematical Theory of Reliability*, Wiley, Nueva York.
2. M. L. Shooma, *Probabilistic Reliability: An Engineering Approach*, McGraw-Hill, Nueva York.
3. D. K. Lloyd y M. Lipow, *Reliability: Management, Methods and Mathematics*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
4. N. R. Mann, R. E. Schafer y N. O. Singpurwalla, *Methods for Statistical Analysis of Reliability and Life Data*, Wiley, Nueva York.
5. K. V. Bury, *Statistical Models in Applied Science*, Wiley, Nueva York.
6. J. J. Naresky, *Electronic Reliability Design Handbook*, Rome Air Development Center, Rome, NY.
7. J. G. Rau, *Optimization and Probability in Systems Engineering*, Van Nostrand Reinhold, Nueva York.
8. J. E. Arsenault y J. A. Roberts, eds., *Reliability and Maintainability of Electronics Systems*, Computer Science Press.
9. G. Hahn y S. Shapiro, *Statistical Methods in Engineering*, Wiley, Nueva York.
10. ARINC Research Corporation, *Reliability Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
11. A. L. Goel, *A Guidebook for Software Reliability Assessment*, Rome Air Development Center, Rome, NY.
12. A. L. Goel y J. Soenjoto, "Models for Hardware-Software System Operational Performance Evaluation", *IEEE Trans. Reliability*, **R-30**(3): 232-238.
13. P. D. T. O'Conner, *Practical Reliability Engineering*, Heyden, Philadelphia.
14. Reliability of Military Electronic Equipment, Advisory Group on Reliability of Electronic Equipment (AGREE), Oficina de Secretaría de Defensa (Investigación e Ingeniería), Washington, DC.
15. *Maintainability Verification/Demonstration, Evaluation*, MIL-STD-471, Departamento de Defensa, Washington, DC.
16. *Reliability Design Qualification and Production Acceptance Tests: Exponential Distribution*, MIL-STD-781C, Departamento de Defensa, Washington, DC.
17. R. S. Barlow y F. Proschan, *Statistical Theory of Reliability and Life Testing*, Holt, Rinehart & Winston, Nueva York.
18. J. D. Kalbfleisch y R. L. Prentice, *The Statistical Analysis of Failure Time Data*, Wiley, Nueva York.
19. H. F. Marts y R. A. Waller, *Bayesian Reliability Analysis*, Wiley, Nueva York.
20. A. L. Goel y A. M. Joglekar, *Reliability Acceptance Sampling Plans Based Upon Prior Distribution*, RADC-TR-76-294(A033576).





OCTAVA PARTE

---

## **Aplicaciones médicas de la electrónica**



## CAPÍTULO 40

# Introducción a la fisiología humana

**Clifford Bogen**

New York Institute of Technology  
Nueva York

### **40.1 Introducción**

### **40.2 Metabolismo**

- 40.2.1 Sistemas de los organismos unicelulares
- 40.2.2 Sistemas y aparatos de los organismos multicelulares

### **40.3 Estructura y función celulares**

- 40.3.1 Estructura y función de las células eucarióticas

### **40.4 Bioquímica celular**

### **40.5 Homeostasia, biorretroalimentación y equilibrio dinámico**

## 40.1 INTRODUCCIÓN

Todos los sistemas vivos, desde los organismos primitivos monocelulares hasta los multicelulares más complejos, incluido el ser humano, se caracterizan por un estado de muy alta organización a base de moléculas biológicas específicas (proteínas, lípidos, ácidos nucleicos y carbohidratos), en suspensión en un sistema acuoso de electrolitos ( $\text{Na}^+$ ,  $\text{K}^+$ ,  $\text{Cl}^-$ ) y pequeñas moléculas solubles (dióxido de carbono, oxígeno, aminoácidos, glucosa, ácidos grasos y sus derivados). El sistema mencionado (protoplasma) es esencialmente idéntico en todas las células, pero presenta diferencias más bien sutiles en el tipo y número de sus proteínas y ácidos nucleicos, que son el origen de variaciones en las poblaciones de seres vivos, y que de manera acumulativa se expresan en la especialización y evolución.

Todos los sistemas de vida provinieron y son física y químicamente parte de los campos energéticos y la materia que integran el universo; están sometidos a las leyes que rigen la naturaleza del universo, como la segunda ley de la termodinámica, según la cual, en términos generales, este último se caracteriza por una pérdida cada vez mayor de su organización, y al parecer se dirige hacia un desorden total (alta entropía).

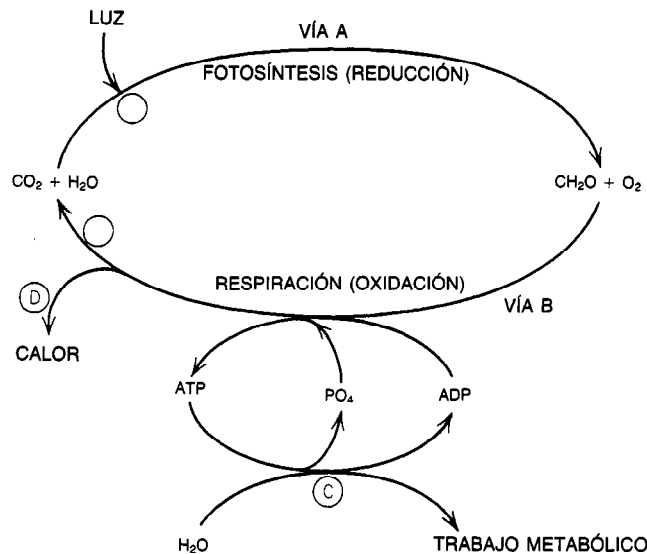
Los sistemas vivos, que son estados característicos altamente organizados, representan "islas" de baja entropía, conservadas por transducción controlada de

la energía ambiente. Las sustancias reguladoras son proteínas catalíticas (enzimas), y los procesos que se suceden en los fenómenos vitales reciben el nombre global de metabolismo orgánico.

El alto grado de orden y organización que caracteriza la vida conlleva la conservación de un estado estable (de equilibrio dinámico), en contraposición a la gran entropía que prevalece en el resto del universo. Cada sistema vivo procesa una serie de señales interactivas físicas, químicas y bioquímicas (biorretroalimentación) para conservar su estado dinámico (homeostasia).

En los seres unicelulares, el metabolismo es regido por enzimas, y en los multicelulares lo es por mensajeros bioquímicos (hormonas) y cargas electroquímicas (impulsos nerviosos, contracciones musculares).

En la figura 40-1 se muestra la transducción de energía desde la elevada entropía ambiente hasta la baja entropía propia de la homeostasia. Se basa en el ecosistema más común que funciona en la actualidad (interacción entre la vida y su entorno). La vía A señala la forma en que la energía lumínica radiante es captada por la clorofila y transformada en energía de enlaces químicos en la molécula biológica  $\text{C}-\text{C}$ ,  $\text{C}-\text{H}$ . La energía captada desdobra el agua ( $\text{H}_2\text{O}$ ), produce oxígeno molecular ( $\text{O}_2$ ) y libera hidrógeno,  $\text{H}_2$  (fotólisis), elementos que se utilizarán para fijar (reducir el carbono de)  $\text{CO}_2$  y producir  $\text{CH}_2\text{O}$ , un carbohidrato. La vía B señala la forma en que las oxidaciones reguladas por enzimas, con la presencia de oxígeno



**Fig. 40-1.** Transducción de energía desde un nivel de alta entropía hasta la homeostasia (nivel de baja entropía). En la vía A, la energía lumínica radiante es captada por la clorofila y transformada en energía de enlaces químicos. La energía captada desdobra el agua ( $\text{H}_2\text{O}$ ), produce oxígeno ( $\text{O}_2$ ) molecular e hidrógeno ( $\text{H}_2$ ) libre. Este último es utilizado para producir  $\text{CH}_2\text{O}$ . En la vía B, las oxidaciones reguladas por enzimas transforman el  $\text{CH}_2\text{O}$  para generar un nuevo  $\text{CO}_2$  y  $\text{H}_2\text{O}$  y convierten la energía de sus enlaces en un enlace de alta energía que une dos radicales fosfato en forma de adenosintrifosfato (ATP). En la vía C, la hidrólisis de ATP libera la energía disponible para trabajo metabólico, y en D, se libera el calor generado durante las transducciones.

ADP = adenosindifosfato; ATP = adenosintrifosfato;  $\text{PO}_4$  = fosfato.

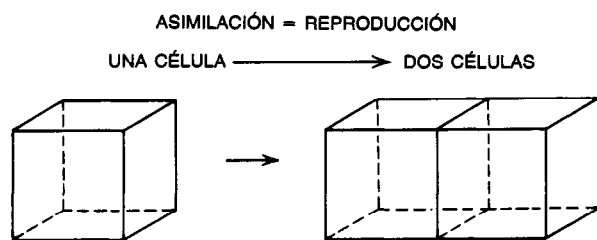


Fig. 40-2. Formación de una nueva célula.

o sin él, transforman el carbohidrato hasta convertirlo de nuevo en  $\text{CO}_2$  y  $\text{H}_2\text{O}$  y convierten la energía de sus enlaces en uno de alta energía (pirofosfato o enlace piro) que enlaza dos radicales fosfato en la forma de adenosintrifosfato (ATP:  $\text{A}-\text{P}\sim\text{P}\sim\text{P}$ ), el cual es, en definitiva, la única forma de energía metabólica en los sistemas vivos. En la vía C, la hidrólisis del enlace  $\text{P}\sim\text{P}$  libera energía metabólica que será transducida en tareas de ese tipo, incluyendo impulsos nerviosos, contracción muscular, síntesis bioquímica y el transporte activo que se necesita para la absorción y la excreción. El punto D destaca el hecho de que todas las transducciones metabólicas son ineficientes e incapaces de expresarse en la forma de función o trabajo metabólico útil.

La diferencia entre la energía potencial de los enlaces y el trabajo realizado se libera en todos los sistemas vivos en forma de calor (alta entropía).

## 40.2 METABOLISMO

El metabolismo comprende el ingreso, la transducción y la utilización de energía ambiente, funciones éstas reguladas por enzimas, para conservar la organización de un sistema vivo (homeostasia). En las situaciones vitales prácticamente son sinónimos los términos metabolismo y nutrición.

### 40.2.1 Sistemas de los organismos unicelulares

Los organismos unicelulares interactúan con su entorno (agua, electrolitos y moléculas solubles) para desempeñar algunas funciones cuya suma es el metabolismo, y que son:

1. **Ingestión.** Es, en esencia, el transporte de sustancias nutritivas del exterior al interior de la célula, dentro de su control bioquímico.
2. **Digestión.** Es la transformación bioquímica extracelular de sustancias nutritivas en otras solubles y absorbibles.
3. **Absorción.** Es el transporte de sustancias nutritivas desde fluidos del ambiente hacia el citoplasma celular, a través de una membrana selectiva propia de los seres vivos.
4. **Circulación.** Es el transporte de sustancias (metabolitos) intracelulares a ciertas regiones específicas (organelos) para su procesamiento.

5. **Respiración.** Proceso catabólico: oxidación de algunos metabolitos para producir energía metabólica potencial (ATP).

6. **Asimilación.** Proceso anabólico: reducción de metabolitos que culmina en la síntesis de proteínas (protoplasma). Muchas de las proteínas recién formadas se utilizarán en el metabolismo, para la conservación y reparación de las células. En circunstancias que permiten la acumulación de protoplasma excedente (mayor volumen celular), la asimilación equivale a crecimiento. Cuando las membranas celulares alcanzan un área máxima crítica, son necesarias nuevas superficies, con lo cual aumenta el número de células (fig. 40-2); a este nivel, asimilación equivale a reproducción.

7. **Excreción.** Transporte de metabolitos en exceso y sustancias de desecho del metabolismo, del protoplasma a los fluidos del ambiente, a través de las membranas celulares.

8. **Eliminación.** Retorno de sustancias ingeridas pero no preparadas (procesadas) al medio, fuera del control bioquímico celular.

9. **Irritabilidad.** Captación y procesamiento de señales ambientales (estímulos) para localizar sustancias nutritivas o peligros potenciales.

10. **Movimiento.** Respuestas a estímulos del ambiente, de acercamiento a sustancias nutritivas y alejamiento de peligros potenciales.

### 40.2.2 Sistemas y aparatos de los organismos multicelulares

En los organismos multicelulares, incluido el ser humano, muchas de las células están altamente especializadas (expresan sólo parte de su potencial genético), y de ese modo es más eficiente su desempeño de algunas actividades metabólicas, pero se pierde su capacidad de funcionamiento independiente. Por tal motivo, dichas células actúan como parte de grupos o conjuntos (tejidos, órganos, sistemas), de los que, en términos globales, depende el metabolismo orgánico.

La actividad metabólica de las formas multicelulares culmina en la homeostasia del fluido extracelular (ECF), que es el medio interno del organismo. Por tal motivo, dicho fluido es bastante homogéneo, aunque puede estar dentro de "compartimientos", como serían sangre, plasma, linfa, líquidos intersticiales y líquido cefalorraquídeo. El líquido extracelular es el que, en

último término, baña todas las células y les suministra las sustancias necesarias para el metabolismo, y también recibe sus productos metabólicos secundarios, como serían los de desecho, el exceso de algunos metabolitos y hormonas.

En seguida se presentan las partes de los sistemas y aparatos que integran los organismos multicelulares y la contribución que hacen al metabolismo. (Además de que cada tejido, órgano y sistema está altamente especializado para desempeñar una actividad metabólica específica, esta última también contribuye de manera directa o indirecta a la biorretroalimentación, y coordina la homeostasia de todo el organismo.)

1. **Aparato digestivo.** Las vías gastrointestinales, que también incluyen el hígado, páncreas y glándulas salivales, intervienen en la ingestión, digestión y absorción de alimentos (moléculas biológicas, agua y electrolitos), así como en la eliminación de sustancias no digeridas (defecación).
2. **Aparato respiratorio.** Las vías respiratorias y los pulmones intervienen en el intercambio de gases, o sea la absorción de  $O_2$  en la sangre y la excreción de  $CO_2$ .
3. **Aparato circulatorio.** El corazón, vasos sanguíneos y sistema linfático son los encargados de distribuir a las células el fluido extracelular, así como las sustancias nutritivas contenidas en él, y eliminar el exceso y las sustancias de desecho

provenientes de ellas. También intervienen en la inmunidad (prevención de infecciones o invasiones del fluido extracelular por agentes patógenos y por agentes tóxicos exógenos).

4. **Aparato excretor.** Los riñones y vías urinarias, así como las glándulas sudoríparas, conservan la homeostasia del fluido extracelular, y de ellas depende en último término la eliminación de desechos y regulación de su volumen.
5. **Sistema nervioso.** El sistema nervioso central, los nervios del sistema autónomo y los periféricos, así como los órganos de los sentidos, integran un sistema complejo de células altamente especializadas (neuronas) que captan, transmiten y procesan estímulos de los medios externo e interno (fluido extracelular). En coordinación con varias hormonas producidas por las glándulas endocrinas, controlan y regulan el metabolismo orgánico.
6. **Sistema musculoesquelético.** Este sistema permite la ejecución de movimientos en reacción a señales regulatorias, que comprenden la locomoción (desplazamiento de un sitio a otro), distribución de fluido extracelular y otros tipos de movimiento.
7. **Integumento.** La piel y tejidos subcutáneos conservan el fluido extracelular, evitan la pérdida de fluidos, protegen de la invasión de agentes patógenos y conservan la temperatura del cuerpo (orgánica).

Tablas 40-1. Jerarquía de los estados de energía

Nivel de entropía	Estado de energía	Ejemplos
Máximo <sup>a</sup>	Energía radiante	Espectro electromagnético, calor
	Energía de partículas	Electrones, protones, neutrones
	Átomos	H, O, C, N
	Iones y moléculas simples	$H_2$ , $O_2$ , $CO_2$ , $CH_4$ , $NH_3$ , $Na^+$ , $Cl^-$
	Biomoléculas simples	Aminoácidos, ácidos grasos
		↓ ↓
	Biomoléculas complejas	Proteínas, fosfolípidos
		↓ ↓
	Coacervados	Citoplasma, membranas
Mínimo	Células	

<sup>a</sup> Al disminuir la entropía, aumenta la estabilidad.

Tabla 40-2. Comparación de células procarióticas y eucarióticas

Característica	Procarióticas	Eucarióticas
Distribución	Bacterias y algas verdeazules	Protistas (algas verdaderas, hongos y protozoarios), metafitos, metazoarios
Tamaño	Pequeñas (0.001 a 0.1 $\mu m$ )	Grandes (0.1 a 10 $\mu m$ )
Genoma (genes)	Cromosoma en anillo único integrado por DNA solamente	Núcleo bien definido, rodeado de doble membrana, que contiene de dos a varios cromosomas de DNA y proteína (histona)
Membranas internas	Ninguna	Retículo endoplasmático y organelos limitados por una membrana
Ribosomas	60 S	80 S

Tabla 40-3. Categorías taxonómicas de las especies

Categoría	Heterótrofos metabólicos (nutrición basada en carbono orgánico, $C_6H_{12}O_6$ )	Autótrofos metabólicos (nutrición basada en carbono inorgánico, $CO_2$ )
Tejidos (grupos funcionales de células eucarióticas)	Metazoarios (animales superiores)	Metafitos (plantas superiores)
Células eucarióticas (protistas)	Protozoarios (animales unicelulares)	Algas
Células procarióticas (moneras)	Hongos	Algas verdeazules
Molecular	Bacterias	
	Virus	

### 40.3 ESTRUCTURA Y FUNCIÓN CELULARES

Es conveniente revisar la naturaleza de la estructura y función celulares antes de examinar las características de ambas en el ser humano; sin duda, el conocimiento de los fenómenos bioquímicos y fisiológicos de cada célula dará una mejor idea de las funciones en el ser humano.

Es posible, aunque quizá un tanto simplista, establecer un orden jerárquico de estados de energía que vaya del más desorganizado al más organizado (tabla 40-1). Dichos estados comprenderían casi todo el "universo natural" que se podría desarrollar de forma comprensible en un sistema funcional viviente.

En términos generales, todas las células poseen características bioquímicas y fisiológicas similares, y quizá idénticas. Sin embargo, también sobre bases dimensionales, morfológicas y anatómicas, todas las células pertenecen a uno de dos tipos básicos: procarióticas o eucarióticas. En la tabla 40-2 se comparan las dos formas. Especies muy alejadas entre sí pueden disponerse en categorías taxonómicas con base en su función y estructura anatómica. Esta disposición (tabla 40-3) da una mejor idea de sus relaciones y evolución.

#### 40.3.1 Estructura y función de las células eucarióticas

Varios investigadores que han estudiado el origen de estas células apoyan un criterio polifilético, con base en tres invasiones por virus y células procarióticas en una célula eucariótica primitiva durante largo tiempo; esta teoría es reforzada por factores bioquímicos, metabólicos y dimensionales. Consideremos los siguientes hechos:

1. Los ribosomas son partículas virales que han sido totalmente integradas al metabolismo de la célula e intervienen en la síntesis de proteínas.
2. Las mitocondrias son bacterias aeróbicas inicialmente parásitas, pero que al final se encargaron de la respiración aerobia y han conservado su capacidad de reproducirse independientemente del huésped.

3. Los cloroplastos son algas verdeazules simbióticas que, a semejanza de las mitocondrias, no han perdido su capacidad de reproducirse, pero han terminado por encargarse de la fotosíntesis ejecutada por la célula.

Se entenderá mejor la naturaleza de la célula eucariótica si se comprende que tiene la misma complejidad estructural y funcional que cualquier forma multicelular, incluido el organismo humano, y por tal razón requiere un estudio sistemático.

La célula está compuesta de cuatro sistemas independientes pero altamente integrados: membranas, citoplasma, nucleoplasma y organelos semiautónomos.

**Sistemas de membranas.** Las células eucarióticas poseen dos sistemas de membranas que rodean y separan las diversas partes de la célula, a la vez que permiten la comunicación e integración entre las mismas. Todas las membranas celulares tienen la misma composición estructural y bioquímica; esencialmente son *bicapas* de fosfolípidos, con lípidos neutros en su interior (fig. 40-3) intercalados íntimamente con diversas proteínas que funcionan de manera distinta. Las proteínas son las que dan a la membrana sus características de selectividad o semipermeabilidad.

La figura 40-3 es un esquema molecular de la membrana celular, según la teoría de los cristales, que es la más aceptada. Dicho modelo sugiere que la porción lípida de la membrana tiene una posición más o menos fija, pero es lo suficientemente fluida para conservar la integridad de dicha estructura ajustándola a los diversos cambios de conformación propios de las proteínas que la integran. La bicapa de fosfolípidos hace que las superficies de la membrana sean hidrófilas, y en combinación con lípidos neutros (triglicéridos y colesterol), las internas sean hidrófobas. Las proteínas actúan como vías hidrófilas (poros) a través de la membrana, pero también actúan como receptoras, portadoras y enzimas.

**Membrana plasmática o celular.** Controla la entrada y salida de todos los materiales de la célula. Pequeñas



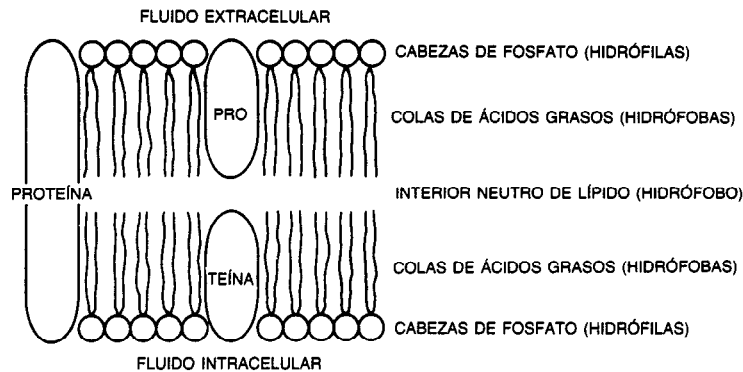


Fig. 40-3. Disposición molecular esquemática de la membrana celular.

moléculas y electrólitos se absorben y excretan, en tanto que por endocitosis y exocitosis se desplazan a través de la membrana las moléculas grandes y agregados de partículas. La **endocitosis** es el proceso de desplazar partículas macromoleculares que penetran en la célula "esquivando" la membrana celular; este proceso implica la formación de pequeñas vesículas, por invaginación o evaginación (pinocitosis) de la membrana, y la formación de grandes vesículas, por fagocitosis (fig. 40-4). (La fagocitosis es en realidad una pinocitosis en mayor escala.) Las vesículas pinocíticas y las vacuolas representan líquidos del entorno, rodeados por porciones de la membrana plasmática. Endocitosis y exocitosis son los análogos celulares de la ingestión y excreción en el organismo humano.

**Retículo endoplásmico.** Representa el mayor "adelanto" estructural y metabólico de las células eucarióticas respecto de las procarióticas. Es un sistema complejo de membranas internas encargado de toda la síntesis de lípidos, y casi toda la de proteínas. De él depende gran parte del transporte interno de la célula, así como sus divisiones interiores (compartimientos) y unificación. Sus partes y organelos son:

- **Retículo endoplásmico liso.** Región de la síntesis de lípidos.
- **Retículo endoplásmico rugoso.** Superficie tachonada con fuertes concentraciones de ribosomas, encargada de la síntesis de proteínas.
- **Peroxisomas.** Vesículas pequeñas que brotan del retículo y contienen enzimas encargadas del metabolismo de los peróxidos, que son los productos secundarios de la respiración aeróbica fuertemente tóxicos para las actividades metabólicas intracelulares, y deben ser eliminados.
- **Cisternas.** Grandes vesículas limitadas por una membrana, formadas por el retículo; también pueden servir de sitios de almacenamiento o depósito para algunos electrólitos.
- **Membrana nuclear.** Membrana doble que separa el nucleoplasma del citoplasma. Presenta varias cisternas que se reúnen alrededor de los núcleos hijos después de la reproducción nuclear; luego

se aplanan y fusionan casi por completo y dejan varios poros nucleares por los que se establece la comunicación entre el nucleoplasma y el citoplasma. En la figura 40-5 se ilustra gráficamente este proceso.

- **Aparato de Golgi.** Es una parte muy compleja del retículo, cuyo aspecto varía de una célula a otra. Se advierte con mayor claridad en las células que secretan activamente varios productos. Contiene, en diversas proporciones y disposiciones, todas las partes del retículo (rugoso y liso): vesículas, cisternas y membranas dispuestas en serie.
- **Lisosomas.** Son pequeños "depósitos" de enzimas proteolíticas formadas por el aparato de Golgi y revestidos de membrana. El elemento nutritivo de una célula es el producto de otra o parte de ésta, por lo que no existe diferencia real entre sustancia nutritiva y citoplasma, y algunas enzimas digestivas, al no poder distinguirlas, las atacan por igual. Por tal causa, toda la digestión debe ocurrir en el fluido extracelular; esto es, fuera de la célula, o en vacuolas alimentarias de su interior. Los lisosomas se fusionan con la membrana celular o la vacuolar, y liberan sus enzimas en el fluido extracelular de la vacuola o fuera de la célula; la fusión de la membrana lisosómica con la plasmática incrementa las dimensiones de esta última, sea en forma directa o indirecta, como consecuencia de exocitosis de la vacuola o del lisosoma. Por lo anterior, el crecimiento y reparación de la membrana plasmática son funciones del retículo, por medio del aparato de Golgi y los lisosomas.
- **Citoplasma.** La mayor parte de la célula está constituida por el citoplasma, que es un sistema bipartito integrado por material "básico" fluido, y una matriz proteínica suspendida en él. El material básico es una asociación de electrólitos (iones) y metabolitos (pequeñas moléculas solubles). La matriz es una suspensión coloidal de proteínas que actúa como endoesqueleto y se encarga de fenómenos celulares como la contractilidad y movilidad. La estructura del citoplasma

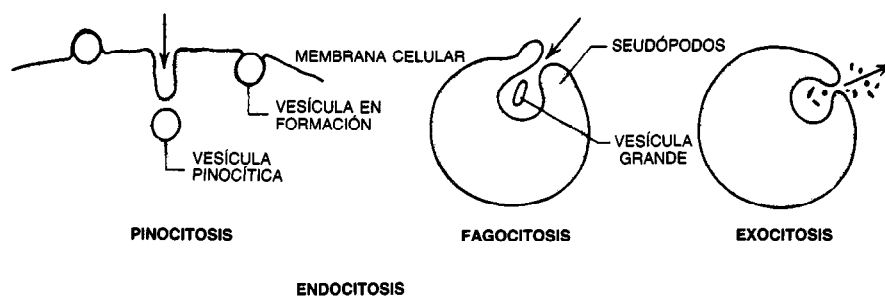


Fig. 40-4. Endocitosis y exocitosis en la célula.

varía entre la de sol, o sea, un fluido continuo con proteínas dispersas en su interior, y la de gel, compuesto de proteína continua, con fluido disperso.

El citoplasma también contiene inclusiones de moléculas biológicas que actúan como zonas de depósito; tales moléculas son ya sea precipitados o hidrófobos. El glucógeno es un precipitado que se utiliza como depósito a corto plazo, y los triglicéridos son hidrófobos que se almacenan a largo plazo.

Las proteínas de la matriz citoplásmica son más bien de dos tipos: globulares, con superficies únicas que les permiten interactuar con sustratos específicos, tales como las enzimas y anticuerpos, o filamentosas, por lo común estructurales, que dan una organización física a la célula.

La unidad proteínica estructural básica es el microfilamento, y se le identifica a menudo en grandes estructuras organizadas de las que dependen diversos fenómenos, en especial la contractilidad celular. Entremezclados con filamentos gruesos (miosina) están otros delgados (actina). Una vez activados por mecanismos bioquímicos, los filamentos delgados se deslizan sobre los gruesos, y todo el conjunto filamentoso se acorta (contracción). A veces se identifica por técnicas microscópicas el conjunto de los filamentos, como en el caso del músculo estriado y el miocardio.

Un microtúbulo es la reunión de 13 microfilamentos, en la forma de un cilindro hueco alargado; los microtúbulos se encuentran aislados o en grupos organizados. Son unidades estructurales básicas de diversos organelos citoplásmicos

y se ocupan de actividades celulares relacionadas con la movilidad. Los microtúbulos solos forman las fibras husales que, al reunirse, constituyen los husos, los cuales son en realidad grupos de fibras con puntas afiladas, que se forman durante la reproducción nuclear y se encargan de la separación y distribución de los cromosomas hijos antes de que se formen los nuevos núcleos hijos.

Los grupos de microtúbulos "perfectamente característicos" son haces esencialmente cilíndricos al corte transversal, con disposición  $9 + 0$  o  $9 + 2$  (fig. 40-6). Entre los organelos con la disposición  $9 + 0$  se incluyen los cuerpos basales y centriolos. Los primeros son unos cilindros cortos que se continúan y mezclan con la base de flagelos y cilios. Los centriolos son típicos de células animales y micóticas, y organizan el huso en ellas. Entre los organelos de estructura  $9 + 2$  se incluyen los flagelos y cilios. Los primeros son largas extensiones del citoplasma a manera de látigo, en tanto que los segundos son extensiones más cortas y de aspecto capilar. Flagelos y cilios sobresalen de la membrana plasmática, pero no la atraviesan, y por ello están cubiertos por esta última.

Los cuerpos basales y los centriolos están dentro de los límites normales del plasma y no están cubiertos por la membrana celular.

- **Nucleoplasma.** Es el contenido del núcleo. La porción fluida no es sino una extensión del material "fundamental" del citoplasma que pasa por los poros nucleares. La principal diferencia entre citoplasma y nucleoplasma es la sustitución de la matriz proteínica del primero por unas

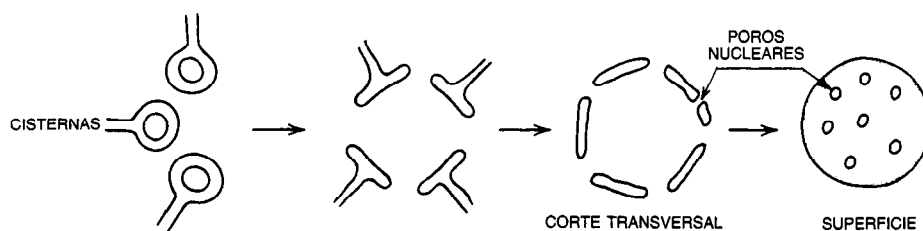


Fig. 40-5. Comunicación entre nucleoplasma y citoplasma.

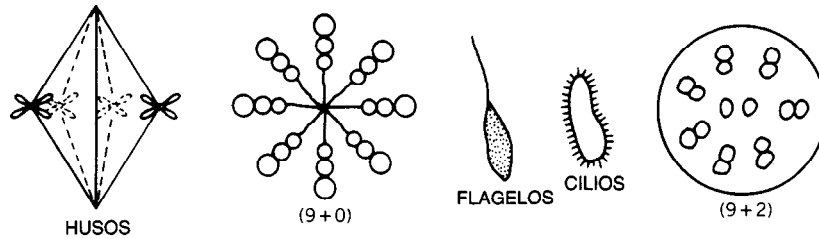


Fig. 40-6. Disposición de microtúbulos.

combinaciones perfectamente estructuradas de ácido desoxirribonucleico (DNA), y la del segundo por proteínas especiales, llamadas histonas. Este conjunto de nucleoproteínas forma los organelos nucleares, llamados cromosomas, los cuales, excepto en células especiales, se pueden identificar sólo durante la reproducción del núcleo, fase en que experimentan gran condensación. En su mayor parte están en estado difuso. En la preparación para microscopía, el núcleo se tiñe con diversos colorantes. Los cromosomas condensados o sus porciones perfectamente compactas (o ambos) adquieren un tinte oscuro (heterocromatina), en tanto que los difusos se tiñen levemente (eucromatina). Los cromosomas en realidad son conjuntos lineales de genes (unidades de herencia). Desde el punto de vista bioquímico, un gen está integrado por una molécula DNA que posee dos funciones biológicas singulares: réplica y transcripción. La réplica es la capacidad de idéntica duplicación (clona); ésta es la función reproductora básica de todos los sistemas vivos. De hecho, todos los tipos de reproducción son secuelas de réplica en la cual distribuyen y recombinan genes duplicados.

La transcripción es la síntesis del ácido ribonucleico (RNA), tres de cuyos tipos participan en la síntesis proteínica, que constituye la expresión física de un gen (fenotipo); la información almacenada en los genes se manifiesta en el genotipo.

El RNA ribosómico (RNAr), en combinación con las proteínas citoplásmicas, integra los ribosomas, organelos en los que se efectúa la síntesis proteínica. El RNA mensajero (RNAm) transmite información de los genes nucleares a los ribosomas citoplásmicos para la síntesis de una proteína particular. El RNA de transferencia (RNAt) presenta especificidad en cuanto a aminoácidos, y descifra o traduce la información del RNAm para la integración de la secuencia de aminoácidos que constituye la estructura fundamental de una proteína.

La réplica y la transcripción se efectúan en la eucromatina. Las células eucarióticas poseen cuatro tipos de genes, el más común con capacidad de réplica pero no de transcripción, por lo que se desconoce su función. Los otros tres pueden experimentar réplica, y cada uno transcribe alguno de los tres RNA. Existen algunos genes para la transcripción del RNAr formando

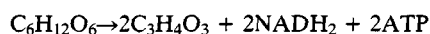
“cúmulos” en uno o más cromosomas específicos. La región de un cromosoma particular en que operan tales genes se denomina sitio de organización nucleolar. Cuando la célula es metabólicamente activa se forma un nucléolo en el nucleoplasma, en colindancia con el sitio de organización nucleolar. El nucléolo se encarga del ensamblado inicial de los ribosomas, que implica la migración de proteínas específicas desde el citoplasma, junto con la transcripción del RNAr. De este modo, el ribosoma producido es un agregado molecular de ácido nucleico y proteínas. Desde el punto de vista bioquímico y dimensional, el ribosoma pertenece a la categoría de partículas virales. El ribosoma ensamblado vuelve del nucleoplasma al citoplasma, pero es modificado y dividido en dos partes. Cuando se inicia la síntesis proteínica, se reensamblan las dos subunidades, junto con el RNAr, si la concentración de ion magnesio ( $M^{2+}$ ) es grande.

- **Organelos semiautónomos.** Son corpúsculos relativamente grandes de doble membrana, con cromosomas en forma de anillo único sin proteínas. En cuanto a sus dimensiones, están dentro de los límites de las células procarióticas. Se conocen dos tipos:

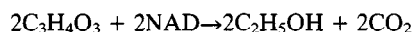
**Mitocondrias.** Por lo común tienen forma oval, con una membrana externa limitante y otra interna fuertemente plegada; cada pliegue recibe el nombre de cresta, y el conjunto de éstas posee enzimas oxidativas en su superficie interna. De las mitocondrias depende la oxidación terminal de hidrógeno en la respiración aeróbica. Todas las células aeróbicas degradan la glucosa o la acetilcoenzima A en  $CO_2$  y  $H_2O$ , siguiendo vías metabólicas que conducen a la síntesis de ATP. Las vías mencionadas son:

- Glucólisis.** Con la glucosa como sustrato, la oxidación particular produce 2 mol de piruvato, 2 mol de  $H_2$  (ligado a NAD, molécula portadora) y 2 mol de ATP. (Tal reacción no requiere oxígeno libre y es anaeróbica.) Después el piruvato es reducido por el hidrógeno liberado en su formación, y se convierte en alcohol etílico en las células de algunas plantas, o en ácido láctico en casi todas las células animales. La glucólisis es una función citoplásmica.

*Glucólisis*



*Fermentación*



*Ácido láctico*

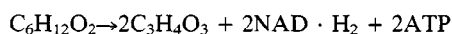


**b. Descarboxilación del piruvato.** La oxidación-beta de ácidos grasos y la desaminación de aminoácidos hacen que se forme la acetilcoenzima A; las reacciones anteriores ocurren en las mitocondrias de células eucarióticas.

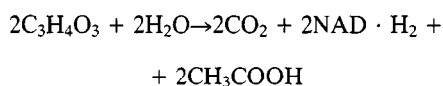
**c. Oxidación.** En la superficie de las crestas, la acetilcoenzima A se degrada por oxidación, en una serie cíclica de reacciones (ciclo de Krebs o del ácido cítrico), hasta dióxido de carbono, hidrógeno libre ligado a portadores, y ATP. Por último, el hidrógeno ligado proveniente de cualquiera de las reacciones expuestas es oxidado mediante una serie de etapas de oxidorreducción (redox) hasta producir grandes cantidades de ATP. El hidrógeno de baja energía que resulta de las reacciones redox es oxidado finalmente por el oxígeno, y con él forma agua. Esta oxidación terminal del hidrógeno es labor de enzimas y coenzimas que en conjunto se han llamado "el vertedero del citocromo".

Las fases anteriores pueden resumirse así:

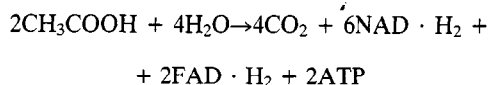
*Glucólisis*



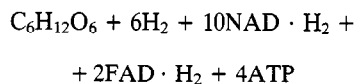
*Síntesis de acetilcoenzima A*



*Ciclo del ácido cítrico*

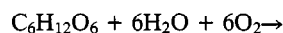


Un resumen de los pasos 1, 2 y 3 sería:

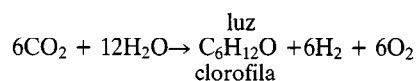


(Cada mol de  $\text{NAD} \cdot \text{H}_2$  que pasa por el vertedero de citocromo y se oxida en fase terminal

genera tres moles de ATP y uno de  $\text{H}_2\text{O}$ . Cada mol de  $\text{FAD} \cdot \text{H}_2$  genera dos moles de ATP y uno de  $\text{H}_2\text{O}$ .) La reacción global de respiración aeróbica es:



**Cloroplastos.** Se encuentran únicamente en células vegetales eucarióticas. A semejanza de las mitocondrias, tienen una membrana limitante externa y otra interna dispuestas en capas, que se anastomosan entre sí. La serie de capas unidas rodea la estroma, dentro de la cual están las pilas de discos aplanados (tilacoides). Las pilas de tilacoides componen el *granum*, que es la estructura real del cloroplasto encargada de la fotosíntesis. Las ecuaciones fotosintéticas se suman cualitativa y cuantitativamente para constituir lo contrario de la respiración aeróbica:



#### 40.4 BIOQUÍMICA CELULAR

En este punto es conveniente hacer una revisión somera de la bioquímica y la biorretroalimentación celulares porque, como ya se dijo, el funcionamiento general (fisiología) del cuerpo humano es simplemente la suma del metabolismo de los 70 billones de células que lo integran.

Los procesos bioquímicos de la célula se realizan en una solución acuosa de electrólitos (fundamentalmente iones  $\text{Na}^+$ ,  $\text{Cl}^-$  y  $\text{K}^+$ ). Dicha solución acuosa es el ingrediente básico de la materia fundamental de la célula y el elemento primordial del fluido intracelular (ICF), que contiene otros solutos en forma de partículas de tipo iónico y molecular.

Las partículas iónicas son vestigios de elementos (en su mayor parte iones metálicos bivalentes), como el calcio ( $\text{Ca}^{2+}$ ), magnesio ( $\text{Mg}^{2+}$ ), hierro ( $\text{Fe}^{2+}$ ), cinc ( $\text{Zn}^{2+}$ ), cobalto ( $\text{Co}^{2+}$ ), manganeso ( $\text{Mn}^{2+}$ ) y cobre ( $\text{Cu}^{2+}$ ), todos los cuales actúan como cofactores, o sea, sustancias inorgánicas que activan la función enzimática; productos de la disociación del agua y dióxido de carbono ( $\text{H}^+$  u  $\text{OH}^-$ ,  $\text{HCO}_3^-$ ), todos los cuales interactúan para establecer un nivel óptimo de pH (ácido básico) para la actividad enzimática, y varios grupos de radicales ( $\text{PO}_4^{3-}$ ,  $\text{SO}_4^{2-}$ ,  $\text{NO}_3^-$ , entre otros). Dichas partículas intervienen en diversas formas: por una parte, en el equilibrio hídrico y, por otra, la biosíntesis dentro de la célula.

Las partículas moleculares son metabolitos y desechos metabólicos. Los primeros constituyen las unidades moleculares básicas en bioquímica y, a excepción del oxígeno ( $\text{O}_2$ ) y el dióxido de carbono ( $\text{CO}_2$ ), todos son orgánicos y esencialmente hidrosolubles. En este grupo están:

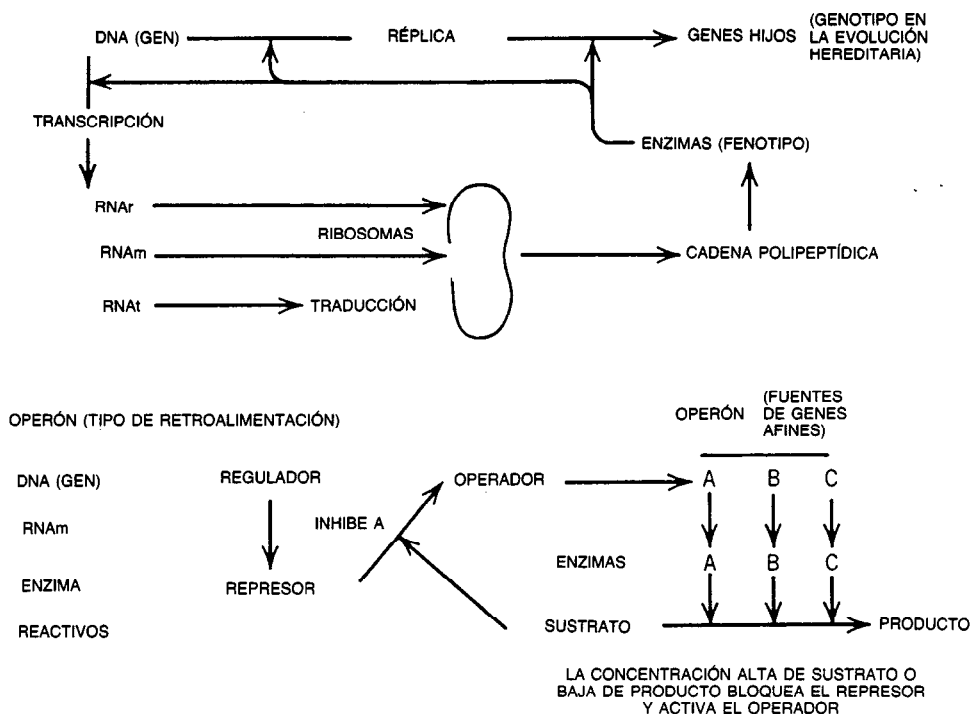
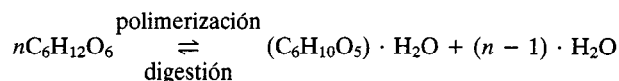


Fig. 40-7. Diagrama de flujo de moléculas informativas. RNAr = RNA ribosómico; RNAm = RNA mensajero; RNAt = RNA de transferencia.

- Gases metabólicos:** oxígeno y dióxido de carbono. En las células heterotróficas, el oxígeno es el metabolito y el dióxido de carbono el producto de desecho; en las autotróficas a la inversa.
- Glucosa.** La glucosa ( $C_6H_{12}O_6$ ) es la hexosa fundamental. En las células humanas todos los carbohidratos nutritivos terminan siendo procesados para formar glucosa, y modificados de nuevo en sustancias bioquímicas derivadas, o utilizados como fuente básica de energía metabólica por las vías respiratorias. Entre las moléculas derivadas se incluyen algunas coenzimas (y también la vitamina C). Los polisacáridos son polímeros de glucosa y se utilizan como medio de almacenamiento de energía a corto plazo (glucógeno), o son incorporados a otros metabolitos que se destinan a tejidos mecánicos de relleno (colágeno). En su forma polimérica son esencialmente separados del metabolismo activo de las células por reducción enzimática de su solubilidad (polimerización). En forma de polímeros pueden estar en suspensión (coloidal) o precipitarse en los fluidos corporales. La glucosa puede ser recuperada para el metabolismo por medio de digestión. El proceso es:

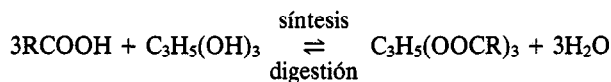


- Ácidos grasos u orgánicos ( $RCOOH$ ).** En los ácidos grasos, R representa una cadena hidrocarbonada. En el miembro más sencillo de este grupo, el ácido acético, R es el grupo metilo ( $CH_3$ ) y la fórmula es  $CH_3COOH$ . Este ácido es demasiado reactivo para existir metabólicamente dentro de la célula, y por lo regular aparece en el grupo acetilo, que se combina con una coenzima para formar acetilcoenzima A.

Toda clase de sustancias bioquímicas no polares, llamadas lípidos, son en realidad derivados de la acetilcoenzima A.

Los triglicéridos son ésteres de ácidos grasos y glicerina. Las grasas son triglicéridos animales que se caracterizan por cadenas saturadas de carbohidratos presentes en residuos de ácido graso. Los aceites son triglicéridos vegetales con cadenas insaturadas de carbohidratos. Los triglicéridos son moléculas hidrófobas que constituyen almacenamientos de energía para uso a largo plazo en las células.

Con el paso del tiempo, todas las moléculas orgánicas de las que hay exceso dentro de las células se transforman en grasas y aceites. El proceso es:



Entre los derivados isoprenos de los ácidos grasos insaturados se incluyen algunas coenzimas, como las vitaminas A y K, y alfa-tocoferol (vitamina E.)

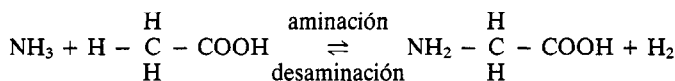
Un derivado esteroide de los ácidos grasos saturados es el colesterol; ellos, junto con los fosfolípidos, son importantes en la estructura de la membrana. La vitamina D es un esteroide y también lo son las hormonas producidas por las gónadas (ovarios y testículos) y la corteza suprarrenal. Entre las hormonas mencionadas se incluyen las sexuales, como el estrógeno y la progesterona en la mujer, y la testosterona en el varón. Aldosterona y cortisol se producen en la corteza suprarrenal.

4. **Aminoácidos ( $\text{NH}_2\text{RCHOOH}$ ).** Son los monómeros de la estructura fundamental de las proteínas (cadena polipeptídica). Las proteínas son las moléculas más complejas que se conocen, y todas tienen alguna utilidad o intervención en el metabolismo. Un sistema vivo es en esencia un número mínimo de proteínas que integran una estructura básica para el funcionamiento de otras con actividad metabólica (enzimas).

Casi todas las proteínas están compuestas de dos o más cadenas polipeptídicas unidas a otras moléculas orgánicas o cationes bivalentes positivos, y entre ellas se incluyen:

- a. Metaloproteínas: por lo común enzimas.
- b. Lipoproteínas: suelen estar en membranas o como portadores de lípidos.
- c. Glucoproteínas: casi todas estructurales.
- d. Mucoproteínas: como coenzimas o enzimas.
- e. Nucleoproteínas: de función estructural.
- f. Cadenas de polipéptidos: enzimáticas u hormonales.
- g. Anticuerpos: procesos inmunitarios.
- h. Interferón: antiviral.

Los aminoácidos son derivados del ácido acético. Existen unos 20, y difieren entre sí sólo en la naturaleza exacta de la cadena hidrocarbonada (R). El más sencillo es la glicina, derivada del ácido acético por aminación:



La polimerización de los aminoácidos es bioquímicamente idéntica a la de los polisacáridos:



Los derivados de aminoácidos intervienen en diversas funciones; algunos son hormonas (tiroxina); otros coenzimas (complejo de vitamina B). De aminoácidos provienen las bases nitrogenadas, purinas y pirimidinas, importantes en la química de los nucleótidos.

#### 40.5 HOMEOSTASIA, BIORRETROALIMENTACIÓN Y EQUILIBRIO DINÁMICO

La actividad esencial de la célula es establecer un equilibrio dinámico bioquímico para conservar la concentración de metabolitos; la incapacidad de mantener el "fondo común" (concentración) de metabolitos pone en riesgo la vida de la célula.

Si no se conserva por medio de elementos nutritivos la concentración de un metabolito particular, puede emprenderse la transformación enzimática de uno de ellos para generar el que está escaso. De este modo, se digerirán las moléculas de los depósitos de reserva, en primer lugar los polisacáridos, y después los triglicéridos; cuando se hayan agotado todas ellas, la célula, como respuesta final, transformará sus propias proteínas en metabolitos. Cuando el nivel de proteínas cae por debajo del límite necesario, falla el metabolismo, y la célula pierde su organización funcional y muere.

Los mecanismos homeostáticos comprenden la regulación celular y el control génico. Para conservar el equilibrio de metabolitos necesario para el funcionamiento celular, debe existir una serie de mecanismos integrados de retroalimentación, que deben conducir a la conservación de la cantidad exacta de la enzima precisa en el momento y el sitio necesarios. Los genes son moléculas informativas que representan una "plantilla" para copiar durante la síntesis de proteínas específicas (fig. 40-7). Según lo dicte la necesidad, los mecanismos de retroalimentación activan o reprimen un gen específico.

#### LIBROS Y REVISTAS

- C. J. Ayers, *Basic Cell Biology*, 2.<sup>a</sup> ed., Prindle, Weber & Schmid D., Boston.

- E. D. P. DeRoberts y G. M. F. DeRoberts, *Essentials of Cell and Molecular Biology*, Saunders, Philadelphia.
- R. D. Dyson, *Cell Biology, A Molecular Approach*, 2.<sup>a</sup> ed., Allyn & Bacon, Boston.
- A. C. Guyton, *Textbook of Medical Physiology*, 6.<sup>a</sup> ed., Saunders, Philadelphia.
- Holzman, *Cells and Organelles*, 3.<sup>a</sup> ed., Saunders.
- Molecules to Living Cells, tomado de *Scientific American*, Freeman, San Francisco.

## CAPÍTULO 41

# Instrumentación médica

### **Benedict Kingsley**

National Foundation for Non-Invasive Diagnostics  
Princeton, New Jersey

### **Daniel B. Diner** **Josefa Cubina**

New York Institute of Technology  
Old Westbury, Nueva York

### **Jeff Tosk** **Julius Simon**

Laboratory for Chromatography  
Flushing, Nueva York

#### **41.1 Ultrasonografía**

- 41.1.1 Introducción
- 41.1.2 Revisión histórica
- 41.1.3 Principios físicos
- 41.1.4 Equipo de diagnóstico por ultrasonido
- 41.1.5 Aplicaciones clínicas

#### **41.2 Computadoras en medicina: panorama de la tomografía computerizada e imágenes de resonancia magnética nuclear**

- 41.2.1 Introducción
- 41.2.2 Tomografía computerizada
- 41.2.3 Imágenes de resonancia magnética nuclear
- 41.2.4 Comparación entre la tomografía computerizada y la formación de imágenes por resonancia magnética nuclear

#### **41.3 Mediciones cardiopulmonares**

- 41.3.1 Introducción
- 41.3.2 Sistema cardiovascular
- 41.3.3 Aparato respiratorio
- 41.3.4 Valoración del funcionamiento cardiopulmonar

#### **41.4 Laboratorio médico automatizado**

- 41.4.1 Introducción
- 41.4.2 Análisis de flujo continuo
- 41.4.3 Análisis por centrifugación
- 41.4.4 Análisis "discreto"
- 41.4.5 Computación y automatización en el laboratorio
- 41.4.6 Electrónica
- 41.4.7 Procesamiento de imágenes
- 41.4.8 Preparación automatizada de muestras



tipo longitudinal. Cada partícula vibra de manera oscilatoria con respecto a una posición de equilibrio, y transmite su energía a una partícula vecina, con lo cual ésta ejecuta un movimiento de vaivén semejante al de la partícula incitadora. La partícula en sí no viaja en la dirección del movimiento ondulatorio, sino que sólo vibra y vuelve a su posición original.

Las ondas longitudinales se transmiten en líquidos, sólidos y gases, y dado que su propagación depende de compresiones y rarefacciones alternantes del medio, sólo viajarán en un medio elástico. A estas ondas se les llama compresivas o elásticas. En resumen, cualquier onda sonora, audible o no, es producida por el movimiento mecánico real del medio en el que se propaga.

La velocidad de la onda sonora  $V_w$  es un parámetro totalmente distinto de la velocidad de la partícula  $V_p$  y depende de la densidad y elasticidad del medio en el cual viaja, y también del tipo de onda (longitudinal o transversal). Cabría considerar al tejido de los mamíferos básicamente un líquido, por lo que la componente transversal de cualquier onda sonora que se propague en él es insignificante en comparación con la componente longitudinal.

Por tanto, prácticamente, en relación con los tejidos del ser humano se consideran sólo las ondas longitudinales. La velocidad de onda  $V_w$  de la onda longitudinal depende de las densidades del contenido elástico del líquido en el cual viaja, y se expresa por la ecuación  $V_w = 1/\rho B$ , donde  $\rho$  es la densidad del líquido y  $B$  es la compresividad total del líquido.

En los textos especializados se han informado las cifras siguientes para la velocidad del sonido en tejidos humanos: músculo refrigerado, 1 568 m/s; tejido hepático refrigerado, 1 570 m/s; tejido graso, 1 476 m/s. Así, la velocidad promedio de las ondas longitudinales en tejidos humanos, a la temperatura corporal, es de 1 540 m/s, y la velocidad del sonido en el cráneo del ser humano, a la temperatura corporal, es de 3 360 m/s. La velocidad es independiente de la frecuencia de la onda sonora. Sin embargo, la frecuencia  $F$ , la velocidad  $V_w$  y la longitud de la onda  $\lambda$  de una determinada onda sonora guardan la interrelación siguiente:

$$F = V_w/\lambda$$

Esto significa que la velocidad del sonido en el tejido humano a la temperatura corporal es bastante constante a 1 540 m/s, sin importar si la frecuencia es de 200 o  $2 \times 10^6$  Hz. Sin embargo, la longitud de la onda  $\lambda$  diferirá considerablemente:  $\lambda$  de 7.7 m a 200 Hz y  $\lambda$  de 0.77 mm a 2 MHz. En resumen, cuanto mayor sea la frecuencia de una onda sonora, menor será su longitud de onda, y viceversa.

La impedancia característica  $R$  es igual al producto de la densidad  $\rho$  multiplicado por la velocidad de la onda  $V_w$ .

La resistencia acústica es el parámetro relacionado con la disipación de la energía sonora o acústica; es de gran utilidad al cuantificar algunas características físicas de las ondas sonoras. La intensidad de una onda sonora ( $I$ ) se mide en términos de la cantidad de ener-

gía que pasa cada segundo por 1 cm<sup>2</sup> de área perpendicular a la dirección de la propagación del sonido. La intensidad acústica  $I$  se expresa como sigue:

$$I = \frac{\rho V_w V_p^2}{2}$$

donde  $\rho V_w$  = impedancia acústica  
 $V_p$  = velocidad de la partícula  
 $V_w$  = velocidad de la onda  
 $\rho$  = densidad del medio

El nivel promedio de intensidad acústica utilizado en procedimientos de ultrasonografía diagnóstica es de 0.04 W/cm<sup>2</sup>. Se utilizan intensidades de 1 a 3 W/cm<sup>2</sup> para fisioterapia a base de ultrasonido. Las aplicaciones quirúrgicas para la destrucción de tejidos o la soldadura de una retina desprendida requieren intensidades de hasta 1 500 W/cm<sup>2</sup>.

Cuando una onda sonora choca con una interfase entre dos medios de diferente impedancia o resistencia acústica característica, la onda se refleja en parte y es transmitida en parte por el segundo medio. Si la onda choca con la interfase en sentido perpendicular, el coeficiente de reflexión  $K_r$ , que representa una constante de proporcionalidad, la cual relaciona la intensidad sonora incidente y la reflejada, está dado por:

$$K_r = \frac{\rho_1 V_{w1} - \rho_2 V_{w2}}{\rho_1 V_{w1} + \rho_2 V_{w2}}$$

donde  $\rho_1$  = densidad del medio 1  
 $\rho_2$  = densidad del medio 2  
 $V_{w1}$  = velocidad de onda del sonido en el medio 1  
 $V_{w2}$  = velocidad de onda del sonido en el medio 2

La porción reflejada de la onda sonora recibe el nombre de eco y cuanto mayor sea la diferencia de resistencia acústica en los dos medios, mayor será el coeficiente de reflexión, con lo cual aumenta el tamaño o amplitud del eco. Con una incidencia normal se refleja la mayor cantidad de energía sonora o el eco de mayor tamaño. Cuando una onda sonora choca con la interfase entre dos medios, en dirección oblicua, la reflexión y refracción características del sonido se rigen por la ley de Snell. Al atravesar la onda la interfase entre dos medios con distinta impedancia acústica, se producen una reflexión y una refracción.

Es posible que la onda sonora que llega a una interfase en un medio no sea reflejada en absoluto. El físico francés Fresnel demostró en 1818 que el hecho de que una onda fuera reflejada o no dependía del tamaño comparativo de la longitud de onda  $\lambda$  y del obstáculo. Cuando el tamaño del obstáculo es igual o menor que la longitud de onda, no hay reflexión, sino que el haz se desvía y rodea el obstáculo, fenómeno físico llamado difracción. Si el obstáculo es considerablemente mayor que la longitud de onda, ésta se refleja, lo cual significa que con una longitud de onda de 0.5 mm del haz ultrasonoro incidente, cualquier obstáculo en los tejidos mayor de unos 2 mm generará reflexiones detectables o ecos.

Conforme una onda sonora pasa por un medio homogéneo, su intensidad disminuye progresivamente como resultado de la absorción, que suele ser causada por la viscosidad o fricción interna del medio, y también por la conducción térmica. El coeficiente de absorción es proporcional al cuadrado de la frecuencia. Sin embargo, en experimentos se ha demostrado que, en lo referente a tejidos blandos, dicho coeficiente es directamente proporcional a la frecuencia y quizá dependa de la naturaleza compleja de las proteínas tisulares. Se ha demostrado que el 80 % de la absorción que ocurre en los tejidos se debe a las proteínas presentes en ellos.

#### 41.1.4 Equipo de diagnóstico por ultrasonido

Un sistema ultrasonoro para diagnóstico debe tener la capacidad de medir la distancia desde un transductor hasta la estructura biológica de interés. El sistema básico que se usa en el diagnóstico consiste en un transductor, un transmisor, un receptor y una unidad de visualización. El sistema opera transmitiendo un tipo particular de onda de forma, impulsos ultrasónicos, y detectando la naturaleza de los ecos.

El transmisor genera un pulso eléctrico breve, que es transformado por un transductor en un incremento súbito de energía ultrasonora ("burst") de 1  $\mu$ s, con frecuencia de 2 a 7.5 MHz. Cuando el haz se topa con una interfase de distinta impedancia acústica se reciben ecos de diversa amplitud y rango, que se amplifican en el receptor para su visualización.

La frecuencia ultrasonora óptima representa un "término medio" entre varios factores, y suele depender de la aplicación específica. Por ejemplo, en cardiología, la frecuencia común va de 2 a 2.5 MHz; sería conveniente una frecuencia de 15 MHz, porque permitiría utilizar un haz fino, con lo cual habría una mejor resolución de los detalles estructurales. Sin embargo, tal ventaja se lograría a expensas de una menor penetración, porque la absorción aumentaría con mayores frecuencias, particularmente en el hueso. Frecuencias menores de 2 MHz no favorecen la penetración y resolución del haz.

El transductor suele colocarse directamente sobre el tórax o abdomen de la persona, o en el sitio en que mejor enfoque al órgano de interés. Es importante utilizar un líquido o una crema líquida "acoplante" entre la sonda del transductor y la piel, pues cualquier capa de aire entre el aparato y la epidermis reflejaría las ondas sonoras e interferiría en la transmisión hacia los tejidos internos.

Siempre que los pulsos ultrasonoros choquen con una interfase de estructuras biológicas con diferente impedancia acústica, se reflejará parte de la energía contenida en cada uno de ellos. La impedancia acústica, como se explicó, depende de la densidad de las estructuras  $\rho$  y la velocidad de onda del sonido  $V_w$  en la estructura biológica particular. Justo después de emitir cada pulso, el transductor se desactiva y es excitado mecánicamente por los ecos de vuelta, que son convertidos en pulsos de voltaje, y detectados y amplificados por el receptor para su visualización.

El dispositivo de visualización tiene la finalidad de presentar la información contenida en los ecos en una forma adecuada para su interpretación por el especialista. La forma más común de visualización de los ecos es usualmente por medio de la pantalla de un tubo de rayos catódicos. Sin embargo, si se obtiene información a un ritmo mayor del que asimila el operador, por ejemplo, 1 000 pulsos por segundo, se necesitará presentar únicamente la información condensada y utilizar procesadores automáticos de datos, como computadoras digitales, para asimilar e interpretar los datos.

La visualización fundamental en el osciloscopio es la modalidad A, que consiste en deflexiones del haz electrónico en la pantalla debido a la presencia de un "blanco"; tales deflexiones suelen denominarse "blips". Esta visualización se fotografía con una cámara ordinaria de revelado inmediato, y la imagen muestra la distancia al "blanco" a partir del transductor, así como la amplitud de los ecos.

La modalidad B es generada electrónicamente a partir de la modalidad A; muestra ecos en forma de puntos en el eje horizontal, y la amplitud relativa de éstos está indicada por variaciones en la brillantez. La modalidad M se obtiene conectando una unidad de barrido lento al osciloscopio, la cual mueve el trazo por la pantalla del osciloscopio a una velocidad particular, con marcadores cada 0.5 s en tiempo y 1 cm de distancia. Esta presentación también permite modulación de intensidad para las amplitudes de los ecos. En resumen, la modalidad M con fotografía de revelado inmediato o graficado en rollo de papel compara tiempo y distancia contra un fondo de amplitud, medida por el grado de brillantez.

La distancia que viajan los ecos, o alcance, puede "leerse" directamente en una escala calibrada en la pantalla del osciloscopio; ello se logra superponiendo marcadores de calibración en el barrido del tubo de rayos catódicos. Los marcadores aparecen en la forma de deflexiones verticales espaciadas regularmente. La distancia o alcance  $R$  para el blanco (objetivo) se calcula midiendo el tiempo que necesita el pulso para viajar hasta el blanco y volver; esta relación se expresa en términos cuantitativos por:

$$R = V_w \times \frac{T}{2}$$

donde  $V_w$  es la velocidad de las ondas sonoras en el tejido y  $T$  es el tiempo que éstas necesitan para viajar hasta el blanco y regresar.

La velocidad de onda del sonido en los tejidos a temperatura corporal suele ser de 1 540 m/s. Una vez el transductor ha emitido el pulso, debe transcurrir un lapso suficiente para que cualquier tipo de eco retorne, y sea detectado antes de transmitir el siguiente pulso. Por ello, la velocidad a que se transmiten los pulsos depende de la mayor distancia a la cual se prevé que estén los blancos. Si la frecuencia de repetición de pulsos es demasiado alta, los ecos de algunos blancos podrán llegar después de transmitir el pulso siguiente y habrá ambigüedad en la medición de la distancia. Por

ejemplo, si se supone que el mayor alcance posible de cualquier blanco de interés en ecocardiografía es de 20 cm, la velocidad (ritmo) máxima permisible de los pulsos es de 154 000 cm/s dividida entre 40 cm, lo que equivale a 3 850 pulsos por segundo.

Al igual que ocurre con la frecuencia, la velocidad de pulsos que se elige con fines diagnósticos representa un término medio. A mayor velocidad, mayor resolución y precisión de la medición, en especial para blancos en movimiento rápido. Sin embargo, la mayor velocidad de pulsos incrementa la cantidad promedio de fuerza acústica del haz ultrasonoro que penetra en el cuerpo.

Las velocidades de pulsos de los actuales sistemas de diagnóstico varían de 200 a 2 000 por segundo. Casi todas las unidades actuales operan con niveles promedio de potencia acústica de 0.01 a 0.04 W/cm<sup>2</sup>, que han sido totalmente inocuos.

El médico especialista en ultrasonido, al estudiar el funcionamiento del equipo, debe aprender el ajuste exacto de los controles. Todos los sistemas comerciales tienen controles de "ganancia" que incrementan electrónicamente la amplitud de los ecos, y algunas unidades tienen ajustes de ganancia de control cronométrico o de tiempo, que por mecanismos electrónicos regulan la ganancia como función del alcance. De este modo, los ecos de estructuras profundas reciben más "ganancia" que los de las más cercanas a los transductores, para compensar la mayor atenuación y pérdidas por absorción conforme los pulsos viajan mayores distancias en el tejido.

Cuando el haz ultrasonoro intercepta interfases con pequeñas diferencias de resistencia acústica, se generan innumerables ecos de baja amplitud a manera de ruidos. Sin embargo, al aumentar la ganancia aumenta no sólo la amplitud del eco, sino también la de los ecos de ruido, por lo cual casi todas las unidades comerciales contienen un control de eliminación que eleva la línea basal de la presentación A en el oscilógrafo para expurgar de ecos extraños y falsos.

Entre las desventajas del control de eliminación está su nula utilidad cuando el eco es ocultado por ruidos, lo que ocasiona un error de medición del alcance por la "inclinación" (pendiente) del borde anterior del eco. Cuando se necesita medir los ecos cercanos al transductor, surge un problema distinto con el ruido. Se utilizan transductores para transmitir y recibir ecos, y por ello parte de la energía de cada pulso transmitido se pierde en el interior del receptor y ocasiona un conjunto de ecos después del pulso transmitido, llamado "tiro" principal (*bang*). Cualquier eco que esté en un radio de 2 cm del transductor suele ser modificado por dicho tiro. Un mecanismo de amortiguamiento filtra electrónicamente las señales recibidas en el receptor y reduce los ruidos en la región del tiro principal. El amortiguamiento y los controles de ganancia cercana a menudo son muy útiles para aislar el eco principal proveniente de la pared anterior del ventrículo derecho del corazón, por ejemplo. Sin embargo, hay que destacar que el empleo de tales controles aminorará la sensibilidad del receptor, y de este modo no se registrarán ecos débiles.

La principal componente de un sistema de diagnóstico ultrasonográfico quizá sea el transductor. Por definición, es un dispositivo que convierte una forma de energía en otra. En el caso del ultrasonido utilizado en diagnóstico, el transductor convierte energía eléctrica en sonora, y viceversa. Consiste en un cristal piezoeléctrico, cerámica, titanato de bario, sulfato de litio o circonato o titanato de plomo. El tamaño del cristal varía, porque hay una relación predecible entre la dispersión del haz sonoro y la anchura, en longitudes de onda, de la faceta del cristal. Se han utilizado cristales de 4 a 25 mm de diámetro, pero el que más se usa en los aparatos comerciales es de unos 13 mm. Un transductor estándar para diagnóstico ultrasonográfico suele estar hecho de un cristal de titanato de bario.

Todos los transductores cristalinos operan según el principio del efecto piezoeléctrico; una corriente eléctrica aplicada a algunos cristales naturales, como el cuarzo, induce una deformación mecánica. Si la corriente que se aplica es alterna y su frecuencia es igual a la frecuencia resonante del cristal, éste vibrará mecánicamente con dicha frecuencia, por ejemplo, 2.25 MHz. El cristal se diseña mecánicamente para resonar con la frecuencia deseada. Al cesar la corriente excitadora, se amortiguan con enorme rapidez las vibraciones mecánicas. Por el contrario, cuando se aplica una fuerza mecánica en una dirección especificada a través del cristal, se genera un campo eléctrico. De este modo, un cristal piezoeléctrico puede actuar como generador de vibraciones ultrasonoras y como convertidor de ellas en corriente eléctrica.

El cristal piezoeléctrico del transductor ultrasonoro debe contar con electrodos que estén en contacto con sus superficies anterior y posterior. Se coloca una placa de plástico en el frente, con fines de protección. En la vecindad inmediata de un transductor de disco, las vibraciones se transmiten en forma de haz, con diámetro semejante al del disco. Dentro de la región cercana al transductor, la distribución de intensidad sonora no es homogénea, debido a interferencias. La longitud de la zona cercana  $L$  está dada por:

$$L = R^2/\lambda$$

donde  $R$  es el radio del transductor y  $\lambda$  la longitud de onda. El ángulo de convergencia  $\alpha$  del haz se obtiene con la fórmula:

$$\alpha = \frac{0.61 \times \lambda}{R}$$

De aquí se deduce que cuanto mayor sea la frecuencia o menor la longitud de onda del haz en relación con el radio de la superficie del transductor, menor será la difusión del sonido, lo que favorece la resolución de los blancos que atraviesa el haz.

La limitación principal de un transductor estacionario es que no se visualizan importantes interfases en un plano que no sea paralelo a la superficie del cuerpo. Para corregir esta limitación y otras propias de la visualización de estructuras de geometría compleja, se ha utilizado el llamado sistema de "barrido" por ultra-

sonido. En el barrido sectorial, el transductor se desplaza en forma oscilatoria y por ángulos múltiples. Por cada ángulo de inclinación del transductor en relación con la superficie corporal, habrá un cambio correspondiente en el ángulo de incidencia del haz en las interfases, con lo que aumenta la posibilidad de "chocar" con la interfase en un ángulo útil para la detección visual. Además, puede hacerse que el transductor describa un círculo y el haz siempre esté dirigido hacia el centro, técnica conocida como barrido circular. La combinación de barrido sectorial y circular representa la técnica compuesta. El barrido compuesto permite seguir los contornos naturales de partes del cuerpo como las extremidades o la cabeza.

El barrido ultrasónico compuesto ofrece algunas ventajas, pero requiere el uso de equipo mucho más complejo que el barrido simple; es especialmente útil para obtener imágenes por ultrasonidos de riñones, hígado, bazo y útero.

En los primeros sistemas de ultrasonografía transversal bidimensional en tiempo real, se utilizaba un sistema de barrido lineal. En éstos, un transductor lineal de elementos múltiples transmite el haz ultrasonoro, que es recibido por los elementos dispuestos a lo largo del dispositivo, y todo el conjunto es "barrido" a gran velocidad. El dispositivo transductor de elementos múltiples tiene de 6 a 8 cm de longitud y contiene de 20 a 60 elementos individuales. El haz ultrasonoro se genera al estimular uno a uno dichos elementos, en sucesión rápida; de este modo se forma un haz que es barrido electrónicamente a todo lo largo del dispositivo, en dirección perpendicular a la línea de los cristales. Este dispositivo lineal de elementos múltiples genera grandes imágenes rectangulares.

En los ultrasonógrafos electrónicos de barrido sectorial de fase también se utiliza un transductor lineal de elementos múltiples en el cual el haz es barrido electrónicamente al variar el lapso que media entre el pulso transmitido y el recibido. La imagen resultante es de tipo sectorial transversal y bidimensional de las estructuras cardíacas dentro del haz. El transductor de fase tiene casi el mismo tamaño que el común, pero por lo regular consta de 30 elementos individuales espaciados sobre una distancia total de unos 15 mm. Los elementos se estimulan en secuencia y hay una pequeña línea de retardo (demora) interpuesta en la vía de excitación de cada cristal. Las variaciones en el tiempo de retardo ocasionan unas desviaciones de fase que de manera electrónica dirigen u oscilan el haz a través de un sector.

El número de líneas en la imagen depende de la frecuencia de repetición de pulsos y el número de "cuadros" utilizados en el estudio. La velocidad máxima de repetición sin interferencia de pulsos transmitidos y recibidos es de unos 4 000 por segundo, y por ello cada cuadro contiene, en promedio, 133 líneas cuando la velocidad es de 30 cuadros por segundo (Taylor, 1978). La imagen en tiempo real aporta información muy densa cuando el ángulo sectorial es relativamente pequeño (como sería 30°) y están muy poco espaciadas las líneas. Es importante destacar que con ángulos sectoriales amplios, como serían 80°, también

lo serán los espacios entre las líneas de datos, porque es necesario dividir con mayor frecuencia un número fijo de pulsos disponibles y distribuirlos en un área más amplia. Por lo común el precio de los sistemas de fases es alto (dos a seis veces más que los sistemas lineales), por lo costoso del dispositivo (hardware) para producir los tiempos de retraso y porque la orientación y dirección del haz requieren una computadora.

El barrido ultrasónico sectorial mecánico, como su nombre denota, se basa en el concepto de hacer girar un transductor a través de un arco elegido desde un punto fijo en el tórax del paciente. En este sistema, el transductor se mueve rápidamente por un arco pequeño, y cada recorrido angular del cristal produce un cuadro por cada barrido del haz, de tal forma que un ciclo completo de angulación produce dos cuadros conforme se angula el cristal, para después volver a su posición inicial. Existe la misma relación entre el ángulo sectorial, la velocidad de cuadro y la densidad de líneas, tal como se ha descrito para los aparatos de fase.

#### 41.1.5 Aplicaciones clínicas

Durante muchos años se utilizaron instrumentos bastante simples con ecos en pulsos para identificar el desplazamiento de la masa encefálica respecto de la línea media, después de lesión o enfermedad. Se dio a tal técnica el nombre de ecoencefalografía, y era especialmente útil en accidentes en los que no se contaba con tiempo ni instalaciones para estudios angiográficos, y había que decidir en cuanto a alguna intervención quirúrgica inmediata. El equipo ecoencefalográfico está presente en ambulancias con dispositivos especiales, como las que se usan en Japón para atender accidentes automovilísticos, en cuyo caso el tratamiento de urgencia, incluida la cirugía, se emprende en el sitio de los hechos, por la dificultad de llevar a pacientes al hospital en medio del intenso tránsito.

**Ecoencefalografía.** Para entender el principio de la ecoencefalografía, imagínese la forma en que una aguja atraviesa el cráneo de un lado a otro. Al toparse la aguja con resistencia al penetrar en la superficie tisular, se colocaría una marca en su tallo, que correspondería al grado de resistencia. De este modo, la aguja haría un señalamiento unidimensional del estado de la vía que ha seguido a través de la cabeza. Este principio se comprende cuando en vez de una aguja se envía dentro de la cabeza un pulso ultrasonoro en una emisión de un paquete de ondas planas. Las interfases oponen resistencia al pulso mencionado, y el ultrasonido es reflejado parcialmente. Los ecos de retorno son conducidos a una unidad de visualización que transforma las diferencias cronológicas entre el pulso transmitido y el eco recibido y las muestra en un eje latitudinal, de modo que se crea una imagen unidimensional, a la que se ha llamado modalidad A.

La mejor frecuencia para la ecoencefalografía común es de 2 MHz. En el cerebro, la longitud de onda de 0.75 mm es lo bastante corta para generar datos precisos respecto al sitio de interfases en que nacen los ecos. Aún más, el área de amplificación es lo suficien-

temente grande para captar todos los reflejos que provienen del interior del cráneo del adulto. Cabría considerar como transductor óptimo el de 2 MHz de frecuencia y diámetro de 15 mm, porque con esta técnica resuelve casi todos los problemas. Esta "sonda" produce un haz ultrasonoro rectificado de 80 mm, en la dirección de propagación, de tal forma que es fácil localizar una estructura en el centro del cerebro.

Aún más, la manipulación del transductor ligero es muy sencilla. En casi todos los pacientes es posible hallar en el área temporal un punto de aplicación donde la superficie de la sonda de 15 mm haga buen contacto, en tanto que la de 24 mm conlleva algunos problemas de acoplamiento.

En algunos problemas especiales de investigación, tales como la identificación de hematomas subdurales en el lado de la hemorragia en la hidrocefalia infantil, ha resultado muy útil un transductor con frecuencia de 4 MHz y diámetro de 10 mm, porque en tales casos es pequeña la profundidad de penetración ultrasonora necesaria.

El ultrasonido con frecuencia de 4 MHz es atenuado en mayor grado en huesos que en tejidos blandos, y por ello tal condición se cumple. Es posible valorar todas las estructuras del interior del cráneo, hasta el origen de los ecos de órganos de la línea media, relacionando tales ecos con la anatomía de ambos emisferios, ya que el eco inicial es muy corto en tal sitio, en comparación con el del transductor de 2 MHz, y desde el comienzo los ecos en la pantalla osciloscópica no tienen distorsión. Para lograr lo anterior con transductores de baja frecuencia hay que recurrir a medidas especiales, a fin de lograr ganancia de amplificación, controles de voltaje cronológicos y controles de "eliminación".

Un eco claro de estructuras de la línea media en ancianos se obtiene (en ocasiones es imposible conseguirlo) con el transductor normal; este problema suele evitarse empleando un transductor de 1 MHz con un diámetro de 10 mm, que atraviesa mucho mejor el hueso. Para la recepción óptima de los ecos ultrasonoros debe haber un contacto adecuado entre el transductor y el cráneo. Con tal fin, conviene utilizar un medio como el agua, parafina o una jalea especial para usar con el ultrasonógrafo. En todas estas circunstancias habrá que evitar burbujas de aire entre la sonda y el cráneo.

La primera maniobra en la ecoencefalografía es colocar al paciente en posición adecuada; si puede caminar se le sienta en una silla, de tal forma que el apoyacabezas quede frente al rostro del médico. Una vez colocado el paciente en la posición exacta, hay que precisar la línea media teórica de su cabeza, para lo cual se establece una relación del eco de la línea media con la anatomía de ambos hemisferios cerebrales. Se utilizan dos transductores, cada uno aplicado en el cráneo sin afeitar, un poco por encima de cada oreja, de tal forma que queden uno enfrente del otro (el cráneo en medio). En el punto que corresponde a la mitad del diámetro de la cabeza aparece un solo eco, porque el haz ultrasonoro cubre sólo una vez la distancia de un transductor al otro. Con la modalidad A del osciloscopio,

puede advertirse un gran reflejo o eco en el borde izquierdo de la pantalla antes de aplicar el transductor a la superficie; éste es precisamente el pulso transmisor o "tiro" principal mencionado. Las variaciones en el voltaje eléctrico que estimulan el cristal son las que generan tal reflejo, que también ha sido llamado artefacto producido por el cristal. Después del pulso transmisor o tiro principal, hay una línea basal uniforme. Sobre ella se reciben y visualizan en forma de "blips" positivos las cantidades reflejadas de energía ultrasonora o ecos.

La exploración ecográfica se hace en primer lugar desde la sien izquierda y después desde la derecha. Una vez logrado un trazo global satisfactorio de modalidad A al mover el transductor y ajustar y regular la imagen de rayos catódicos, puede hacerse una fotografía de él con una cámara de revelado inmediato. Ha sido útil proyectar todos los trazos, incluido el que se obtiene de la línea media teórica por medio de la transmisión intermedia de izquierda y derecha, en una sola fotografía de triple exposición. Esto se puede lograr elevando la exposición del tubo de rayos catódicos o proyectando el trazo en el centro de dicho tubo para la primera imagen o fotografía y después invirtiendo el tubo para la segunda. Este último método tiene la ventaja de que identifica con mayor facilidad cualquier desplazamiento que muestren los ecos de la línea media. Por otra parte, su desventaja es que la amplitud del eco o reflejo, que suele ser importante en la interpretación del cuadro, tiene un registro insatisfactorio, porque para su proyección se cuenta sólo con la mitad de la pantalla.

Bastan uno o dos minutos para identificar el eco de la línea media en un sujeto sano. En caso de datos patológicos, la investigación requiere de cuatro o cinco minutos, incluida la toma de la fotografía. El tiempo que se invierte sin duda está justificado, incluso en casos de urgencia, porque no es raro que los datos obtenidos con la ecoencefalografía denoten la necesidad de cirugía inmediata.

La falta de alineación de los trazos izquierdo y derecho de los ecos de la línea media del cráneo denota un desplazamiento de estructuras de esta última, y de este modo, la presencia de un procedimiento expansivo, y en algunos casos el desplazamiento por tracción de dichas estructuras hacia el hemisferio contraído. El grado de separación respecto de la línea media equivale a la mitad de la distancia entre los ecos izquierdo y derecho, y se expresa en milímetros. Según muchos investigadores, una desviación de 3 mm hacia la derecha o a la izquierda constituye el límite superior de la variación normal. Cualquier desplazamiento mayor, como serían 5 mm a la derecha, denota alguna lesión expansiva en el hemisferio izquierdo. Una desviación de 7 mm hacia la izquierda puede señalar la presencia de una lesión expansiva en el hemisferio derecho.

La ecoencefalografía complementa la electroencefalografía en algunos aspectos ventajosos, porque una vez que con el método eléctrico se detecta la lesión focal, la técnica ultrasonora permite en muchos casos la diferenciación necesaria entre un proceso expansivo y otro estacionario, y muy a menudo confirma el diag-

nóstico exacto. La ecoencefalografía mejora la información diagnóstica sin peligros ni molestias para el enfermo.

**Aplicaciones oftalmológicas.** El ojo humano constituye un órgano ideal para el estudio ultrasonoro. Comprende la córnea, la cámara anterior, el cristalino, el espacio del humor vítreo con su líquido homogéneo, la retina y la pared posterior. El transductor ultrasonoro suele operar con frecuencias de 5 a 15 MHz. Por supuesto, es más conveniente la frecuencia mayor porque permite una mejor resolución. Sin embargo, dado que produce menor penetración, el sensor normal que se utiliza en investigaciones oftalmológicas suele ser un transductor con frecuencia cercana a 7.5 MHz.

El transductor se coloca directamente sobre la córnea, después de anestésicarla con unas cuantas gotas de algún anestésico local, o directamente sobre el párpado del ojo cerrado, después de haber aplicado bajo él un poco de jalea para ultrasonido y evitando que el aire genere algún "ruido" al paso del haz. Los pulsos ultrasonoros surgidos de la cara del transductor pasan a través del ojo, y siempre que una parte de la energía choque con alguna interfase de diferente impedancia acústica, se reflejará en forma de eco. La energía restante pasa a la siguiente interfase, que a su vez refleja un eco, y todos ellos establecen un patrón. La cámara anterior, el cristalino y la cavidad del vítreo son homogéneos desde el punto de vista acústico y no generan ecos.

El ecograma del ojo normal suele mostrar un diámetro promedio desde el eco más anterior hasta el más posterior de 22 a 26 mm. La distancia que representa la cámara anterior tiene unos 2 mm y el eco que corresponda al cristalino es de unos 4 mm; la cavidad del vítreo tiene un diámetro aproximado de 18 mm.

Una de las más importantes áreas de aplicación de la modalidad A en el estudio del ojo es la medición de las dimensiones del globo. De ese modo pueden demostrarse los cambios que ocasionan algunas enfermedades, como el glaucoma o la miopía. Una aplicación interesante del ultrasonido es el análisis de la cavidad del vítreo; las alteraciones en ella pueden tener una respuesta acústica variable. Para interpretar las configuraciones ultrasonoras que se obtienen, son importantes la naturaleza de la lesión "blanco" y el estado del humor vítreo vecino. Cuanto mayor sea la diferencia en sus impedancias, más intensa será la respuesta de los ecos. Las hemorragias recientes en la cavidad del vítreo difieren de las que tienen varios días de duración en que reflejan y generan ecos nítidos. Estos últimos a menudo se vuelven homogéneos desde el punto de vista acústico al surgir una reacción degenerativa del vítreo, y quizá no reflejen patrones en absoluto.

Si la hemorragia está perfectamente separada del humor vítreo vecino, los ecos generados pueden ser de tal calibre que remedan un cuerpo extraño, y su localización será difícil. Sin embargo, suele haber destrucción de la arquitectura normal del vítreo, que ocasiona la dispersión de sangre e impide la formación de interfases bien definidas al haber patrones confusos.

Una de las aplicaciones más importantes del diagnóstico por ultrasonidos en oftalmología es la detección del desprendimiento de retina; éste puede ser seroso o líquido, en cuyo caso el líquido subretiniano tiene homogeneidad acústica y no refleja ecos, o puede ser sólido, y entonces los ecos se reflejan en términos de múltiples "blips" que perturban la línea basal y se extienden hacia atrás para abarcar también la pared del globo. Cuando se obtiene un solo pico de gran amplitud, el haz ultrasonoro quizá choque con la retina en sentido perpendicular a su superficie, y esto se demuestra más fácilmente en una zona de desprendimiento plano. La valoración de los desprendimientos sólidos puede emprenderse por técnicas ultrasonoras, aun cuando no se haga un examen del fondo del ojo. La modalidad A es capaz de identificar la presencia de un desprendimiento sólido; también identifica tumores de la retina o localizados detrás de esta capa, en la región coroidea. El ultrasonido también es útil para localizar algún cuerpo extraño dentro del ojo, y para extraerlo por alguna técnica quirúrgica.

**Cefalometría ultrasonográfica.** Siempre que sea necesario, conveniente o cómodo adelantar un parto, se necesita un cálculo preciso de la edad gestacional. Es de máxima importancia evitar la premadurez extrema. Cualquier error significativo en el cálculo del peso fetal o de la fecha probable del parto impone peligros adicionales al feto e incrementa la posibilidad de muerte prenatal. Por desgracia, no existen criterios clínicos que permitan evaluar con bastante precisión la madurez fetal.

Por medio del diagnóstico por ultrasonidos se obtienen datos adicionales para corroborar el cálculo clínico de la edad gestacional. Una técnica práctica es medir el diámetro biparietal de la cabeza fetal; con base en esta medición se puede hacer alguna predicción respecto a la fecha del parto y otra bastante aproximada sobre la edad gestacional. Y, lo que es de mayor importancia, el diámetro biparietal denota el peso mínimo neonatal. Con esta información, el médico podrá evitar con mayor certeza los problemas que conlleva el parto prematuro.

La cefalometría ultrasonográfica del feto es una técnica indolora, inocua y precisa para medir el diámetro biparietal de la cabeza. Las mediciones guardan correlación significativa con otras que se hacen después del nacimiento. También se ha advertido correlación estadística significativa entre las mediciones obtenidas por ultrasonido y el peso neonatal, mediciones que han sido útiles para los obstetras al atender muy diversas complicaciones médicas y obstétricas que obligan a adelantar el parto. Son más útiles como indicadores del peso neonatal mínimo esperable que del peso exacto del bebé. Su empleo adecuado es complementario y no sustituir a la anamnesis y los datos clínicos de la embarazada. Cuando se utilizan con este fin, son útiles para esclarecer la duda de la madurez fetal.

La técnica es sencilla, inocua y bastante precisa. Una vez localizada por palpación la cabeza del feto, el transductor del equipo se acopla a la pared abdominal, por medio de agua o una jalea lubricante, y después se

desplaza por la superficie del vientre hasta que aparecen en el osciloscopio patrones satisfactorios de eco. Si el transductor está en sentido perpendicular al cráneo fetal en el diámetro biparietal, se producen tres ecos; el primero es el que refleja la pared abdominal, y el segundo y el tercero nacen de las paredes cercana y lejana del cráneo y tienen casi la misma altura, pero en un punto más alto que el primero. La medición del diámetro biparietal se hace contando los marcadores en una escala superpuesta, en centímetros; los diámetros posterior y anterior suelen producir un patrón similar, y se reconocen por ser mucho mayores que el diámetro biparietal. Es posible obtener un eco del tercer ventrículo, lo cual constituye una confirmación más de que se ha localizado el diámetro biparietal.

Una vez que la cabeza del feto está encajada en la pelvis en el parto vaginal, suele ser imposible obtener una medición satisfactoria, porque los huesos de la pelvis de la madre interfieren y envían ecos; sin embargo, lo anterior no es una desventaja, porque rara vez se necesita medir el diámetro biparietal después del encajamiento. El abdomen de la embarazada es particularmente idóneo para técnicas ultrasonográficas de pulsos de eco, por su configuración anatómica y porque el útero está lleno de líquido, con lo cual se obtiene un contraste ultrasonoro adecuado para la descripción de las estructuras intrauterinas. El embarazo constituye un estado en el que serían particularmente útiles nuevas técnicas diagnósticas, porque los peligros de radiación limitan el empleo de rayos X e isótopos para estudiar las anomalías del embarazo, y para vigilar el desarrollo fetal por largo tiempo.

**Ecografía.** El barrido ultrasonográfico por modalidad B se hace empleando un ultrasonógrafo compuesto por contacto. En este método, el transductor, que contiene un cristal de circonato de plomo, se desplaza mecánicamente 30° a cada lado de la línea perpendicular, y al mismo tiempo el operador lo traslada sobre el abdomen de la mujer. Un tubo de osciloscopio almacena los ecos de la pantalla, que son reflejo de las interfases tisulares. Se aplica abundante vaselina líquida a la superficie cutánea, para un mejor contacto sónico entre los tejidos y el transductor. Cada barrido de ultrasonografía (ecografía) transversal requiere un minuto para su práctica. El portador del transductor se desplaza en el sentido superior e inferior del útero en los planos horizontal y sagital, para obtener representaciones transversales con intervalos de unos 2 cm. Todo el examen dura unos 30 minutos.

El examinador, al revisar las imágenes obtenidas a intervalos de 2 cm en sentido horizontal y sagital en una técnica compuesta, puede expresar gráficamente la situación aproximada y los límites de la placenta. El patrón placentario debe advertirse en tres imágenes horizontales y una a tres sagitales. De ese modo, el ultrasonido permite la localización específica de cualquier parte del útero, lo cual es particularmente útil antes de amniocentesis o de transfusión intrauterina. La placentografía ultrasonora, a diferencia de otras técnicas diagnósticas, hace visibles la placenta y su relación con la pared uterina, el feto y el abdomen ma-

terno. Los ecos que emite la placenta forman un cuadro ultrasonoro peculiar, y de este modo permiten definir los límites exactos del borde placentario.

La técnica no produce molestias particulares a la mujer y puede utilizarse para vigilarla en forma seriada durante el embarazo. Hasta el momento no se han informado reacciones nocivas por el empleo del ultrasonido para el examen diagnóstico de la madre o de su hijo.

**Ecocardiografía.** Desde que comenzó a hacerse la cirugía del corazón, ha aumentado extraordinariamente la necesidad de que los diagnósticos cardiovasculares preoperatorios sean muy precisos. Por ello se han creado nuevas técnicas, tales como la medición de la presión en la cámara cardíaca por cateterismo, y diversos métodos de angiocardiografía. Casi todos ellos son complejos, requieren la participación de un grupo médico bastante grande, y conllevan algunos riesgos para el paciente. También son molestos para él, y no se pueden repetir frecuentemente con fines de vigilancia.

En 1954, Edler y Hertz, en Suecia, demostraron que las estructuras del corazón reflejaban el ultrasonido, y que tal órgano generaba ecos al colocar sobre el tórax el transductor de 2.5 MHz del equipo comercial para estudio directo y externo. El patrón de movimiento de los ecos varía con la situación del cristal en el tórax y la dirección del haz. Si el corazón está agrandado, se obtienen ecos pulsátiles en áreas significativamente mayores que en casos normales. Al aplicar el transductor de 2.5 MHz al tercer o cuarto espacio intercostal, a una distancia entre 1 y 4 cm del borde esternal izquierdo, se obtienen señales que pulsan en su posición y muestran sincronía con el latido. El tejido pulmonar que rodea al corazón posee un enorme coeficiente de absorción de las ondas ultrasonoras, con frecuencia de unos 2 MHz, razón por la cual no se obtienen ecos de estructuras corporales. Por otra parte, por este método sólo puede localizarse el corazón en un área relativamente pequeña debajo del tórax, en la que no se interpone tejido pulmonar entre el corazón y la pared torácica.

El movimiento de los ecos representa el de las estructuras cardíacas, y por ello, desde el comienzo fue evidente que podía utilizarse la ecocardiografía con fines diagnósticos. En enfermedades del corazón cabe esperar una gran alteración de los movimientos típicos de la viscera.

Antes de identificar y analizar los ecos generados por estructuras cardíacas registradas en el ecocardiograma, hay que conocer las funciones básicas del corazón. Los ventrículos constituyen un tipo singular de bomba. Obtienen su energía de la contracción repetitiva, iniciada por reacciones electroquímicas. El corazón humano, a semejanza de una bomba, tiene dos válvulas de entrada, la mitral y la tricúspide, y dos de salida, la aórtica y la pulmonar. Durante un ciclo cardíaco se generan dos ruidos que consisten más bien en dos "impulsos de energía repentinos" vibratorios, que se producen después del cierre de los dos pares de válvulas. La obstrucción parcial de cualquier válvula o el escape de sangre por el cierre imperfecto ocasiona

unas turbulencias en el flujo y ruidos audibles simultáneos, llamados soplos. En el diagnóstico de una cardiopatía, los soplos suelen ser síntomas de la disfunción de una o más válvulas.

Los ecocardiogramas obtenidos por la técnica ultrasonora de ecos (ecografía) contienen patrones característicos del movimiento vascular y detalles estructurales de válvulas normales o sanas y enfermas. La meta definitiva del análisis es establecer información operativa sobre válvulas y otras estructuras cardíacas (tales como paredes o válvulas protésicas) sanas y enfermas. Esto incluye la detección de alteraciones de una válvula particular por la interpretación del propio ecocardiograma o por el análisis de las correlaciones entre los ecos ultrasonoros y registros de ruidos cardíacos.

La obstrucción de cualquier válvula cardíaca recibe el nombre de estenosis, en tanto que la pérdida por dicha estructura se conoce en medicina como insuficiencia o regurgitación. Los ecos del ecocardiograma pueden visualizarse con la modalidad A, que muestra simplemente la profundidad de la penetración y la amplitud de la energía ultrasonora reflejada. La escala de penetración se calibra para una velocidad promedio del sonido de 1 540 m/s a temperatura corporal. Con ella pueden hacerse mediciones precisas de las dimensiones de la pared del tórax, la pared posterior del ventrículo izquierdo y los ventrículos izquierdo y derecho, o el espesor del miocardio o del propio músculo cardíaco.

La modalidad M permite estudiar el movimiento valvular o del miocardio al describir no sólo la profundidad de la estructura, sino también la posición cambiante de los ecos, como si se les mirara desde arriba. Dicha modalidad permite la modulación en intensidad de muy diversas amplitudes de ecos, y puede registrarse en una película fotográfica instantánea o en rollo de papel.

La aplicación clínica del ultrasonido en enfermedades cardiovasculares se ha definido con toda claridad, y ha tenido gran aceptación para el diagnóstico de valvulopatía. La onda de forma es específica de hojuelas de la válvula mitral con cicatrices, calcificaciones o inmovilidad. Disminuyen en forma característica la amplitud o el alcance del movimiento del registro en la modalidad B. La ecocardiografía constituye una guía importante para definir las anomalías estructurales de la válvula mitral. La calcificación o fibrosis intensas suelen manifestarse por una mayor brillantez de los ecos en la modalidad B. La calcificación intensa, que causa inmovilidad relativa de una válvula, también se demuestra por la menor amplitud de movimiento en la imagen ecoica.

La ecocardiografía también ha sido muy útil para detectar coágulos sanguíneos o tumores del corazón, así como derrame pericárdico, que es la acumulación de líquido en el saco pericárdico (capa que rodea todo el corazón).

La combinación de la modalidad M y la ecocardiografía bidimensional en tiempo real constituye una técnica extracorpórea muy útil para detectar una enfermedad segmentaria o global del miocardio. Las anomalías del movimiento de la pared cardíaca, tal

como se detectan por ultrasonido, denotan en forma fidedigna enfermedades de la arteria coronaria o miocardiopatías intrínsecas. El ecocardiograma también aporta datos anatómicos y hemodinámicos de los cuales pueden deducirse por cálculo muchos índices del funcionamiento del ventrículo izquierdo, incluidos el gasto cardíaco y la fracción de expulsión.

#### LIBROS Y REVISTAS

- H. Feigenbaum, *Echocardiography*, 3.<sup>a</sup> ed., Lea & Febiger, Philadelphia.
- J. C. Hobbs, *Diagnostic Ultrasound in Obstetrics*, Churchill Livingstone, Nueva York.
- B. Kingsley, J. W. Linhart y P. Kantrowitz, *Advances in Non-Invasive Diagnostic Cardiology*, Slack, Thorofare, NJ.
- M. N. Kotler y B. L. Segal, *Clinical Echocardiography*, Davis, Philadelphia.
- W. N. McDicken, *Diagnostic Ultrasonics; Principles and Uses of Instruments*, 2.<sup>a</sup> ed., Wiley, Nueva York.
- N. C. Nanda y R. Gramiak, *Clinical Echocardiography*, Mosby, St. Louis, MO.
- E. W. Purnell, *Ultrasound in Ophthalmological Diagnosis*, Plenum, Nueva York.
- W. Schiefer, E. Kazner y St. Kouze, *Clinical Echoencephalography*, Springer Verlag, Nueva York.
- K. J. W. Taylor, *Atlas of Gray Scale Ultrasonography*, Churchill Livingstone, Nueva York.
- P. N. T. Wells, *Biomedical Ultrasonics*, Academic, Nueva York.

#### 41.2 COMPUTADORAS EN MEDICINA: PANORAMA DE LA TOMOGRAFÍA COMPUTERIZADA E IMÁGENES DE RESONANCIA MAGNÉTICA NUCLEAR

*Daniel B. Diner*

##### 41.2.1 Introducción

La medicina, como otros aspectos de la vida, ha experimentado cambios profundos en la era de las computadoras, tales como la manipulación elegante de cúmulos masivos de datos y la creación de equipos y técnicas nuevos.

En esta sección se consideran fundamentalmente dos técnicas: tomografía computerizada y las imágenes de resonancia magnética nuclear.

**Tomografía computerizada.** Llamada también tomografía axil por computadora, técnicas de barrido CAT (escáneres) o EMI, tomografía radiográfica, o simplemente CT, fue inventada en 1971 por el Dr. Godfrey N. Hounsfield de la compañía EMI Ltd., en colaboración con el Dr. James Ambrose, del Atkinson Morley's Hospital, de Wimbledon, Inglaterra. Ambos pudieron hacer una exploración por tomografía del cerebro humano con sorprendente detalle y claridad, lo que abrió las puertas para el perfeccionamiento del



sistema de tomografía computerizada, lo cual le valió al Dr. Hounsfield compartir el premio Nobel de fisiología y medicina de 1979.

**Técnica de imágenes por resonancia magnética nuclear.** Llamada también técnica de imágenes por resonancia magnetonuclear, MNR o zeugmatografía, fue creada por el Dr. Paul Lauterbur, de la State University of New York en 1973, pero no fue sino hasta 1978 cuando, según se cree, se presentó al público la primera imagen del cráneo tomada con la técnica en cuestión. Fue hecha por el Dr. Hugh Clow y el Dr. Ian Young, de EMI Central Research Laboratories, de Londres. (Por cierto, la espectroscopia por resonancia magnética nuclear fue descrita en 1946 por el Dr. Felix Block, de la Stanford University, Palo Alto, California, y por el Dr. Edward Purcell, de la Harvard University, Boston, quienes por ello ganaron el premio Nobel de física de 1952.)

La espectroscopia por resonancia magnética nuclear y la fotografía radiográfica habían existido desde hacía algún tiempo, pero las computadoras actuales permitieron el refinamiento actual de las técnicas médicas.

#### 41.2.2 Tomografía computerizada

##### Método

Cualquier persona que revise un libro de anatomía o patología se percatará de la utilidad de una imagen transversal nítida ("rebanada") de tejido anatómico; si se trasladara tal corte al cerebro, por ejemplo, podría detectarse un tumor, un bloqueo o rotura de un vaso sanguíneo, o cualquier trastorno estructural o patológico.

De este modo, el problema al que se enfrentaron los inventores de la tomografía computerizada fue aprovechar la información disponible ya de la imagen bidimensional radiográfica del cerebro, para obtener de ella imágenes transversales de cualquier "rebanada fina" de dicho órgano. Por ejemplo, supóngase que el médico desea observar los detalles de una rebanada horizontal de 1 cm de espesor del encéfalo, exactamente por encima de los ojos. En primer lugar, habría que emitir un haz fino de rayos X (de 1 cm de espesor) a través de la rebanada horizontal en estudio, y luego en el otro lado medir el haz transmitido por un detector de escintilación. Supóngase que este haz, que comienza en la parte frontal del hemisferio izquierdo, pasara en sentido perpendicular a la línea media y saliera por la parte frontal del hemisferio derecho. Después se movería hacia atrás 1 cm el haz y el detector de escintilación haría una segunda medición en un plano exactamente paralelo al primero, y así repetiría la maniobra hasta haber barrido todas las "rebanadas" de interés.

Supóngase que ahora se gira la cabeza 1°, se efectúa un nuevo grupo de mediciones paralelas por otra rebanada interesante y se repite la maniobra hasta haber girado la cabeza 180°, midiendo toda línea posible a través del encéfalo en cada una de las orientaciones de 180° (en realidad la cabeza no gira; lo que se mueve

son el tubo de rayos X y el detector de escintilación, para comodidad del paciente y en pro de la exactitud del sistema).

Imagínese la "rebanada" en cuestión como una cuadrícula bidimensional con un coeficiente de absorción radiológica independiente en cada cuadro, e imagínese también que cada elemento cúbico de la cuadrícula tiene 1 cm<sup>3</sup> de tamaño.

Si el operador hace mediciones lo suficientemente sensibles, podrá calcular matemáticamente, dentro de ciertos límites de precisión, el coeficiente de absorción radiológico de cada "cubito" de la rebanada; lo anterior es válido porque el coeficiente de absorción se define como:

$$\text{Absorción} = \log \left( \frac{\text{intensidad de los rayos X}}{\text{lectura del detector}} \right)$$

Entonces, la absorción correspondiente a cada medición al atravesar la rebanada de interés es en realidad la suma de los coeficientes de absorción radiográfica de los elementos de la cuadrícula por los que ha pasado el haz. Dado que el diámetro del cerebro es mucho menor que 180 cm, y que el operador ha hecho 180 conjuntos de mediciones, todas en ángulos diferentes, es fácil percatarse de que se tienen más ecuaciones independientes que variables. Se necesitan únicamente  $n$  ecuaciones independientes para resolver  $n$  variables y, por tal razón, el problema puede solucionarse. El método matemático más usado ha recibido el nombre de algoritmo "filtrado" y proyectado contra el efecto de fondo.

Una vez que se ha computerizado el coeficiente de absorción radiográfico de cada "cubito" de la cuadrícula, se genera una imagen bidimensional transversal de la rebanada de interés que se observa en la pantalla de una computadora. Cada elemento de la cuadrícula se sombrea de manera proporcional al valor de su coeficiente radiológico. Normalmente se hacen varias imágenes transversales. Por ejemplo, es posible "barrer" varias rebanadas de tejido, una encima de la otra, para el análisis tridimensional de la región histológica particular. Otra configuración sería la de tres barridos de rebanadas mutuamente perpendiculares, que pasen por un punto dentro de una región de interés. Estas tres imágenes se combinarían para el análisis tridimensional aproximado de esa región.

Desde el comienzo se advirtió que tendrían enorme utilidad en medicina el detalle y la claridad de las imágenes tomográficas computerizadas; en la realidad, las cosas son un poco más complejas, por varios factores, como la tolerancia del ser humano a los rayos X, el posible movimiento del individuo durante el barrido y la naturaleza estadística de la detección de rayos X, factores que se expondrán más adelante. Baste señalar en este punto que la técnica es funcional, y que por primera vez se han podido captar, sin intervención quirúrgica, imágenes internas extraordinarias de todos los órganos del cuerpo humano vivo.

Pronto se sucedieron innovaciones del sistema original. El sistema de traslación-rotación (ya descrito) fue mejorado por el sistema rotatorio y el conjunto de sis-

temas detector-circular-estacionario. En el sistema de rotación, en vez del conjunto de mediciones paralelas hechas en cada ángulo, se usó un "abanico" de mediciones (desde el tubo radiográfico hasta 300 detectores) en cada ángulo. El tubo radiográfico y los 300 detectores giran simultáneamente en un arco de 180°. En el sistema detector-circular-estacionario, rodean al paciente 700 a 1 000 detectores fijos, y sólo gira el tubo de rayos X. Los tres métodos generan aproximadamente el mismo patrón de resultados.

### Resolución

El tamaño de los elementos de la cuadrícula (la resolución) en los sistemas comerciales de tomografía computerizada ha llegado a ser de apenas 0.5 mm, y el espesor de la rebanada, de sólo 2 mm. Aún se mide el arco de 180°, pero en "incrementos" de 0.33°, y en promedio se hacen 1.5 millones de lecturas en tres segundos, para obtener una cuadrícula de  $320 \times 320$  imágenes.

Los tomogramas de barrido rápido (de 3 s) minimizan los errores por movimiento del sujeto. El espesor cada vez menor de la rebanada reduce la exposición del paciente a la radiación, lo que se logra también con el empleo de los haces radiográficos cada vez más débiles que aún generen una imagen clara.

Esto señala la naturaleza estadística de la detección radiográfica. Existe una distribución estadística entre las lecturas, porque sólo un número limitado de fotones llegan a los detectores. La desviación estándar, según Hounsfield, es del 0.5 % en los tejidos (con una matriz de  $320 \times 320$ ) y así se obtiene un ruido gráfico o grano que es inherente al sistema. Una vez más, dado que se necesita limitar la exposición a la radiación, hay un límite en cuanto a las formas de reducir el grano que cabría esperar en una tomografía computerizada<sup>1</sup>.

En cambio, en aplicaciones industriales no existe el problema de exposición a la radiación y es posible mejorar la exactitud del sistema<sup>1</sup>.

### Influencia en la medicina

Con la tomografía computerizada es posible identificar claramente innumerables tumores malignos; es de particular importancia la localización de tumores cerebrales. La resolución de este método permite al médico por primera vez orientar y enfocar los haces de radioterapia al irradiar tumores cerebrales. Por medio de la tomografía es posible precisar la potencia óptima de los haces de radioterapia, e incluso medir el efecto de dicha terapia en el tumor.

La tomografía computerizada ha aminorado también la necesidad de cirugía exploratoria e inyecciones de colorantes-trazadores, algunos de los cuales pueden presentar riesgos para la vida.

La posibilidad de medir con enorme exactitud *in vivo* los coeficientes de absorción radiográfica de los tejidos permitirá lograr enormes avances en el estudio de los tejidos biológicos.

Por primera vez podrán identificarse por técnicas radiográficas tejidos blandos, tales como el hígado y riñones. Sin embargo, la mayor utilidad de la tomografía computerizada en medicina residirá en la capacidad de

observar el interior del cuerpo vivo sin necesidad de cirugía, aspecto particular que aún está en fase de evaluación.

Un sistema de particular interés es el reconstructor espacial dinámico de la Mayo Clinic, de Rochester, Minnesota<sup>2</sup>; el aparato en cuestión genera una imagen tridimensional dinámica de un órgano interno o alguna parte de él, en el ángulo deseado, y la cual puede ser de tamaño natural<sup>2</sup>.

Con el empleo (finalmente) de 28 tubos de rayos X que giran alrededor del paciente cada cuatro segundos en un caballete circular de 4.5 m de diámetro, el reconstructor mencionado envía datos sobre 15 000 cortes transversales por segundo a la computadora, cada uno de 0.9 mm de espesor<sup>2</sup>.

La computadora puede representar las imágenes en forma de reconstrucciones tridimensionales móviles en una pantalla de televisión. Por ejemplo, puede obtenerse una imagen tridimensional del corazón, girarse, rebanarse en cualquier plano deseado, y analizarse en cuanto a sus estructuras internas. Si se desea identificar las arterias, es posible "disolver" electrónicamente el músculo que obstruya la visión<sup>2</sup>.

A la larga, todo lo anterior se hará casi instantáneamente, estando el sujeto dentro del aparato; en la actualidad el factor limitante es la velocidad de procesamiento de las computadoras<sup>2</sup>.

Otra meta será la creación del dispositivo de visualización, problema que está en fase de resolución. Tal aparato será circular, con un espejo flexible, a manera de parche de tambor, que vibrará a altas velocidades. El espejo reflejará las imágenes de la pantalla de televisión, a escala natural, con un resultado similar al de un holograma. Además de cambiar la posición de la imagen en la pantalla, el observador podría inspeccionar directamente la imagen desde cualquier ángulo. También se podría observar el movimiento del órgano, acelerar o retardar el movimiento de la imagen, u obtener una "repetición instantánea"<sup>2</sup>.

De hacerse posible este sistema, constituirá una "ventana mágica" a través de la cual se podrá observar el funcionamiento de los órganos internos<sup>2</sup>.

### Problemas

- El principal problema de la tomografía computerizada es la exposición a los rayos X, que altera el DNA celular, con riesgo de cáncer.
- El segundo problema es el del movimiento corporal; en el caso de tomogramas del cerebro no es tan grave, dada la posibilidad de estabilizar la cabeza, pero el estudio de los pulmones y el corazón puede resultar tan difícil que es posible pasen inadvertidos algunos tumores.
- El tercer problema es el de los artefactos o señales espurias que son muy comunes, en especial los de tipo lineal, por la gran diferencia en los coeficientes de atenuación radiográficos de los tejidos (como sería el de los huesos en comparación con el pulmón, por ejemplo). De este modo, una tomografía podría "denotar" la presencia de algo que en realidad no existe.

- Otro problema es la opacidad del hueso a los rayos X, que no permite ver claramente el tejido cercano al hueso o rodeado por él, limitante de gravedad particular en las tomografías de la fosa posterior de la base del cráneo, o en las de médula ósea.

A pesar de estos problemas, la tomografía computarizada constituye, sin lugar a dudas, un progreso extraordinario en las ciencias médicas.

### 41.2.3 Imágenes de resonancia magnética nuclear

#### Método

Después de la invención de la tomografía computarizada, pronto surgió la formación de imágenes por resonancia magnética nuclear, descubierta por el Dr. Paul Lauterbur de la State University of New York en 1973.

Para tener una idea de los usos más complejos de esta técnica se necesitan conocimientos de física cuántica. Sin embargo, para entender su aplicación clínica bastan algunas reglas de física clásica, que se exponen en este apartado.

Algunos núcleos atómicos, cuando se sitúan dentro de un campo magnético, pueden hacerse resonar por la aplicación de una frecuencia particular de radio (RF); los núcleos absorben energía de dicha frecuencia y, si ésta se interrumpe, seguirán resonando en el campo con la misma frecuencia, y emitiendo así señales y cediendo con ellas la energía que absorbieron. Las señales emitidas se pueden observar con una bobina receptora<sup>3</sup>. La emisión presenta una declinación o relajación aproximadamente exponencial.

Se dedicarán unas líneas a analizar lo que ocurre.

**Núcleos excitables.** Son los que tienen un número impar de protones, de neutrones o de ambos<sup>4</sup>. La rotación neta o spin de su distribución de cargas genera un campo magnético, de modo que cada núcleo actúa como un dipolo magnético<sup>4</sup>.

Antes de aplicar el campo magnético, los dipolos magnéticos de los núcleos están distribuidos en forma irregular (aleatoria), y la aplicación de un campo magnético uniforme estático hace que los dipolos se alineen de tal manera que su vector de magnetización neta se orienta siguiendo las líneas de inducción del campo magnético. Sea esta dirección el eje  $z$ <sup>4</sup>.

En lo que toca a una intensidad particular de campo magnético, los núcleos de un elemento sensible a la resonancia absorben energía sólo como respuesta a un pulso de radiofrecuencia particular, lo que se ha llamado frecuencia de Larmor para ese núcleo y la intensidad de campo magnético<sup>4</sup>.

**Pulso de radiofrecuencia.** Actúa a manera de un pequeño campo magnético que gira alrededor del vector de magnetización neta en el plano  $x, y$ . Cuando se aplica la frecuencia de Larmor, los núcleos experimentan un impulso rotatorio y cambia la dirección del vector de magnetización neta, alejándolo de la dirección del campo magnético estático (eje  $z$ )<sup>4</sup>.

Si se permite que el pulso de radiofrecuencia persista todo el tiempo necesario para que el vector de magnetización neta quede por completo en el plano  $x, y$ , y después se interrumpe, el vector mencionado seguirá rotando en ese plano y así se generará una señal, que es la máxima generada por el vector porque sólo su componente  $x, y$  puede generar señales. Sin duda, si el vector se orientara en la dirección  $z$  o  $-z$ , no se generaría señal alguna, porque no existiría componente  $x, y$ <sup>4</sup>.

Una vez que cesa el pulso de radiofrecuencia, comienza la emisión de señales, y con ello la pérdida de energía de los núcleos resonantes, con lo cual decae el movimiento precesional del vector de magnetización neta. Al final este vector, una vez más, se alinea en la dirección del eje  $z$ , y con ello disminuyen de manera correspondiente las señales emitidas.

**Amplitud de emisión.** Es función de la densidad de los núcleos resonantes sensibles a la resonancia magnética nuclear que existe. El tiempo de relajación de la emisión posee dos componentes: una longitudinal al campo de magnetización, llamada  $T_1$ , y otra transversal al campo magnético, que es  $T_2$ . El primer elemento depende del medio nuclear de los núcleos resonantes, y por ello se le ha llamado tiempo de relajación de las mallas de spin y mide la velocidad de retorno del vector de magnetización neta al eje  $z$ .  $T_2$  depende de las interrelaciones de los núcleos resonantes, y por ello ha sido llamado tiempo de relajación spin-spin. Mide el desfaseamiento de los núcleos resonantes (en el plano  $x, y$ ) antes de que pierdan su energía absorbida. Sin duda,  $T_2$  nunca excede de  $T_1$  y suele ser mucho más breve.

En realidad, se ha definido a  $T_1$  y  $T_2$  como las constantes de tiempo de sus correspondientes relajaciones exponenciales (aproximadamente); por ello, después de tres fracciones  $T_1$ , se completa el 95 % de la relajación longitudinal.

Los tres parámetros (densidad de núcleos,  $T_1$  y  $T_2$ ) permiten diferenciar entre innumerables tejidos del ser humano.

Más adelante se expone la forma en que se mide cada uno de los factores mencionados, y qué es lo que lo diferencia de los demás.

**Localización.** Todos los fenómenos descritos ocurren dentro de un volumen que es el del campo magnético estático. Imaginemos rebanadas transversales de dicho volumen, lo que puede hacerse como se indica a continuación. El volumen puede reducirse a un plano ajustando la anchura de banda de la radiofrecuencia a una frecuencia específica. Ello se debe a que, para una sola intensidad del campo magnético (que se encuentra en un solo plano perpendicular a la dirección del campo), la radiofrecuencia será la frecuencia de Larmor de los núcleos de interés. En tejido biológico, los núcleos de interés suelen ser iones hidrógeno libres; es decir, protones. Existen otros núcleos excitables, pero las frecuencias de Larmor son tales que el operador ajusta el campo magnético para evitar su excitación, fenómeno que ha sido llamado irradiación selectiva.

Una segunda forma de aislar un plano consiste en hacer oscilar el campo magnético durante un tiempo tal que sólo un plano cero o nulo no varíe, y promediar todas las mediciones en el tiempo. Con esta técnica, el operador limita sus mediciones a un plano, por lo que ha sido llamada método de gradiente cronodependiente. En ambos casos, el plano corresponde a la rebanada de interés en la tomografía computerizada.

Si es posible reducir el conjunto de datos a líneas, podrá utilizarse el algoritmo de filtrado y proyectado contra el efecto de fondo con objeto de obtener las imágenes transversales que se desean; para ello se utiliza el procedimiento siguiente.

Después de que cesa la aplicación de pulsos de radiofrecuencia y los núcleos en el plano rotan con su frecuencia de Larmor, se introduce a través del plano un pequeño gradiente magnético transversal, que hace que la frecuencia mencionada varíe a través de dicho plano, de modo que los núcleos resonantes tienen que ajustar su frecuencia para igualar la nueva frecuencia de Larmor en cada sitio. Por supuesto, la frecuencia de la señal emitida por cada núcleo resonante será una nueva frecuencia de Larmor. Por tal motivo, cada línea de igual intensidad magnética emitirá sólo una frecuencia cuya amplitud indicará el número de núcleos resonantes que existen.

La bobina receptora mide todas las frecuencias emitidas, mezcladas. Sin embargo, por medio del análisis de Fourier es posible calcular las amplitudes de cada una, y de este modo medir la resonancia magnética nuclear para un conjunto de líneas paralelas a través de un plano de interés.

Al rotar el gradiente magnético transversal  $1^\circ$  cada vez y repetir las mediciones, se obtienen 180 conjuntos de líneas paralelas de información. Ahora es posible utilizar el algoritmo de filtrado y proyectado contra el efecto de fondo para obtener la imagen de resonancia magnética.

Considérense nuevamente los tres parámetros de la imagen de resonancia, que son la densidad nuclear y las fracciones  $T_1$  y  $T_2$ .

Existen innumerables técnicas de resonancia, pero en los textos especializados destacan tres, que son las siguientes:

- Saturación-recuperación (SR).
- Inversión-recuperación (IR).
- Spin-eco (EC)<sup>5</sup>.

**Técnica de saturación-recuperación.** Se aplica un pulso de radiofrecuencia a  $90^\circ$  (uno que rota  $90^\circ$  el vector de magnetización neta), para aplicar después el gradiente magnético transversal ("de lectura"), y se reúnen los datos. Si se espera un lapso de tiempo mucho mayor que  $T_1$  para aplicar el siguiente pulso de radiofrecuencia a  $90^\circ$ , es posible la recuperación completa, y la lectura de la segunda señal será similar a la primera, es decir, potente. De ese modo, el tejido con núcleos con  $T_1$  breve emitirá señales intensas y se producirá un fenómeno luminoso. Sin embargo, si se espera un lapso similar a  $T_1$  antes de aplicar el siguiente pulso de radiofrecuencia, sólo habrá recuperación parcial del

vector de magnetización neta, y el pulso mencionado desviará  $90^\circ$  el vector de magnetización reducida, con lo cual la señal medida correspondientemente será de menor tamaño. De este modo, el tejido con núcleos con un tiempo  $T_1$  largo emitirá una señal débil y tendrá aspecto oscuro. La sangre tiene un  $T_1$  largo, como el líquido cefalorraquídeo; la corriente sanguínea tiene aspecto claro porque la sangre nueva no se ha magnetizado y su aspecto será de recuperación completa; es decir, con  $T_1$  breve. Por esta razón, la técnica SR muestra con gran claridad la sangre corriente y los vasos. (El hueso tiene aspecto oscuro, pero ello se debe a su poca concentración de núcleos de hidrógeno libres).

**Técnica de inversión-recuperación.** Se aplica un pulso de radiofrecuencia a  $180^\circ$ , se espera un lapso de tiempo dado, y después se aplica otro pulso idéntico. Una vez cesa el segundo pulso, se aplica el gradiente de "lectura" y se obtienen los datos. Si  $T_1$  es breve respecto al tiempo de espera, se habrá producido una recuperación completa y el pulso a  $90^\circ$  habrá dejado el vector de magnetización neta en el plano  $x$ ; de ese modo, los núcleos con un  $T_1$  breve emitirán señales potentes y su aspecto será claro en la imagen. Sin embargo, si  $T_1$  es equiparable al tiempo de espera, se medirá una señal más apagada después del pulso de radiofrecuencia a  $90^\circ$ ; es decir, los núcleos con  $T_1$  largo emitirán señales más débiles y su aspecto será oscuro en la imagen. La técnica anterior permite una diferenciación notable entre la sustancia gris y la blanca, porque en la primera los protones son en su mayor parte agua (es decir, están libres), pero en la segunda por lo regular se encuentran en los lípidos.

**Técnica de spin-eco (o eco del spin).** Se aplica un pulso de radiofrecuencia a  $90^\circ$ , se espera un lapso de tiempo breve, se aplica otro pulso igual, se espera otro lapso de tiempo igualmente breve y después se aplica el gradiente de "lectura", y se obtienen los datos. La técnica anterior se repite después de varios periodos breves de espera. Típicamente los datos señalan con enorme rapidez la relajación de la emisión, pero los picos se grafican comparándolos con periodos de espera, para precisar  $T_2$ . Aunque lo anterior parezca confuso, puede entenderse fácilmente.

Se necesitan periodos breves de espera porque  $T_2$  es más corto que  $T_1$  en lo que toca a muchos tejidos sólidos interesantes. El pulso a  $180^\circ$  y el nuevo periodo breve de espera son necesarios porque, por lo demás, el tiempo de relajación de la emisión que mide el operador es una combinación del desfaseamiento spin-spin y el causado por la heterogeneidad del campo magnético. Al cambiar  $180^\circ$  todos los componentes del vector de magnetización neta y permitir que continúen "girando" (spin) por un lapso de tiempo igual, la heterogeneidad que causó el desfaseamiento causa ahora el refasamiento. Aparece un "eco" de la señal precisamente cuando el refasamiento ha anulado el desfaseamiento causado por la heterogeneidad. En este momento, la atenuación de la señal del eco se debe esencialmente a interacciones spin-spin, y refleja la atenuación de  $T_2$ . Después de este momento refasa-

miento por heterogeneidad ha pasado el punto de recuperación y se transforma en desfase. Por ello, solamente el pico de la señal medida, o sea, el eco completo, se usa para calcular  $T_2$ .

La medición se repite después de varios tiempos de espera, simplemente para definir mejor la relajación o disminución exponencial de  $T_2$ .

Las imágenes con la técnica de spin-eco muestran diferencias en los detalles de tejidos blandos.

En términos generales, en lo que respecta a agua y líquidos simples,  $T_1$  y  $T_2$  son casi iguales y van de décimas de segundo a varios segundos, y este tiempo depende de la temperatura. Sin embargo, para sólidos  $T_1$  puede ser de muchos segundos, y  $T_2$  de milisegundos, o más breve<sup>4,5</sup>.

### Resolución

La resonancia magnética nuclear es una técnica limitada por el ruido, el cual constituye la emisión (ruido) térmica del organismo. La resolución (tamaño de cada elemento de la cuadrícula) puede estar en el orden de 2 a 3 mm y mejorar con tiempos de adquisición más largos. Sin embargo, dado que el tiempo de adquisición es del orden de un minuto, el movimiento corporal puede constituir un problema. Los tiempos de adquisición largos son producto de la espera necesaria para medir  $T_1$ . Los pulsos inductores de radiofrecuencia suelen ser muy breves.

La precisión depende del grado de movimiento de la persona, de la no linealidad del gradiente de lectura, de errores de fase, de falta de uniformidad de la radiofrecuencia y del campo magnético estático.

Existen ya algunos métodos de barrido rápido, y los adelantos en este campo han sido tan acelerados que es difícil hacer alguna afirmación definitiva sobre la resolución o precisión futuras de este procedimiento, pero sin duda los progresos se sucederán en breve plazo.

### Influencia en la medicina

La resonancia magnética nuclear puede revolucionar la medicina. Debe recordarse que es una técnica de formación de imágenes esencialmente química y fisiológica, y no estructural, como la radiografía, la tomografía computerizada o la sonografía (ecografía). Los cambios químicos y fisiológicos suelen preceder a los que ocurren en la arquitectura histológica y anatómica, y por ello, el enfoque básico en la medicina puede cambiar.

Es posible identificar varios otros núcleos con la técnica de resonancia magnética; uno de los más interesantes es el fósforo 31, que revela innumerables datos sobre el metabolismo y sus trastornos. Por ejemplo, por medio del fósforo en resonancia magnética pueden detectarse fácilmente la isquemia y el infarto miocárdico y cerebrovasculares. Otros candidatos posibles serían el flúor 19, sodio 23, carbono 13, nitrógeno 23 y potasio 39. También existe la posibilidad de introducir en goteo endovenoso agentes paramagnéticos<sup>6</sup>.

Cabe esperar avances en anatomía en el estudio de la corriente sanguínea, velocidades de difusión, estructuras de tejidos blandos e inclusive identificación de

genes con la técnica de resonancia magnética nuclear, con la cual es posible el análisis *in vivo* de diversas funciones corporales. Por ejemplo, el hueso no es opaco a tal procedimiento, y existe la posibilidad de ver la médula ósea y hacer estudios hematológicos.

Entre las posibilidades diagnósticas están aquellas enfermedades en las que cambia el contenido hídrico de los tejidos, el cáncer, e incluso problemas de desmielinización. En la resonancia magnética nuclear las lesiones de la esclerosis múltiple tienen un tono bastante blanco, quizá por su mayor contenido de agua. Sea como sea, por primera vez el médico puede evaluar la evolución de la esclerosis, independientemente de los síntomas.

Por último, la resonancia magnética ofrece también posibilidades terapéuticas, una de las cuales sería, por ejemplo, excitar células cancerosas hasta que se destruyan por sí mismas.

Si se considera que la resonancia magnética no entraña en esencia la penetración corporal y que, a diferencia de lo que ocurre en el caso de la tomografía computerizada, los límites de la tolerancia humana no restringen directamente su empleo más amplio y frecuente, todas las posibilidades comentadas y otras más están dentro de las expectativas válidas<sup>7</sup>.

### Problemas

El principal problema de la resonancia magnética nuclear está en los imanes, que son muy costosos y de difícil mantenimiento. En este sentido se han hecho varios progresos; baste decir que son problemas superables la uniformidad del campo magnético, la eliminación de perturbaciones externas y los límites de tolerancia del cuerpo humano<sup>6,8</sup>.

Los artefactos también constituyen un problema. A veces se advierten pequeños artefactos centrales. Sin embargo, por lo común no aparecen grandes artefactos lineales, excepto en las superficies cutáneas.

Existe el problema matemático de que las técnicas de inversión-recuperación, saturación-recuperación y spin-eco no representan realmente las variables respectivas de densidad de núcleos,  $T_1$  y  $T_2$ , sino mezclas de cada una de ellas. Sin embargo, la combinación de imágenes permite aislar cada una de las variables para formar imágenes a base de densidad nuclear pura,  $T_1$  y  $T_2$ ; estas combinaciones generan más ruido, pero pueden hacerse cuando se necesitan.

Entre los problemas médicos de la resonancia están el movimiento del individuo y la elección de una solución intermedia entre los tiempos de resolución y los de captación de la señal. Se trabaja en tales problemas para superarlos, y no transcurrirá mucho tiempo antes de que se sucedan progresos en este campo.

#### 41.2.4 Comparación entre la tomografía computerizada y la formación de imágenes por resonancia magnética nuclear

La tomografía computerizada mide una variable importante, que es la densidad, y otra menor, el número atómico (medido por el efecto fotoeléctrico; p. ej., se discrimina el yodo restando dos imágenes de tomogra-

fía tomadas con diferentes niveles radiográficos). La resonancia magnética nuclear mide tres variables: densidad de protones, tiempo de relajación de la emisión spin-malla y tiempo de decremento spin-spin. De este modo, conviene aceptarlas como técnicas complementarias entre sí, y cada una puede generar mediciones distintas. La tomografía mide la forma, y la resonancia mide la composición química.

En la actualidad, la tomografía computerizada ofrece una mayor resolución de imagen y tiempo de barrido menor que la resonancia magnética, consideraciones médicas que son de gran importancia.

Sin embargo, la resonancia magnética nuclear es una técnica extracorporal, y mide con enorme claridad las sustancias gris y blanca y la sangre en movimiento. También tiene la notable ventaja de permitir la visualización a través del hueso.

Así, en un futuro cercano es posible que los dos sistemas puedan ser complementarios. A pesar de ello, es razonable esperar que la resonancia acabe por sustituir a la tomografía computerizada en muchas aplicaciones.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. G. N. Hounsfield, "Computed Medical Imaging", *Science* **210**:22-28.
2. P. Gunby, "At Mayo Clinic, The Latest Word in Computed Tomographic Systems", *JAMA* **244**: 2393-2395.
3. D. Halliday y R. Resnick, *Physics*, Wiley, Nueva York.
4. I. L. Pykett, J. H. Newhouse, F. S. Buonanno y colaboradores, "Principles of Nuclear Magnetic Resonance Imaging", *Radiology* **143**:157-168.
5. I. R. Young, M. Burl, G. J. Clarke y colaboradores, "Imaging the Posterior Fossa", *Am. J. Roentgenology* **137**:895-901.
6. A. E. James Jr., C. L. Partain, G. N. Holland y colaboradores, "Nuclear Magnetic Resonance Imaging: The Current State", *Am. J. Roentgenology* **138**:201-210.
7. W. H. Oldendorf, "NMR Imaging: Its Potential Clinical Impact", *Hospital Practice* **17**(9):114-128.
8. A. E. James Jr., C. L. Partain, F. D. Rollo y colaboradores, "Nuclear Magnetic Resonance (NMR) Imaging: The Potentials and the Technic", *S. Med. J.* **74**(12):1514-1519.

### 41.3 MEDICIONES CARDIOPULMONARES

Josefa Cubina

#### 41.3.1 Introducción

El cuerpo humano es una máquina delicadísima, integrada por diversos órganos dispuestos en formas distintas. Cada sistema u órgano ejecuta una función específica esencial para la supervivencia, y la suma total de las funciones representa la fisiología corporal. Quizá una de las más grandes maravillas de la vida sea la

integración tan íntima que presentan las innumerables partes del cuerpo humano.

Como en el caso de todo sistema en nuestro planeta, el funcionamiento corporal representa trabajo, el cual a su vez se traduce en gasto de energía. Cada célula corporal es un dispositivo generador de energía, y la suministrada en alimentos está contenida en forma de enlaces químicos. Cada célula tiene la capacidad de desdoblar dichos enlaces, proceso facilitado por diversas enzimas intracelulares. Estos catalizadores biológicos se caracterizan por su especificidad extraordinaria, de tal forma que las reacciones químicas dentro de la célula ocurren no sólo con gran velocidad, sino además con enorme eficiencia. La energía producida da impulso a diversas funciones de la célula, que integran la fisiología total del organismo.

En todos los procesos de conversión de energía se pierde una parte de ella. Las células no son la excepción, pero incluso esta pérdida inevitable es aprovechada por cada célula. La última forma de energía, y la menos útil, es el calor, y el producido en el metabolismo se utiliza para conservar la temperatura central óptima para la acción enzimática.

Todos los sistemas de conversión energética necesitan una fuente primaria para iniciar su funcionamiento y conservarlo, y en las células este "combustible" es el oxígeno. En nuestro planeta, dicho gas es producido por las plantas verdes, por lo cual abunda en la atmósfera, pero es importante que penetre en el interior del cuerpo hasta las células.

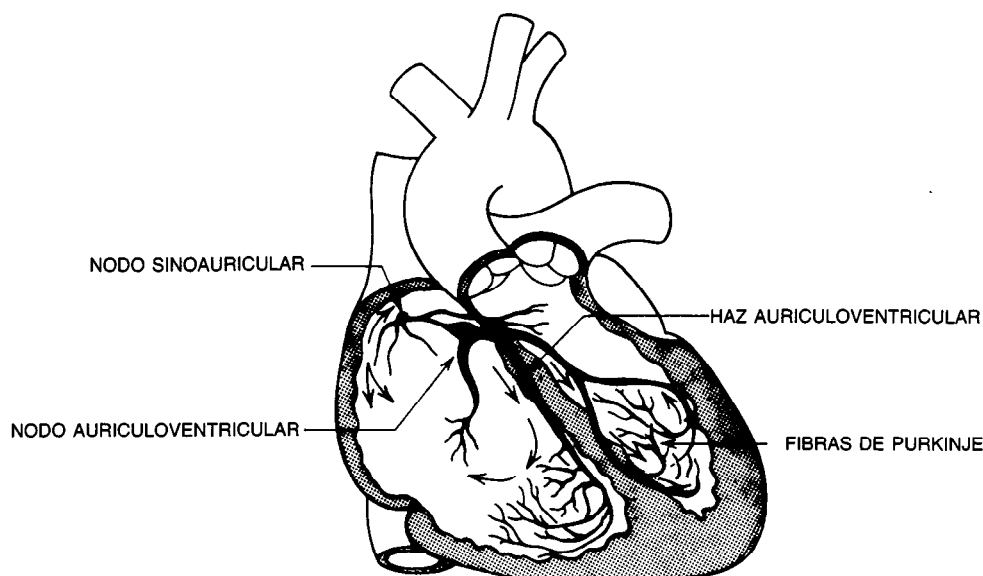
El conjunto de órganos que lleva el oxígeno al interior del organismo compone el aparato respiratorio. La distribución del oxígeno a todos los sitios del cuerpo se logra por medio del sistema cardiovascular, con el auxilio del líquido más importante del organismo, la sangre.

#### 41.3.2 Sistema cardiovascular

El sistema cardiovascular está integrado por el corazón, que es la bomba, y los vasos sanguíneos, sistema de conductos elásticos de diverso calibre y longitud, distribuidos profusamente por todo el organismo, de tal forma que aseguran que cualquier zona corporal reciba sangre. La densidad de vascularización en cualquier punto es directamente proporcional a su actividad metabólica.

El principio de la corriente (circulación) sanguínea se basa en la capacidad del corazón de generar suficiente energía para impulsar la sangre por medio de su velocidad de expulsión, además de hacerlo miles de veces al día a un ritmo constante.

Existen dos condiciones básicas que debe cumplir el sistema cardiovascular: conservar constante el flujo de sangre y ajustar su magnitud a las necesidades corporales. El corazón es de máxima importancia en este sentido, y por ello la naturaleza le ha dotado del mecanismo necesario para cumplir con aquellas condiciones. Dicho órgano es una masa de músculo especializado (miocardio), estriado e involuntario, y a semejanza de todos los músculos, contráctil. El corazón es una estructura hueca llena de sangre. Al contraerse la ma-



**Fig. 41-1.** Despolarización. La onda de despolarización que se inicia en el nodo sinauricular es transmitida en forma concéntrica en toda la masa de la aurícula. Al alcanzar el nodo auriculoventricular en el área anatómica entre aurículas y ventrículos, se continúa en ellos por vía fija, que es el haz auriculoventricular o de His y el sistema de Purkinje.

yor parte del tiempo, el miocardio ejerce presión sobre el líquido vital de su interior. Cuando dicha presión alcanza un límite preciso, la sangre se desplaza.

Todas las funciones celulares, entre ellas la contracción, representan una reacción de la célula a algún tipo de estímulo. Este último suele asumir la forma de una perturbación eléctrica externa, que sería el impulso nervioso. El corazón es un órgano singular que no necesita de un estímulo eléctrico externo al órgano para desencadenar sus impulsos. Ciertas áreas especializadas dentro de él contienen células miocárdicas de extraordinaria sensibilidad, capaces de autoexcitarse; este fenómeno hace que cambie la polaridad de la membrana celular, la llamada despolarización (fig. 41-1). El término anterior sugiere una pérdida de polaridad de la membrana, pero en realidad no ocurre, porque la polaridad solamente cambia de un valor en el nivel de reposo a otro correspondiente al estado de excitación.

Aquí no se comentará en detalle la polaridad de la membrana celular; sin embargo, el conocimiento amplio de este tema es de enorme importancia para entender el funcionamiento celular.

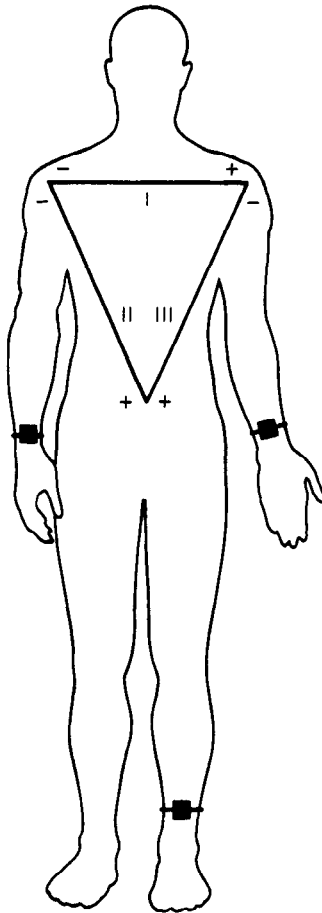
Las áreas intracardiacas en que nace el impulso eléctrico guardan cierta distancia entre sí, separadas por células que, si bien no intervienen normalmente en la autodespolarización, son capaces de transmitir la onda de despolarización.

En el estado de reposo, cabe considerar que las células del miocardio tienen carga negativa en relación con su medio inmediato, debido a su composición iónica. Al ocurrir la despolarización, una penetración repentina de iones positivos hace que la célula adquiera

positividad en relación con el medio; dicho estado no puede persistir mucho tiempo, y una vez que cesa el estímulo, la célula vuelve a su estado de reposo; es decir, tiene carga negativa en relación con su entorno. Este fenómeno se llama repolarización. Dicha actividad eléctrica puede registrarse como desviaciones respecto a un valor de referencia con un aparato registrador que se conoce tradicionalmente como electrocardiógrafo; su trazo se denomina electrocardiograma. Puede medirse directamente aplicando electrodos en el corazón, pero este método rara vez se utiliza, por razones obvias. El electrocardiograma se hace de manera indirecta colocando los electrodos en zonas adecuadas de la superficie del cuerpo. Todos los tejidos y líquidos representan sistemas de conducción eléctrica, por lo cual cualquier perturbación de este tipo se transmitirá por todo el organismo en forma de ondas concéntricas que pueden ser captadas por sensores externos colocados en la piel y registradas por el equipo de control adecuado.

Por tanto, el conocimiento de la electrocardiografía entraña entender la distribución de corrientes eléctricas por un conductor tridimensional representado por los distintos tejidos situados entre la fuente del potencial, en este caso el corazón, y el punto de medición, la piel.

El paso de la corriente eléctrica desde el corazón hasta la piel es un fenómeno complejo, resultado de la adición vectorial de un número casi infinito de dipolos con intensidad y orientación distintos. Es lógico que se necesite medir tales vectores en diferentes ángulos, lo cual se traduce en diversas posiciones de los electrodos en la piel.



**Fig. 41-2.** Colocación de los electrodos de prueba según el triángulo de Einthoven.

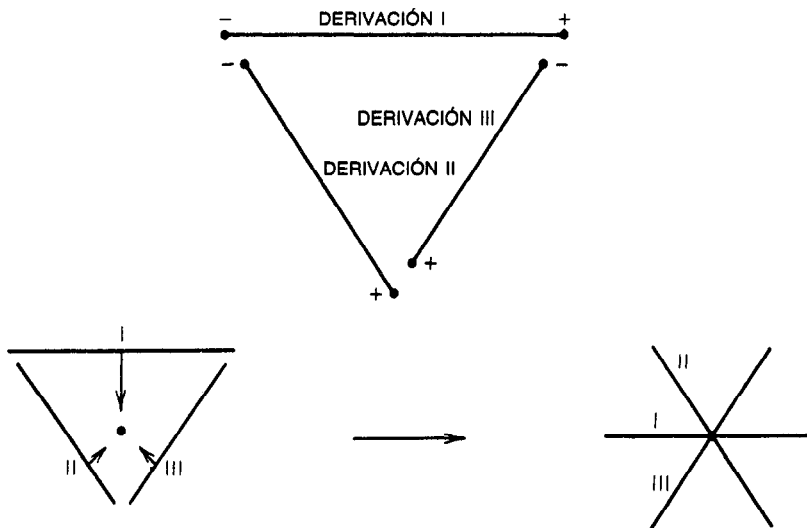
Por costumbre, la colocación de los electrodos sigue el triángulo de Einthoven (fig. 41-2). En dicho sistema, la suma vectorial de toda la actividad eléctrica del corazón en un momento dado se supone que se encuentra en el centro de un triángulo equilátero que rodea la víscera cardíaca y está formado por los hombros derecho e izquierdo y la región del pubis.

La ley de Einthoven (fig. 41-3) establece que si se conoce el potencial eléctrico de dos de tres derivaciones, el de la tercera puede calcularse sumando simplemente las dos primeras. Por comodidad, los electrodos se colocan en los brazos derecho e izquierdo y en la pierna izquierda, considerando estas zonas prolongaciones del triángulo basal. Pueden obtenerse líneas de intersección extras colocando otros electrodos (fig. 41-4).

El electrocardiograma normal obtenido de esta forma se presenta en la figura 41-5. Al desplazarse la onda positiva de despolarización hacia el electrodo positivo cutáneo, se registra una deflexión positiva; la onda P representa la despolarización auricular, el complejo QRS, la despolarización ventricular, y la onda T, la repolarización ventricular. No se detecta la repolarización auricular porque queda debajo del QRS, y está enmascarada (cubierta) por tal complejo. Es importante señalar que todas las deflexiones son positivas en circunstancias normales, porque la vía de transmisión intracardiaca para la despolarización es diferente de la que sigue la repolarización.

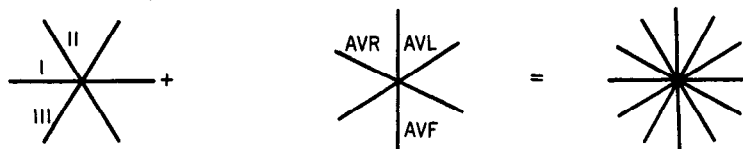
#### Volumen sistólico

Como ya se dijo, el corazón se contrae como resultado de la despolarización, y la contracción impulsa la sangre desde las cámaras cardíacas hasta los vasos sanguíneos eferentes, llamados arterias. Se llama volumen sistólico a la cantidad de sangre que expulsa (bombea) el corazón con cada contracción, y depende de diversos factores, entre otros, la potencia de la contracción y la presión dentro de la aorta y arteria pulmonar.



**Fig. 41-3.** Ley de Einthoven.





**Fig. 41-4.** Intersecciones extra del triángulo de Einthoven y generación de las seis derivaciones de los miembros. AVR = *augmented voltage right* (voltaje aumentado del brazo derecho). AVL = *augmented voltage left* (voltaje aumentado del brazo izquierdo). AVF = *augmented voltage foot* (voltaje aumentado correspondiente al pie).

**Potencia de la contracción cardíaca.** La energía generada por las fibras individuales de músculo es transformada en trabajo y utilizada con dos fines. El primero es incrementar la presión arterial del nivel bajo en las venas, hasta el nivel alto en las arterias; es la llamada energía potencial, y se calcula del siguiente modo:

$$\text{volumen de salida (bombeo) sistólico} \times (\text{presión media de expulsión del ventrículo izquierdo} - \text{presión auricular izquierda})$$

El trabajo de salida del ventrículo derecho se calcula de la misma forma. Cuando la presión se expresa en dinas por centímetro cuadrado y el volumen de salida en mililitros, las unidades del trabajo de salida son ergios.

El resto de la energía generada por las fibras del miocardio se utiliza para acelerar la sangre. El trabajo de salida de cada ventrículo es proporcional a la masa de sangre por el cuadrado de su velocidad, y representa la energía cinética:

$$\text{energía cinética} = \frac{mv^2}{2}$$

Cuando la masa de la sangre se expresa en gramos y la velocidad en centímetros por segundo, el trabajo de salida se expresa en ergios.

**Presión de la aorta y arteria pulmonar.** Por el ritmo de contracción del corazón, la sangre penetra en las arterias con mayor rapidez que aquella con la que las abandona y, como resultado, los dos vasos principales, la aorta y la arteria pulmonar, siempre tienen sangre en su interior, y la presión intraarterial, aunque fluctuante, es, por lo común, bastante elevada. La presión

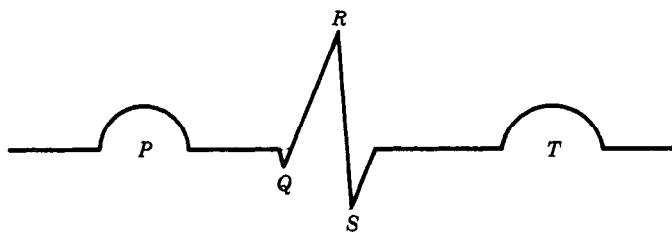
mínima normal de la aorta durante la diástole es de 80 torr (o mm Hg), a diferencia de la presión intracardíaca, que puede llegar a 0 torr.

La aorta y la arteria pulmonar están separadas del ventrículo izquierdo y del derecho, respectivamente, por las válvulas semilunares, que se abren en dirección de las arterias bajo el estímulo del flujo de la sangre. El peso de la presión de la sangre dentro de la arteria comprime la válvula al disminuir la presión en el ventrículo e intentar retroceder y la conserva cerrada, y sólo después de que la presión intraventricular crece de nuevo y excede el nivel de presión que resta dentro de la arteria y se ha reducido a medida que la sangre se ha repartido por el cuerpo, la válvula se abre y la sangre fluye en dirección del punto de menor presión; es decir, del ventrículo a la arteria.

El incremento de la presión ventricular es función del volumen de sangre dentro del ventrículo y de la presión que ejerce la contracción de este músculo en esta sangre estacionaria. El punto en que se abre la válvula es función de la magnitud de la presión en la aorta y la capacidad del ventrículo de contraerse contra dicha presión. Al aumentar ésta, como en el caso de la hipertensión no tratada, el ventrículo se enfrenta a una dificultad cada vez mayor para generar suficiente energía y abrir la válvula, y así disminuye el volumen sistólico. Si persiste el incremento de la presión, el ventrículo llega a un punto en el que ya no puede conservar el volumen sistólico adecuado, y surge lo que se conoce como colapso cardíaco.

#### Presión intracardíaca: cateterismo y angiocardigrafía

Es relativamente fácil conceptuar como una función de la contractilidad miocárdica la existencia de presión dentro de las cámaras cardíacas y su fluctuación, pero en la realidad es difícil medir tales parámetros. Se



**Fig. 41-5.** Electrocardiograma normal (ECG).

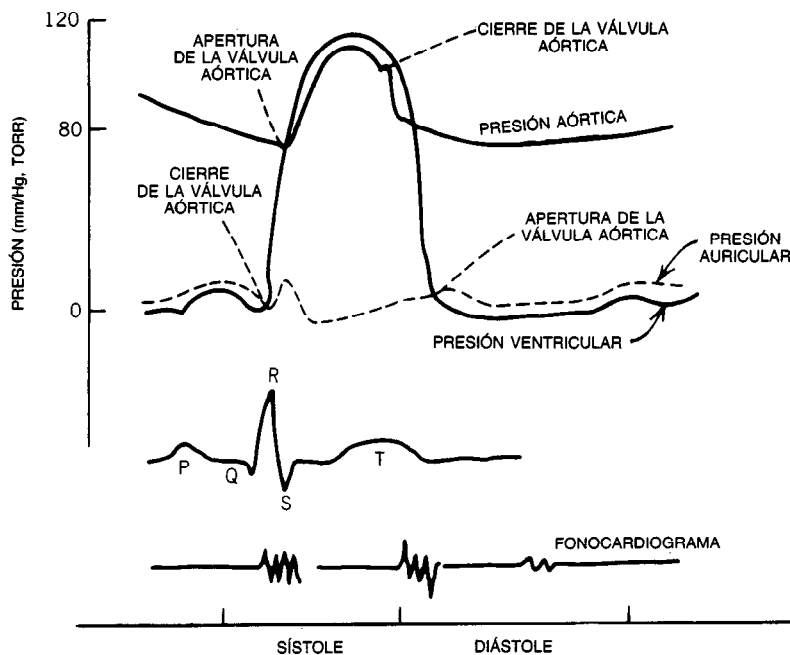


Fig. 41-6. Trazos de presión de aorta y ventrículo y aurícula izquierdos.

cuenta con dos técnicas básicas para la cuantificación, que podrían clasificarse en invasoras y no invasoras; es decir, intracorporales y extracorporales.

Las técnicas intracorporales entrañan la penetración en el área cardíaca por estudiar, por medio de un catéter, y la conexión de tal dispositivo a un transductor de presión o piezométrico que registra los cambios de tal parámetro. Las técnicas extracorporales entrañan la detección de sonidos dentro del corazón y vasos (sonocardiografía) o la medición de ondas reflejadas por tejidos que se han expuesto a ultrasonidos (diagnóstico por ultrasonidos). El cateterismo cardíaco, a pesar de entrañar notable riesgo, sigue siendo el método más preciso para diagnosticar trastornos cardíacos, y se utiliza antes de cualquier operación en el corazón.

El sistema cardiovascular es básicamente cerrado y, por ello, en teoría es posible penetrar en él en cualquier punto y remontar su curso por completo. Es imposible elaborar un catéter lo suficientemente fino para llegar a todas las divisiones del sistema cardiovascular, pues el diámetro de algunos capilares llega a ser de apenas 3 a 5  $\mu\text{m}$ , pero es relativamente fácil penetrar en un vaso de gran calibre y seguir su trayecto hasta el corazón. Si se penetra en una vena, el destino final será el lado derecho del corazón, y en una arteria, lo será el lado izquierdo. El avance del catéter se corrobora por medio de fluoroscopia. El médico diestro no tiene problema en colocar en su posición idónea la punta del catéter, que está abierto hacia la sangre en el área deseada. Si el otro extremo se conecta por medio de un transductor piezométrico a un osciloscopio o a cualquier otro aparato registrador de presión, pueden medirse las fluctuaciones tensionales.

En la figura 41-6 se presenta la relación entre los trazos de presión obtenidos de la aorta y del ventrículo y la aurícula izquierdos. También puede advertirse su relación con el electrocardiograma. Obsérvese que el comienzo del incremento de la presión ventricular izquierda coincide con el segmento R del electrocardiograma, y también representa el punto del volumen máximo de sangre en el ventrículo. Nótese asimismo que la presión ventricular alcanza su máximo después del segmento S y comienza a disminuir durante la repolarización ventricular (segmento T).

Si en el momento en que el catéter se coloca en la posición idónea en el área por estudiar se inyecta un medio colorante radiopaco, será posible seguir el flujo del colorante y observar el contorno del vaso con ayuda del fluoroscopio. Este método, conocido como angiocardiografía, se utiliza en el estudio de cualquier vaso.

#### Presión intracardiaca: sonocardiografía y ecocardiografía

Se conocen como ciclo cardíaco los fenómenos que preceden y siguen a la contracción del corazón. El ciclo abarca desde el final de una contracción hasta el final de la siguiente. En este lapso de tiempo, las válvulas cardíacas se abren y cierran según los cambios de presión, y de esa manera regulan el flujo de la sangre. Esta actividad valvular produce vibraciones en la gama audible, que se detectan por medio de un estetoscopio (fonendoscopio) y se registran con el empleo de amplificación electrónica en forma de un fonocardiograma. En la figura 41-7 se comparan los trazos del electrocardiograma y del fonocardiograma.

En años recientes ha tenido gran aceptación el ultrasonido como método de diagnóstico. Además de no entrañar penetración corporal y ser por ello un método bastante inocuo, aporta información muchísimo mayor que la lograda con otros métodos corrientes.

Las ondas ultrasonoras se producen dentro de cualquier material colocando muy cerca de la superficie de éste un elemento piezoeléctrico y haciendo pulsar el elemento con voltaje apropiado. El elemento piezoeléctrico transforma la energía eléctrica en mecánica. Un material acoplante entre el elemento piezoeléctrico y el material por estudiar permite la propagación de las ondas ultrasonoras dentro del material en cuestión. La energía ultrasonora necesita un periodo de tiempo dado para propagarse de un punto a otro dentro del material en estudio, y tal lapso de tiempo es función de la naturaleza del material y de la distancia cubierta. Si se conoce la velocidad de las ondas en un material dado, puede utilizarse el tiempo de llegada del ultrasonido para medir la distancia entre dos puntos.

El equipo por usar dependerá de las necesidades del operador. Se cuenta con aparatos de todos los grados de complejidad. Las partes básicas de cualquier aparato de ultrasonido son: un transductor, una etapa intermedia de procesamiento de señales y un dispositivo de visualización. La señal amplitud-tiempo se visualiza por medio de un tubo de rayos catódicos, que constituye el componente principal. El osciloscopio básico se describe en muchos textos sobre la materia.

#### Medición de la presión de la sangre

El flujo de la sangre por un vaso depende de dos factores interrelacionados:

1. El gradiente de presión entre los dos extremos del vaso.
2. La resistencia, o impedimento, ofrecida al flujo por el vaso.

Matemáticamente, puede expresarse como:

$$Q = \frac{\Delta P}{R}$$

La presión arterial es la fuerza que ejerce la sangre contra las paredes del vaso, y se mide directamente introduciendo en él una cánula o catéter; la presión ejercida desde el vaso es transmitida a un manómetro de mercurio en el que se mide el desplazamiento de la columna. Por desgracia, la gran inercia del mercurio le impide subir y bajar rápidamente, de modo que no se pueden medir de manera precisa los cambios de presión. Cuando es necesario medir cambios rápidos de presión, conviene utilizar un transductor, que transforma dichos cambios en señales eléctricas, las cuales quedan registradas sobre un dispositivo de alta velocidad.

En el comercio es posible hallar diversos transductores de presión, pero en todos el elemento fundamental es una membrana metálica finísima, muy tensa, que forma la pared de una cámara de líquido conectada a un catéter insertado en el vaso. Los cambios de presión dentro del vaso se transmiten al líquido de la cámara y, por consiguiente, a la membrana metálica, de donde pasan a ser medidos con un equipo electrónico idóneo.

Los transductores de presión permiten la medición directa de este parámetro en áreas específicas del sistema cardiovascular, lo que los hace útiles y hasta indispensables en estudios de diagnósticos. Pero esta medición, aunque muy exacta, conlleva el peligro de todas las técnicas intracorporales y no debe utilizarse salvo en la necesidad de una exactitud que compense los riesgos.

Con estas mediciones pueden hacerse gráficas de los cambios de presión en función del tiempo, como las que se muestran en la figura 41-8, para cualquier zona del sistema cardiovascular.

Uno de los gráficos de mayor utilidad es la curva de presión aórtica (fig. 41-9). Es importante recordar que la aorta, por estar unida directamente al ventrículo izquierdo, recibe todo el impacto del volumen sistólico en cada ciclo cardíaco y es muy grande la presión que debe soportar. También desempeña un importante cometido en la conservación del flujo de sangre.

Situada entre el corazón y vasos de menor calibre, la aorta actúa como un filtro hidráulico, y de este modo mantiene el flujo de sangre en la periferia durante la

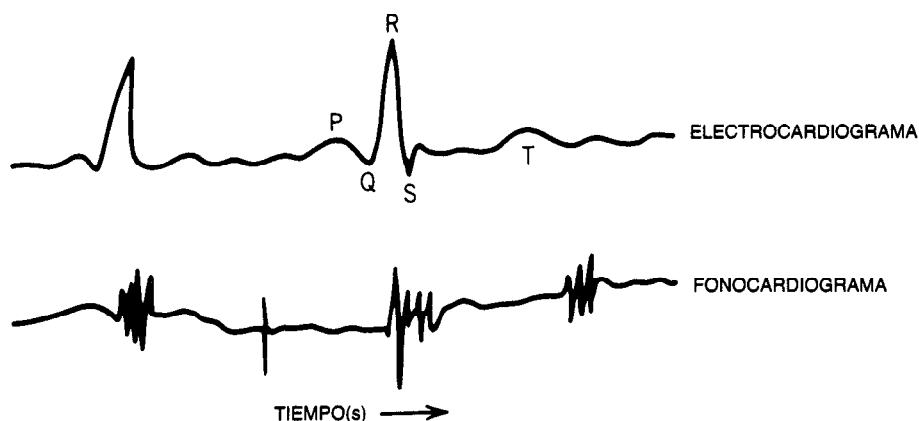


Fig. 41-7. Comparación de trazos electrocardiográficos y fonocardiográficos.

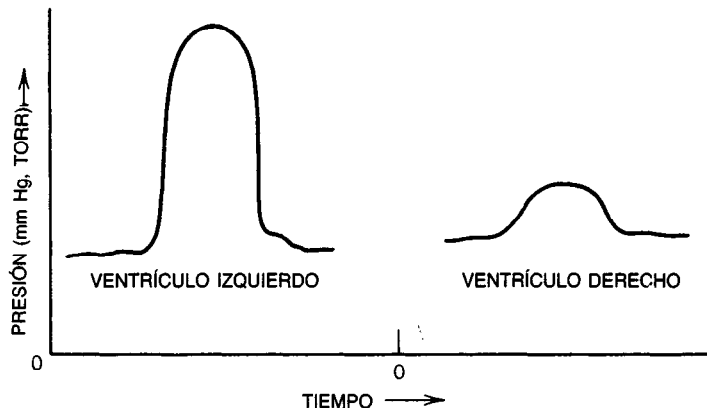


Fig. 41-8. Cambios de presión en función del tiempo de dos áreas del corazón. La magnitud del cambio de presión varía en cada zona del corazón, y depende de la potencia del miocardio en ella. Sin embargo, la velocidad del cambio es la misma en toda la viscera, y depende de la velocidad de despolarización.

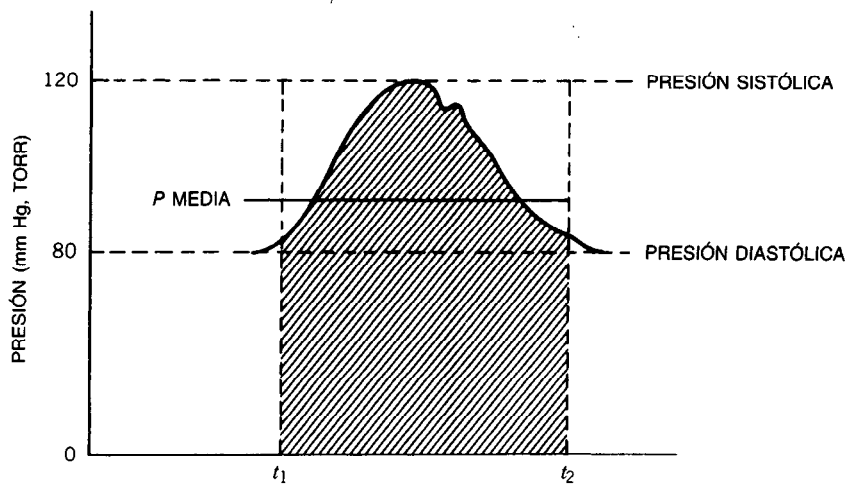


Fig. 41-9. Curva de presión aórtica.  $P_a = \frac{(\int_{t_1}^{t_2} P_a dt)}{(t_2 - t_1)}$ .

diástole y reduce al mínimo la carga de trabajo del corazón. En la aorta se genera la presión arterial máxima; es decir, el resultado directo de la contracción del ventrículo izquierdo es la fuerza de impulsión del flujo sanguíneo a nivel sistémico. Es difícil medir la presión en cualquier parte de la aorta en un momento particular, pero ello no tiene gran importancia, porque el parámetro que sí la tiene fisiológicamente es la presión arterial media, que se define como el promedio de la presión en la aorta y en todas sus ramas. Por medio de los trazos y de la presión aórtica, la cifra mencionada puede calcularse con bastante exactitud integrando el área bajo la curva (fig. 41-9).

En casi todas las circunstancias, la presión arterial se mide de manera indirecta por medio de un esfigmomanómetro, que consiste en un manguito inflable que contiene un baloncito. El manguito se coloca alrededor de una extremidad directamente sobre la arteria por

comprimir; al inflarlo a una presión mayor que la sistólica, ocluye el flujo arterial. En ese punto no se percibe pulso por palpación o auscultación, y entonces, poco a poco, el operador afloja la presión en el manguito. Al llegar ésta al nivel sistólico, comienza a fluir sangre por la arteria y se palpa un ligero pulso. Conforme sigue descendiendo la presión en el manguito, el pulso se escucha con mayor intensidad, sonido conocido como de Korotkoff y que representa las vibraciones que genera la sangre en la arteria ocluida al "golpear" con la columna estática del mismo fluido, inmediatamente por debajo. Cuando la presión del manguito iguala a la diastólica cesan los sonidos, porque en este punto el flujo es continuo.

La presión arterial media se calcula de manera aproximada con la fórmula:

$$\bar{P}_a = P_d + \frac{1}{3}(P_s - P_d)$$

**Flujo sanguíneo**

El flujo sanguíneo es la cantidad de sangre que pasa por un punto del sistema circulatorio en cualquier lapso de tiempo medido. Se expresa en cualquier unidad de volumen sobre tiempo. La cifra normal en un adulto en reposo es de unos 5 l/min, parámetro que se conoce como gasto cardiaco.

Para medir el flujo sanguíneo se utilizan innumerables dispositivos mecánicos o electromecánicos. En algunos casos están conectados en serie a un vaso, o se aplican a su exterior; todos estos dispositivos reciben el nombre de flujómetros.

**Flujómetro electromagnético.** Un método bastante común para medir el flujo sin abrir los vasos es utilizar el flujómetro electromagnético, que actúa por un principio semejante al de la producción de electricidad por un generador eléctrico (fig. 41-10). Se coloca el vaso entre los polos de un imán potente y se aplican electrodos a sus paredes, en sentido perpendicular a las líneas magnéticas de fuerza. Al fluir la sangre por el vaso se genera entre los electrodos un voltaje proporcional al flujo, que se mide fácilmente.

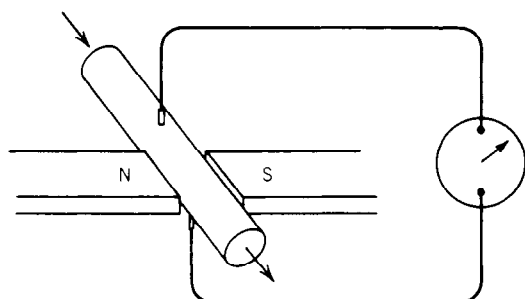


Fig. 41-10. Flujómetro electromagnético.

**Flujómetro ultrasonoro de Doppler.** En éste se emplea un minúsculo cristal piezoeléctrico, que al ser energizado transmite el sonido siguiendo la corriente de sangre. Las ondas sonoras son reflejadas por los eritrocitos con frecuencia más baja (efecto Doppler), y así es posible medirlas.

Los métodos descritos logran mediciones muy exactas, pero que por desgracia conllevan los peligros propios de todas las técnicas intracorporales, y rara vez se usan en seres humanos. En estos últimos, el flujo se mide de manera indirecta por el principio de Fick; se suelen utilizar dos modificaciones de tal principio, que son el método del oxígeno y el de dilución del indicador.

**Método del oxígeno** (fig. 41-11). La sangre que sale del ventrículo derecho posee poco oxígeno ( $O_2$ ), en tanto que la que llega a la aurícula izquierda tiene un contenido mucho mayor de ese gas, por haber sido expuesta a él en los pulmones.

Se necesitan tres mediciones muy exactas para calcular el gasto cardiaco por este método:

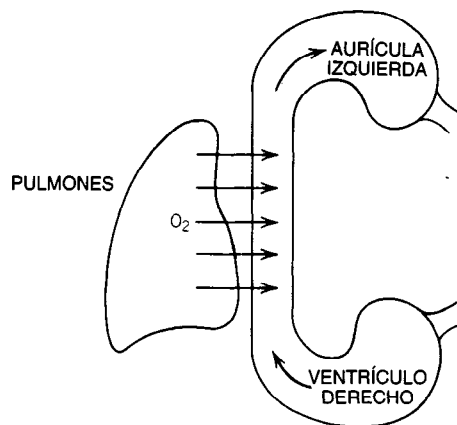


Fig. 41-11. Medición del flujo sanguíneo por el método del oxígeno. La velocidad de absorción de oxígeno por los pulmones depende de la ventilación alveolar. La cantidad de oxígeno que captará la sangre de los pulmones es un índice de la magnitud del flujo sanguíneo pulmonar y del contenido de hemoglobina de la sangre.

1. Velocidad de absorción de oxígeno por los pulmones, medida por un respirómetro.
2. Concentración de oxígeno en la sangre venosa, que se mide en el ventrículo derecho.
3. Saturación del oxígeno arterial, que puede medirse en cualquier gran arteria o en la aurícula izquierda.

$$\text{Gasto cardiaco (l/min)} = \frac{\text{Oxígeno absorbido por los pulmones (ml/min)}}{\text{Diferencia de oxígeno arteriovenoso (ml/l de sangre)}}$$

**Método de dilución del indicador** (fig. 41-12). Se inyecta en una gran vena una cantidad pequeña de indicador (colorante) y se miden en una arteria periférica su aparición y cambios de concentración. Se traza una curva en la que se comparan la concentración del indicador en la sangre arterial y el tiempo.

$$\text{Gasto cardiaco} = \frac{\text{Cantidad de colorante inyectado (mg)}}{\text{Concentración promedio del colorante en cada ml de sangre en el tiempo que dura la curva} \times \text{Duración de la curva}}$$

### 41.3.3 Aparato respiratorio

En la sección anterior se mencionó la necesidad absoluta que tienen del oxígeno los tejidos, y la importancia del sistema circulatorio para que llegue dicho gas a todas las células del cuerpo. El oxígeno, aunque abunda en la atmósfera, debe penetrar en el cuerpo y hacer contacto con la sangre en forma constante y en cantidades proporcionales a las necesidades del organismo.

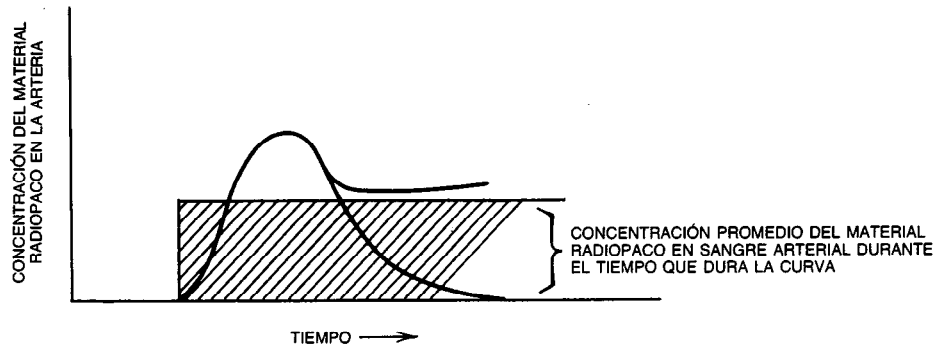


Fig. 41-12. Medición del flujo por el método de "dilución del indicador".

El árbol pulmonar es el encargado de llevar hasta la sangre el oxígeno atmosférico, y por su acción conjunta con la del sistema cardiovascular, los fisiólogos hablan de un sistema cardiopulmonar. El aparato respiratorio puede dividirse a grandes rasgos en dos porciones, que son las vías respiratorias y los pulmones o parénquima, a pesar de que estos últimos en sí están formados por millones de finísimos conductos o vías abundantemente recubiertos de capilares.

Las vías respiratorias se abren a la atmósfera en un extremo, por la boca y las vías nasales. Cuando se abre la boca, todo el árbol pulmonar está en equilibrio con la atmósfera y la presión interna es igual a la atmosférica. La arquitectura de las vías respiratorias es tal, que los conductos aumentan en número y disminuyen en diámetro al dirigirse hacia la parte periférica de los pulmones, de manera que el sistema comienza con un solo tubo de considerable diámetro (las vías nasales) y termina en cientos de miles de tubos finísimos, en los alvéolos.

**Ventilación.** Es el nombre que se ha dado al fenómeno cíclico en que el aire fresco del entorno penetra en el árbol traqueobronquial y de ahí pasa a los alvéolos (inspiración); después sale un volumen igual de aire de los alvéolos al medio (expiración). En este proceso cambia la composición del aire, pues el que sale de los pulmones posee una concentración mayor de dióxido de carbono y menor de oxígeno que el aire que entró. La mayor cantidad de  $\text{CO}_2$  es el resultado del metabolismo celular y la disminución del  $\text{O}_2$  es una medida de la absorción de dicho gas por la sangre de los pulmones.

**Inspiración.** Se inicia por el esfuerzo conjunto de los músculos inspiratorios. Su contracción hace que aumenten las tres dimensiones del tórax y haya un incremento proporcional en el volumen pulmonar. La inspiración es un fenómeno activo que requiere energía para vencer la resistencia de las estructuras de la caja torácica y los pulmones. Esta resistencia es muy real e incluye:

1. Resistencia elástica de la caja torácica y de los pulmones.

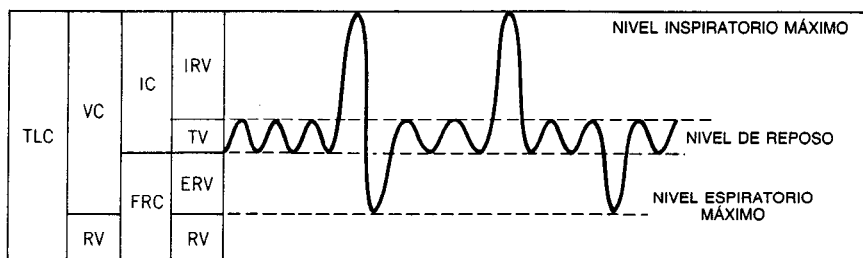
2. Resistencia friccional no elástica de los tejidos de los pulmones y tórax.
3. Resistencia friccional no elástica que oponen las células que revisten las vías respiratorias, y la humedad dentro de estas últimas.

Como ocurre con todas las estructuras elásticas, la energía utilizada para superar la resistencia elástica se almacena en estructuras de ese tipo, en forma de energía potencial; ésta se utiliza para el rebote elástico hasta llegar al nivel espiratorio basal. Salvo que algún cuadro patológico incremente anormalmente la resistencia no elástica, la espiración es un fenómeno pasivo.

En lo que concierne a su anatomía, los pulmones están íntimamente adosados en la caja torácica y ambas estructuras cuentan con tejidos elásticos. En circunstancias normales, la presión presente en una de las dos estructuras se refleja en la otra. Intervienen las dos fuerzas antagónicas; las fuerzas elásticas del tórax tienden a expandirlo, y las elásticas de los pulmones tienden a aplastarlos. Como resultado, en la interfase entre el tórax y los pulmones se produce una presión negativa. La interfase consta de la pleura, una de cuyas capas está en el lado de los pulmones (visceral) y la otra en el lado del tórax (parietal). El espacio entre las dos capas se llama intrapleurales, y posee en todo momento una presión negativa. Si se perfora la caja torácica, el aire penetra rápidamente en dicho espacio, produciendo el trastorno llamado neumotórax.

Como ya se dijo, al final de la espiración la presión intrapulmonar es igual a la atmosférica. La presión alveolar debe ser menor que la atmosférica durante la inspiración, porque los gases se desplazan de áreas de mayor presión a otras de menor presión. La contracción activa de los músculos inspiratorios agranda el tórax, lo que distiende la capa parietal de la pleura, al mismo tiempo que los pulmones ejercen presión en la capa visceral, y así disminuye la presión ya negativa en el espacio intrapleurales. El decremento de la presión intrapleurales agranda los alvéolos y el incremento en volumen hace que disminuya la presión total intraalveolar hasta un valor menor que el atmosférico y, en este punto, penetra aire en ellos.

El resultado inmediato de la ventilación es un cambio del volumen pulmonar. Existe una relación directa



**Fig. 41-13.** Típico registro espirométrico. TLC = capacidad pulmonar total; VC = capacidad vital; RV = volumen residual; IC = capacidad inspiratoria; FRC = capacidad residual funcional; IRV = volumen de reserva inspiratoria; TV = volumen ventilatorio; ERV = volumen de reserva espiratoria.

entre la actividad muscular y el grado de cambio del volumen. Cualquier trastorno patológico altera rápidamente la magnitud del cambio volumétrico, y por ello es lógico utilizar tal parámetro como criterio del funcionamiento pulmonar.

Por convenio, se utilizan cuatro volúmenes y cuatro capacidades. Los primeros son:

1. **Volumen ventilatorio (TV):** Volumen de gas inhalado o exhalado durante un ciclo respiratorio normal.
2. **Volumen de reserva inspiratoria (IRV):** Volumen máximo de gas que puede inspirarse desde la posición teleinspiratoria.
3. **Volumen de reserva espiratoria (ERV):** Volumen máximo de gas que puede espirarse desde la posición telespiratoria.
4. **Volumen residual (RV):** Volumen de aire que permanece en los pulmones después de una espiración forzada.

Las capacidades son:

1. **Capacidad pulmonar total (TLC):** Cantidad de gas que contienen los pulmones después de una inspiración máxima.
2. **Capacidad vital (VC):** Volumen máximo de gas que se expulsa de los pulmones por espiración forzada después de una inspiración máxima.
3. **Capacidad inspiratoria (IC):** Volumen máximo de gas que se inspira desde la posición telespiratoria.
4. **Capacidad residual funcional (FRC):** Volumen de gas que permanece en los pulmones desde el nivel de reposo (basal).

Algunos de estos volúmenes y capacidades se miden por medio de un registrador volumétrico de gases, llamado espirometro; muchos de los aparatos de este tipo tienen una plumilla que inscribe trazos en un tambor rotatorio. Al respirar el sujeto se mueve el tambor contra la plumilla y así se inscribe un trazo en el que se compara el volumen de gas con el tiempo. Los espirometros también miden la capacidad de los cambios dinámicos del volumen pulmonar (fig. 41-13). No se miden con el espirometro la capacidad residual fun-

cional, el volumen residual ni la capacidad total, porque tales volúmenes no se espiran. Para calcularlos se utilizan tres métodos indirectos.

1. **Método del circuito cerrado.** Este método implica la dilución de un gas inerte, raro, insoluble (por lo común helio, He) que se mezcla con el gas de los pulmones. El individuo respira en un espirometro sellado, de volumen conocido, que contiene una concentración precisa de helio. Al mezclarse el gas del espirometro con el de los pulmones disminuye la concentración del helio. Es posible calcular el volumen de gas contenido en los pulmones con la fórmula siguiente:

$$V_1 = \left( V_{\text{esp}} \times \frac{He_{\text{inicial}}}{He_{\text{final}}} \right) - V_{\text{esp}} + C$$

donde  $V_1$  = volumen pulmonar inicial

$V_{\text{esp}}$  = volumen del espirometro

$He_{\text{inicial}}$  = concentración inicial de helio en el espirometro

$He_{\text{final}}$  = concentración final de helio en el espirometro y pulmones

$C$  = factor de corrección que elimina los cambios volumétricos

Con este método, el volumen pulmonar inicial es la capacidad residual funcional:

$$FRC - ERV = RV$$

$$FRC + IC = TLC$$

2. **Método de circuito abierto y eliminación por lavado de nitrógeno.** Este método entraña la eliminación de nitrógeno pulmonar sustituyéndolo por oxígeno, y la medición de la cantidad de nitrógeno que estaba en el volumen pulmonar (capacidad residual funcional). El aire ambiente tiene un promedio del 80% de nitrógeno, por lo que si se mide la cantidad de dicho gas en los pulmones es posible calcular el volumen pulmonar total.
3. **Pletismografía corporal.** Este método se basa en la ley de Boyle,  $P_1V_1 = P_2V_2$  a temperatura constante. Se coloca al individuo dentro de una

cámara hermética a los gases y se permite que respire aire fresco por una boquilla. Una vez estabilizadas la humedad y temperatura dentro de la cámara, se obstruye el tubo de respiración por medio de un transductor piezoeléctrico, y el sujeto respira contra la fuerza aplicada. Los cambios volumétricos dentro de la cámara ocasionan cambios correspondientes en  $P$ , que se miden en un segundo transductor y se registran. La expansión del tórax al respirar el individuo contra la obstrucción comprime el aire a su alrededor e incrementa la presión pletismográfica.

Los cambios  $P'$  y  $V'$  medidos en los pulmones, junto con la presión ambiente inicial ya conocida, permiten calcular la capacidad residual funcional inicial, dado que esta cifra será igual o un poco mayor que la del volumen torácico ( $V$ ) medido por pletismografía corporal:

$$PV = P'V' = P'(V + \Delta V); \quad V = \frac{P'\Delta V}{P - P'}$$

### Ventilación alveolar

Aunque se llama ventilación a la respiración de aire nuevo y la expulsión del aire con  $\text{CO}_2$ , el término no es completamente exacto. Es importante recordar que la función real del proceso ventilatorio es llevar oxígeno a los alvéolos y ponerlo en contacto con la sangre pulmonar; este fenómeno ha dado origen al concepto de ventilación alveolar, llamado también ventilación efectiva, y se define como el volumen de aire nuevo que llega a las regiones de intercambio gaseoso de los pulmones por unidad de tiempo.

Las vías respiratorias están siempre llenas de gas, parte del cual ya ha intervenido en el intercambio con la sangre, y otra porción es aire nuevo. Esta última porción es la única que estará disponible para ventilar los alvéolos.

La cantidad de aire que llena las vías respiratorias se conoce como espacio muerto. Así:

$$V_a = (V_t - V_d)f \quad (41-1)$$

donde  $V_a$  = volumen de aire alveolar  
 $V_t$  = volumen ventilatorio  
 $V_d$  = volumen de espacio muerto  
 $f$  = frecuencia

La relación entre frecuencia y ventilación del espacio muerto es casi lineal, lo que garantiza un ajuste en la ventilación alveolar en reacción a cambios en el metabolismo, al aumentar sólo la frecuencia respiratoria y no el volumen ventilatorio.

Cuando se habla de la función del aparato respiratorio, por lo común se piensa en la captación de oxígeno, pero no hay que olvidar que igual de importante es la eliminación de  $\text{CO}_2$  producido por los tejidos, pues el nivel de dicho gas en la sangre constituye el estímulo principal para controlar la frecuencia de la ventilación. El mayor nivel de  $\text{CO}_2$  (hipercarbia) estimula el centro respiratorio del bulbo en el sistema nervioso central y ocasiona hiperventilación. Lo contrario ocurre al disminuir el nivel de  $\text{CO}_2$ .

En circunstancias normales, la velocidad de eliminación de  $\text{CO}_2$  se calcula por análisis del gas alveolar o del espirado:

$$V_{\text{CO}_2} = F_{\text{eCO}_2} \times V_e = F_{\text{aCO}_2} \times V_a \quad (41-2)$$

donde  $V_e$  = volumen de aire espirado

$V_a$  = volumen de aire alveolar

$V_d$  = volumen de espacio muerto

$F_{\text{aCO}_2}$  = fracción de  $\text{CO}_2$  en el aire alveolar

$F_{\text{eCO}_2}$  = fracción de  $\text{CO}_2$  en el aire espirado

Combinando las ecuaciones 41-1 y 41-2 es posible relacionar esta expresión con el volumen ventilatorio de la siguiente forma:

$$F_{\text{eCO}_2} \times V_t = F_{\text{aCO}_2}(V_t - V_d) \quad (41-3)$$

Después de rediseñar esta ecuación puede calcularse  $V_d$  si se conoce  $F_{\text{aCO}_2}$ :

$$V_d = \frac{V_t(F_{\text{eCO}_2} - F_{\text{aCO}_2})}{F_{\text{aCO}_2}} \quad (41-4)$$

o calcular  $F_{\text{aCO}_2}$  si se conoce  $V_d$ :

$$F_{\text{aCO}_2} = \frac{F_{\text{eCO}_2} \times V_t}{V_t - V_d} \quad (41-5)$$

La ecuación 41-5 fue postulada por Bohr para calcular la fracción de gas alveolar que es  $\text{CO}_2$ , con base en un valor supuesto para el espacio muerto. Haldane la modificó más tarde para calcular el espacio muerto con base en la medición del  $\text{CO}_2$  espirado.

Para transformar la fracción de gas alveolar en la presión parcial del mismo gas:

$$p_{\text{CO}_2} = F_{\text{aCO}_2}(P_B - 47)$$

$$p_{\text{O}_2} = F_{\text{aO}_2}(P_B - 47)$$

donde  $P_B$  es la presión atmosférica y 47 es la del vapor de agua en los pulmones.

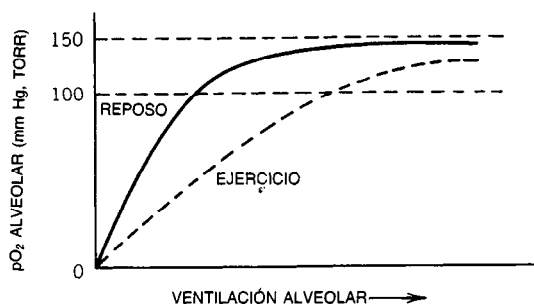
### Concentración de gases en los pulmones: analyzer de gases

En un día promedio al nivel del mar, la composición del aire atmosférico es la siguiente:

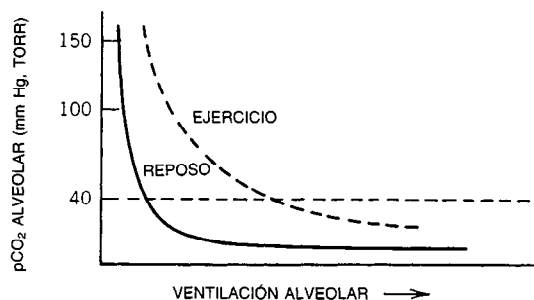
Componente	Presión parcial (torr)	Porcentaje en el aire
$\text{N}_2$	597.0	78.62
$\text{O}_2$	159.0	20.84
$\text{CO}_2$	0.3	0.04
$\text{H}_2\text{O}$	3.7	0.50

Ésta es la composición del aire que llega a las vías respiratorias; una vez ahí, es humectado por el agua de las secreciones de las células que revisten tales conductos. La presión total de todos los gases sumaría 760 torr (1 atm), y por ello su presión parcial disminuirá proporcionalmente para dar cabida al agua.





**Fig. 41-14.** Comparación del nivel  $pO_2$  en la sangre con la ventilación alveolar. La  $pO_2$  máxima que puede alcanzar la sangre es la del aire humectado (150 torr). La  $pO_2$  promedio medida es de 104 torr, y para conservar este nivel, es necesario que aumente la frecuencia ventilatoria tanto en los momentos de estrés, como en el ejercicio.



**Fig. 41-15.** Relación de la  $pCO_2$  alveolar con la ventilación en los alvéolos. Al aumentar el metabolismo, como ocurre en el ejercicio, es necesario que aumente la frecuencia ventilatoria para conservar la  $pCO_2$  alveolar normal de 40 torr; así aumentará el consumo de oxígeno mediante los músculos de la respiración, lo cual limita la capacidad de los mismos.

A su paso hacia los alvéolos, el aire nuevo se mezcla con el presente en el espacio muerto. Una vez en los alvéolos se difunde oxígeno, que cruza la membrana alveolar y de ahí pasa a la sangre; mientras, ocurre el movimiento contrario con el  $CO_2$ , que se difunde desde la sangre al aire alveolar y hace que aumente la  $pCO_2$  y disminuya la  $pO_2$ . No existe gradiente de concentración para el nitrógeno, y por ello su presión parcial cambia un poco; la  $pN_2$  no cambia.

Una vez terminado el intercambio gaseoso, el aire comienza a salir de los alvéolos y se mezcla otra vez con el que está en el espacio muerto y cambia de nuevo su composición: la  $pCO_2$  disminuye y la  $pO_2$  aumenta. He aquí una comparación de la composición del aire en los diversos compartimentos:

Componente	Aire humectado		Aire alveolar		Aire espirado	
$N_2$	563.4 torr	74.09 %	569.0 torr	74.9 %	566.0 torr	74.5 %
$O_2$	149.5 torr	19.67 %	104.0 torr	13.6 %	120.0 torr	15.7 %
$CO_2$	0.3 torr	0.04 %	40.0 torr	5.3 %	27.0 torr	3.6 %
$H_2O$	47.0 torr	6.20 %	47.0 torr	6.20 %	47.0 torr	6.2 %

El oxígeno presente en los alvéolos refleja un equilibrio entre su velocidad de absorción por la sangre y la ventilación alveolar (fig. 41-14). Al aumentar la absorción de oxígeno, debe hacerlo proporcionalmente el proceso ventilatorio, para que la  $pO_2$  alveolar no cambie.

La  $pCO_2$  en los alvéolos depende de la velocidad de difusión de dicho gas desde la sangre a ellos y la velocidad con que es eliminado el dióxido de carbono desde los alvéolos por el proceso ventilatorio (fig. 41-15). La composición del aire espirado está en un punto medio entre la de los alvéolos y la del aire atmosférico. El aire al comienzo de la espiración tiene una composición muy similar a la del aire humectado. Conforme sale más aire, su composición se asemeja cada vez más a la del aire alveolar.

Un método para analizar el aire alveolar es reunir la última porción del aire espirado y llevarla a un analizador de gases. Pueden analizarse el  $CO$  y  $CO_2$  por el espectro de absorción del infrarrojo,  $N_2$  por espectroscopia de emisión, y otros muchos gases por espectrometría de masas.

### Relación ventilación/riego

El intercambio gaseoso pulmonar depende de la interacción entre los gases en los alvéolos y la sangre que los riega. El riego es el volumen de sangre que fluye por el lecho capilar pulmonar por unidad de tiempo. En un apartado anterior se definió la ventilación. La relación entre ventilación y riego tiene enorme importancia fisiológica, y suele expresarse como  $\dot{V}_a/\dot{Q}_c$ .

El flujo sanguíneo en los capilares pulmonares está sujeto a las mismas leyes que lo rigen en las demás partes del cuerpo. Como ya se explicó, en la ventilación de los alvéolos influyen la naturaleza de los pulmones y el comportamiento general de los gases. En la mejor de las circunstancias, la distribución de aire por los pulmones es desigual, por la posición de dichos órganos en el cuerpo, y por la densidad de los gases. El grado de desigualdad varía en cada momento, conforme el individuo cambia de posición.

La naturaleza ha dado al ser humano un mecanismo que compensa estos cambios en la ventilación. Consiste en la capacidad de la corriente sanguínea de desplazarse rápidamente de zonas poco ventiladas a las mejor ventiladas. Se ignora cuál sea el elemento regulador de estos desplazamientos sanguíneos, pero intervienen en la conservación del cociente  $\dot{V}_a/\dot{Q}_c$  óptimo en todo momento.

El operador puede medir la magnitud del flujo para calcular la relación ventilación/riego, de la misma forma que se describió al hablar sobre la sistémica de la corriente circulatoria general. A menudo se utilizan el método directo de Fick y el método de dilución de indicador.

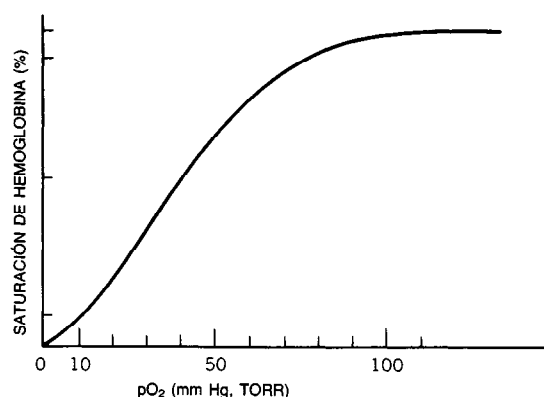


Fig. 41-16. Relación entre la saturación de oxígeno arterial y la  $pO_2$ .

### Gases en la sangre

Se denomina función respiratoria de la sangre a la capacidad de ésta para transportar gases.

**Transporte de oxígeno.** El oxígeno se transporta de dos maneras:

1. Disuelto en el plasma. Alrededor del 1% del total del oxígeno es transportado de este modo.
2. Combinado con la hemoglobina en la forma de oxihemoglobina. De esta manera se transporta la mayor parte de dicho gas.

La hemoglobina es el componente principal de los eritrocitos, y cada molécula contiene cuatro puntos de unión para el oxígeno molecular. Por tal motivo, cada gramo de hemoglobina se combina químicamente con un máximo de 1.36 ml (a temperatura y presión estándar en seco, STPD) de  $O_2$ . Cien mililitros de sangre contienen 15 g de hemoglobina, que se combinan con  $15 \times 1.36 = 20.4$  ml de  $O_2$  (STPD).

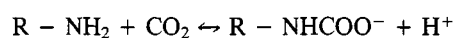
La cantidad de oxígeno que se combina con la hemoglobina no guarda relación lineal con la presión parcial de dicho gas, sino que se expresa por una curva sigmoide o en forma de S (fig. 41-16). La gráfica muestra una relación no lineal entre la saturación de oxígeno arterial y la  $pO_2$ . Como puede observarse, la hemoglobina se unirá más ávidamente al oxígeno en ambos extremos de la curva. En circunstancias normales las condiciones que prevalecen son las de la porción media de la curva. De este modo, la disociación de la oxihemoglobina es regulada por los valores fluctuantes de  $pCO_2$  y pH de la sangre.

La cantidad de gas en forma de  $O_2$  o  $CO_2$  que está presente en una muestra de sangre se mide de diversas formas; el método manométrico de Van Slyke y Neil permite obtener resultados precisos, aunque es un poco lento. Para la medición rápida, tal como sería durante un cateterismo cardíaco, se usan a menudo los oxímetros, instrumentos que miden la presión parcial de oxígeno con técnicas espectrofotométricas y de reflectancia, aunque no ofrecen resultados tan exactos como la manometría. Sea como sea, se requiere un

enorme cuidado para conservar las muestras en un medio estrictamente anaerobio. El método de Lukas, que combina la técnica de extracción de gases de Van Slyke con la cromatografía de gases, permite la medición rápida y muy precisa de los gases en la sangre. La selección cuidadosa de la columna de adsorción cromatográfica permite el análisis simultáneo de varios gases en una sola muestra. También puede medirse directamente la  $pO_2$  con el auxilio del electrodo de oxígeno. En este caso, el oxígeno disuelto se podrá calcular para cada paciente.

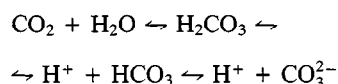
**Transporte de  $CO_2$ .** El dióxido de carbono es transportado en la sangre de tres maneras distintas:

1. Disuelto en el plasma. Es mínima la cantidad de este gas que se transporta por este mecanismo, y es proporcional a la  $pCO_2$  a la cual está expuesto.
2. Combinado con el grupo amino de los aminoácidos de las proteínas plasmáticas para formar compuestos carbaminoácidos:



El  $CO_2$  reacciona rápidamente para formar dichos compuestos.

3. En la forma de ion bicarbonato. La mayor parte del dióxido de carbono presente en la sangre es transportada de este modo. En el eritrocito, en presencia de la enzima anhidrasa carbónica, el  $CO_2$  reacciona rápidamente con agua para generar ácido carbónico:



La reacción anterior es totalmente reversible; por supuesto, el equilibrio se desplazará conforme a la concentración de  $CO_2$ . En circunstancias normales se estimula la formación de  $HCO_3^-$ , con formación del ion  $H^+$ , cuya concentración será el factor que rija el pH de la sangre.

Con base en la ecuación de Henderson-Hasselbach:

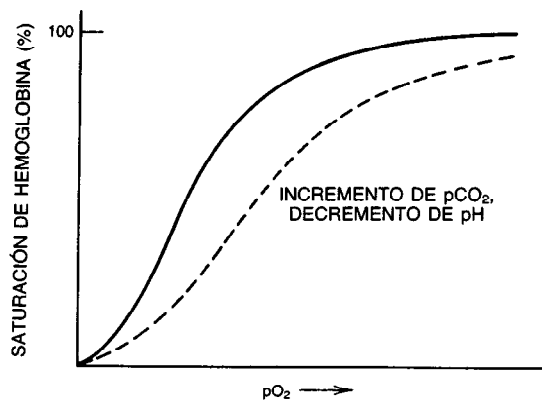
$$pH = pk + \log \frac{[HCO_3^-]}{[CO_2]} \quad (41-6)$$

El pk de este sistema es 6.1. Si se sustituyen en la ecuación 41-6 el pk y el pH medido de la muestra de sangre, que es de 7.40, se obtiene:

$$7.40 = 6.1 + \log \frac{[HCO_3^-]}{[CO_2]}$$

$$\frac{[HCO_3^-]}{[CO_2]} = \frac{20}{1}$$

Es necesario conservar el pH de la sangre cercano a 7.40 para que funcione de manera apropiada, y por ello esta relación de  $HCO_3^-/CO_2$  debe conservarse en



**Fig. 41-17.** Efecto del incremento de la  $p\text{CO}_2$  y del decremento del pH en la oxihemoglobina. La curva de disociación normal de dicho pigmento oxigenado es afectada por las concentraciones variables de  $\text{CO}_2$  y las fluctuaciones simultáneas de pH. Al aumentar la  $p\text{CO}_2$  y disminuir el pH, la curva se desplaza hacia la izquierda y las células pueden disponer de una mayor cantidad de oxígeno.

forma estricta. En circunstancias normales se mantiene por la ventilación pulmonar. Siempre que la  $p\text{CO}_2$  arterial tiende a aumentar, es estimulado el centro respiratorio bulbar y se produce una hiperventilación.

La explicación anterior es válida sólo para los iones hidrógeno de origen respiratorio. En algunas alteraciones en las que el ion  $\text{H}^+$  proviene de otras fuentes, por ejemplo del metabolismo, tal situación se trastorna y el aparato ventilatorio no puede ya sostener el incremento de iones  $\text{H}^+$ . En la acidosis metabólica, que a veces aparece en enfermedades como la diabetes sacarina, el paciente adopta un patrón anormal de respiración en un intento inútil de hiperventilar y eliminar el exceso de iones  $\text{H}^+$ . Este patrón a veces facilita el diagnóstico temprano de perturbaciones metabólicas.

El pH de la sangre puede medirse fácilmente mediante un potenciómetro medidor de pH; sin embargo, tal medición debe aunarse a cuantificaciones simultáneas de la  $p\text{CO}_2$  total de la sangre.

El pH y la  $p\text{CO}_2$  sanguíneos alteran en grado sumo la velocidad de disociación de la oxihemoglobina, y con ello, el aporte de oxígeno a los tejidos (fig. 41-17). Cuando privan la  $p\text{CO}_2$  alta, el pH bajo y una temperatura elevada, la oxihemoglobina se disocia y libera el oxígeno. Cabe advertir que éstos son factores que caracterizan el elevado metabolismo y la mayor necesidad de oxígeno.

#### 41.3.4 Valoración del funcionamiento cardiopulmonar

El análisis cuidadoso de los datos obtenidos de las valoraciones cardiopulmonares permite tener un mejor conocimiento de las funciones de los sistemas cardiovascular y pulmonar. Por desgracia, la valoración definitiva en momentos críticos, tales como en la preparación para cirugía de corazón, obliga a usar técnicas intracorporales (con penetración corporal), como el

cateterismo cardiaco. No obstante, en individuos con una enfermedad cardiovascular o pulmonar que no necesitan cirugía, los estudios pulmonares y el análisis de sangre permiten contar con un método muy preciso y cómodo de vigilar la evolución de la enfermedad.

Sin embargo, la interpretación de los datos no es fácil y requiere la capacitación cuidadosa del intérprete. Las condiciones anaerobias estrictas que deben prevalecer durante la obtención y el análisis de la muestra constituyen una gran fuente de error.

Se intenta el diagnóstico basado en los estudios cardiopulmonares comparando los resultados obtenidos con los estudios de correlación hechos varias veces antes. Los resultados de laboratorio no indican la presencia o ausencia de una enfermedad. Tan sólo sugieren el síndrome clínico más probable. No debe olvidarse que cada ser humano es un ejemplar singular y único, semejante pero no idéntico a los demás. La "desviación" respecto de las normas establecidas no indica necesariamente una anormalidad.

**Tabla 41-1. Estudios útiles para valorar la disfunción cardiopulmonar**

Medición	Estudio
<b>Volumen pulmonar</b>	Espirometría, pletismografía corporal
<b>Ventilación pulmonar</b>	
Volumen	Medición del volumen pulmonar, $p\text{CO}_2$ alveolar o arterial; cálculo de la ventilación alveolar con base en el espacio muerto anatómico medio
Distribución	Medición de $\text{N}_2$ de una sola inspiración, volumen del aire atrapado (pletismografía corporal)
<b>Circulación pulmonar</b>	
Presión, flujo, resistencia, volumen	ECG, cateterismo cardiaco; volumen y flujo capilar pulmonar
Distribución	Angiografía pulmonar; saturación de $\text{O}_2$ arterial; $p\text{CO}_2$ alveolar
<b>Difusión capilar alveolar</b>	Capacidad de difusión; saturación de $\text{O}_2$ arterial en reposo y en ejercicio
<b><math>\text{O}_2</math>, <math>\text{CO}_2</math> y pH arteriales</b>	Contenido, capacidad y saturación de $\text{O}_2$ arterial; $p\text{CO}_2$ arterial; contenido de hemoglobina
<b>Factores mecánicos de la respiración</b>	Espirometría, distensibilidad pulmonar, resistencia de vías respiratorias

En la tabla 41-1 se enumeran las pruebas que pueden utilizarse para valorar la disfunción cardiopulmonar. El médico es quien decide qué prueba es aplicable a un paciente particular. Sea como sea, antes de emprender cualquier estudio de laboratorio es importante efectuar la anamnesis y exploración física, y también los estudios radiológicos.

## LIBROS Y REVISTAS

### Aparato cardiovascular

- J. Arango, y D. S. Lukas, "Interrelationships among Pulmonary Capillary Pressure, Blood Flow and Value Size in Mitral Stenosis. The Limited Regulatory Effects of the Pulmonary Vascular Resistance," *J. Clin. Invest.* **31**:1082.
- J. A. Armour y W. C. Randal, "Structural Basis for Cardiac Function", *Am. J. Physiol.* **218**:1517.
- E. O. Attinger, *Pulsatile Blood Flow*, McGraw-Hill, Nueva York.
- E. O. Attinger, H. Sugawara, A. Navarro y colaboradores, "Pressure-Flow Relations in Dog Arteries", *Circ. Res.* **19**:230.
- H. Bader, The Anatomy and Physiology of the Vascular Wall, en W. E. Hamilton y P. Dow, eds., *Handbook of Physiology*, sec. 2, *Circulation*, vol. 2, American Physiological Society, Washington, DC, pp. 865-889.
- G. Baum, ed., *Fundamentals of Medical Ultrasonography*, Putnam, Nueva York.
- G. W. Beeler Jr. y H. Reuter, "The Relation between Membrane Potential, Membrane Currents and Activation of Contraction in Ventricular Myocardial Fibers", *J. Physiol. (Londres)* **207**:211.
- D. H. Bergel, ed., *Cardiovascular Fluid Dynamics*, Academic, Nueva York.
- D. H. Bergel y D. L. Schultz, "Arterial Elasticity and Fluid Dynamics", *Prog. Biophys. Mol. Biol.* **22**:1.
- R. M. Berne y M. N. Levy, *Cardiovascular Physiology*, Mosby, St. Louis.
- H. B. R. Boom, *Elasticity of the Heart: Instantaneous Pressure-Volume Relationship of the Left Ventricle Throughout the Cardiac Cycle*, Bronderoffset, Rotterdam.
- G. A. Brecher, *Venous Return*, Grune & Stratton, Nueva York.
- T. A. Bruce y J. E. Douglas, Dynamic Cardiac Performance, en E. D. Frohlich, ed., *Pathophysiology*, Lippincott, Philadelphia.
- B. Carlin, *Ultrasonics*, 2.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
- E. K. Cheng, ed., *Artificial Cardiac Pacing: Practical Approach*, Williams & Wilkins, Baltimore.
- D. Chengcharoen, "Genesis of Korotkoff Sounds", *Am. J. Physiol.* **207**:190.
- P. B. Dobrin, "Mechanical Properties of Arteries", *Physiol. Rev.* **58**:397.
- P. Dow, "Estimations of Cardiac Output and Central Blood Volume by Dye Dilution", *Physiol. Rev.* **36**:77.
- D. Dubin, *Rapid Interpretations of EKGs*, Cover, Florida.
- I. Freeman, *Sound and Ultrasonics*, Random House, Nueva York.
- D. N. Ghista y colaboradores, eds., *Theoretical Foundations of Cardiovascular Processes*, Karger, Nueva York.
- A. H. Goodman y colaboradores, "A Television Method for Measuring Capillary Red Cell Velocities", *J. Appl. Physiol.* **37**:126.
- H. D. Green, *Circulation: Physical Principles*, en O. Glasser, ed., *Medical Physics*, Yearbook, Nueva York.
- F. S. Grodins, "Integrative Cardiovascular Physiology: A Mathematical Synthesis of Cardiac and Blood Vessel Hemodynamics", *Q. Rev. Biol.* **34**:93.
- J. F. Gross, y A. Popel, eds., *Mathematics of Microcirculation Phenomena*, Raven, Nueva York.
- W. Grossman, ed., *Cardiac Catheterization and Angiography*, Lea & Febiger, Philadelphia.
- A. C. Guyton, "Determination of Cardiac Output by Equating Venous Return Curves with Cardiac Response Curves", *Physiol. Rev.* **35**:123.
- A. C. Guyton, *Circulatory Physiology: Cardiac Output and Its Regulation*, Saunders, Philadelphia.
- A. C. Guyton, *Arterial Pressure and Hypertension*, Saunders, Philadelphia.
- A. C. Guyton, *Textbook of Medical Physiology*, 6.<sup>a</sup> ed., Saunders, Philadelphia.
- A. C. Guyton y colaboradores, "Pressure-Volume Curves of the Entire Arterial and Venous Systems in the Living Animal", *Am. J. Physiol.* **184**:253.
- J. I. Haft y M. S. Horowitz, *Clinical Echocardiography*, Futura, Mt. Kisco, NY.
- P. Hallock e I. C. Benson, "Studies on the Elastic Properties of Isolated Human Aorta", *J. Clin. Invest.* **16**:595.
- W. E. Hamilton, "Measurement of the Cardiac Output", en W. E. Hamilton y P. Dow, eds., *Handbook of Physiology*, sec. 2, *Circulation*, vol. 3, American Physiological Society, Washington, DC, pp. 1875-1886.
- J. C. Harlan y colaboradores, "Pressure-Volume Curves of Systemic and Pulmonary Circuit", *Am. J. Physiol.* **213**:1499.
- H. H. Hech, "Some Observations and Theories Concerning the Electrical Behavior of Heart Muscle", *Am. J. Med.* **30**:720.
- B. F. Hoffman y P. F. Cranefield, *Electrophysiology of the Heart*, McGraw-Hill, Nueva York.
- B. F. Hoffman y P. F. Cranefield, "The Physiological Basis of Cardiac Arrhythmias", *Am. J. Med.* **37**:670.
- C. Huang y A. L. Copley, eds., *Biorheology*, American Institute of Chemical Engineers, Nueva York.
- D. G. James, ed., *Circulation of the Blood*, University Park Press, Baltimore.
- M. E. Josephson y S. F. Seides, *Clinical Cardiac Electrophysiology Techniques and Interpretations*, Lea & Febiger, Philadelphia.

- D. L. King, *Diagnostic Ultrasound*, Mosby, St. Louis.
- M. N. Kotler y B. L. Segal, eds., *Clinical Echocardiography*, Davis, Philadelphia.
- F. W. Kremkau, *Diagnostic Ultrasound; Physical Principles and Exercises*, Grune & Stratton, Nueva York.
- G. A. Langer, "Ion Fluxes in Cardiac Excitation and Contraction and Their Relation to Myocardial Contractility", *Physiol. Rev.* **48**:708.
- M. W. Lear, *Hearounds*, Simon & Schuster, Nueva York.
- M. J. Lighthill, "Physiological Fluid Dynamics: A survey", *J. Fluid Mech.* **52**:475.
- D. S. Lukas, *Cyanosis in Signs and Symptoms*, Lippincott, Philadelphia.
- D. S. Lukas, J. Arango e I. Steinberg, "The Syndrome of Patent Ductus Arteriosus with Reversal of Flow", *Am. J. Med.* **17**:298.
- E. Massie y T. J. Walsh, *Clinical Vectorcardiography and Electrocardiography*, Year Book, Chicago.
- D. A. McDonald, *Blood Flow in Arteries*, Edward Arnold, Londres.
- V. A. McKusick, *Cardiovascular Sound in Health and Disease*, Williams & Wilkins, Baltimore.
- W. R. Milnor, D. H. Bergel y J. D. Bargainer, "Hydraulic Power Associated with Pulmonary Blood Flow and Its Relation to Heart Rate", *Circ. Res.* **19**:467.
- J. H. Mitchell, D. N. Gupta y R. M. Payne, "Influence of Atrial Systole on Effective Ventricular Stroke Volume", *Circ. Res.* **17**:11.
- A. J. Moss, "Prediction and Prevention of Sudden Cardiac Death", *Annu. Rev. Med.* **31**:1.
- M. I. M. Noble, "The Contribution of Blood Momentum to Left Ventricular Ejection in the Dog", *Circ. Res.* **23**:663.
- M. F. O'Rourke y M. G. Taylor, "Input Impedance of the Systemic Circulation", *Circ. Res.* **20**:365.
- E. Page, "The Electrical Potential Difference across the Cell Membrane of Heart Muscle", *Circulation* **26**:582.
- D. J. Patel y colaboradores, "Hemodynamics", *Annu. Rev. Physiol.* **36**:125.
- T. J. Pedley, *The Fluid Mechanics of Large Blood Vessels*, Cambridge University Press, Nueva York.
- E. Rappaport, ed., *Current Controversies in Cardiovascular Disease*, Saunders, Philadelphia.
- J. W. Remington y L. J. L. O'Brien, "Construction of Aortic Flow-Pulse from Pressure Pulse", *Am. J. Physiol.* **218**:437.
- L. Resnekov, "Hemodynamic Effects of Acute Myocardial Infarction", *Med. Clin. North Am.* **57**:243.
- M. R. Roach, "Biophysical Analysis of Blood Vessel Walls and Blood Flow", *Annu. Rev. Physiol.* **39**:51.
- P. Samet y N. El-Sherif, eds., *Cardiac Pacing*, 2.<sup>a</sup> ed., Grune & Stratton, Nueva York.
- A. M. Scher, "Excitation of the Heart", en W. E. Hamilton y P. Dow, eds., *Handbook of Physiology*, sec. 2, *Circulation*, vol. 1, American Physiological Society, Washington, DC, pp. 287-322.
- D. J. Schneck y D. L. Vawter, eds., *Biofluid Mechanics*, Plenum, Nueva York.
- J. J. Smith y J. P. Kampine, *Circulatory Physiology: The Essentials*, Williams & Wilkins, Baltimore.
- E. H. Starling, *The Linacre Lecture on the Law of the Heart*, Longmans, Green, Londres.
- W. E. Stehbens, ed., *Hemodynamics and the Blood Vessel Wall*, Thomas, Springfield, IL.
- T. Sugimoto y colaboradores, "Effect of Maximal Workload on Cardiac Function", *Jap. Heart J.* **14**:146.
- M. G. Taylor, "Hemodynamics", *Annu. Rev. Physiol.* **35**:87.
- P. N. T. Wells, *Biomedical Ultrasonics*, Harcourt Brace Jovanovich, Nueva York.
- P. N. T. Wells, *Ultrasonics in Clinical Diagnosis*, 2.<sup>a</sup> ed., Longman, Nueva York.
- P. N. T. Wells, *Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis*, Academic, Nueva York.
- N. K. Wenger, ed., *Exercise and the Heart*, Davis, Philadelphia.
- J. Willis, ed., *The Heart: Update*, McGraw-Hill, Nueva York.
- S. Wolf y colaboradores, eds., *Structure and Function of the Circulation*, Plenum, Nueva York.

#### Aparato respiratorio

- E. Agostoni, "Thickness and Pressure of the Pleural Liquid", en A. P. Fishman y H. H. Hecht, eds., *The Pulmonary Circulation and Interstitial Space*, University of Chicago Press, Chicago.
- M. D. Altose, *The Physiological Basis of Pulmonary Function Testing*, vol. 31, n.º 2, *Clinical Symposia*, Ciba Pharmaceutical, Summit, NJ.
- H. Bartels y R. Baumann, "Respiratory Function of Hemoglobin", *Int. Rev. Physiol.* **14**:107.
- C. Bauer y colaboradores, eds., *Biophysics and Physiology of Carbon Dioxide*, Springer-Verlag, Nueva York.
- G. W. Bradley, "Control of the Breathing Pattern", *Int. Rev. Physiol.* **14**:185.
- W. A. Briscoe, R. E. Forster y J. H. Comroe Jr., "Alveolar Ventilation at Very Low Tidal Volumes", *J. Appl. Physiol.* **7**:27-30.
- D. F. Bruley, "Mathematical Considerations for Oxygen Transport Tissue", *Adv. Exp. Med. Biol.* **37**:149.
- N. S. Cherniack y A. P. Fishman, "Abnormal Breathing Patterns", *D. M.: Disease-a-Month*.
- R. M. Cherniack, Ventilation, Perfusion, and Gas Exchange, en E. D. Frohlich, ed., *Pathophysiology*, 2.<sup>a</sup> ed., Lippincott, Philadelphia.
- M. I. Cohen y J. L. Feldman, "Models of Respiratory Phase-Switching", *Fed. Proc.* **36**:2367-2374.
- J. H. Comroe Jr. y colaboradores, *The Lung: Clinical Physiology and Pulmonary Function Tests*, 2.<sup>a</sup> ed., Year Book, Chicago.

- G. Cumming, Alveolar Ventilation: Recent Model Analysis, en *MTP International Review of Science: Physiology*, vol. 2, University Park Press, Baltimore, p. 139.
- B. M. Domm y C. L. Vassallo, "Pulmonary Function Testing", *Clin. Anesth.* 9:191.
- A. B. DuBois y colaboradores, "A Rapid Pethysmographic Method for Measuring Functional Residual Capacity in Normal Subjects", *J. Clin. Invest.* 35:322-326.
- R. V. Ebert, "Small Airways of the Lung", *Ann. Intern. Med.* 88:98-103.
- L. A. Engel y P. T. Macklem, "Gas Mixing and Distribution in the Lung", *Int. Rev. Physiol.* 14:37.
- W. O. Fenn y H. Rahn, eds., *Handbook of Physiology*, sec. 3, *Respiration*, vols. 1 y 2, American Physiological Society, Bethesda, MD.
- A. P. Fishman, *Assessment of Pulmonary Function*, McGraw-Hill, Nueva York.
- R. E. Forster, "Pulmonary Ventilation and Blood Gas Exchange", en W. A. Sodeman, Jr. y W. A. Sodeman, eds., *Pathologic Physiology: Mechanism of Disease*, 5.<sup>a</sup> ed., Saunders, Philadelphia.
- R. E. Forster y E. D. Crandall, "Pulmonary Gas Exchange", *Annu. Rev. Physiol.* 38:69.
- A. C. Guyton, "Measurement of the Respiratory Volumes of Laboratory Animals", *Am. J. Physiol.* 150:70.
- A. C. Guyton y cols., "An Arteriovenous Oxygen Difference Recorder", *J. Appl. Physiol.* 10:158.
- M. C. Hart, M. M. Orzalesi y D. D. Cook, "Relation Between Anatomic Respiratory Dead Space and Body Size and Lung Volume", *J. Appl. Physiol.* 18:519-522.
- R. W. Hawker, *Notebook of Medical Physiology: Cardiopulmonary, with Aspects of Clinical Measurement and Monitoring*, Longman, Nueva York.
- K. Horsfield, "The Regulation Between Structure and Function in the Airways of the Lung", *Br. J. Dis. Chest* 68:145.
- R. E. Hyatt y L. F. Black, "The Flow-Volume Curve. A Current Perspective", *Am. Rev. Resp. Dis.* 107:191.
- N. L. Jones, *Blood Gases and Acid-Base Physiology*, Decker, Nueva York.
- F. F. Kao, *An Introduction to Respiratory Physiology*, American Elsevier, Nueva York.
- P. T. Macklem, "Relationship Between Lung Mechanics and Ventilation Distribution", *Physiologist* 16:580-588.
- P. T. Macklem, "Respiratory Mechanics", *Annu. Rev. Physiol.* 40:157.
- J. Mead, "Respiration: Pulmonary Mechanics", *Annu. Rev. Physiol.* 35:169.
- B. J. Meyer, A. Meyer y A. C. Guyton, "Interstitial Fluid Pressure in the Lungs", *Circ. Res.* 22:263-271.
- J. F. Morris, A. Koski y L. C. Johnson, "Spirometric Standards for Healthy Nonsmoking Adults", *Am. Rev. Respir. Dis.* 108:57-67.
- J. F. Murray, *The Normal Lung*, Saunders, Philadelphia.
- J. A. Nadel y colaboradores, "Control of Mucus Secretion and Ion Transport in Airways", *Annu. Rev. Physiol.* 41:369.
- C. Nagaishi, *Functional Anatomy and Histology of the Lung*, University Park Press, Baltimore.
- J. F. Nunn, *Applied Respiratory Physiology*, 2.<sup>a</sup> ed., Butterworth, Londres.
- A. B. Otis, "Quantitative Relationships in Steady-State Gas Exchange", en W. O. Fenn y H. Rahn, eds., *Handbook of Physiology*, sec. 3, *Respiration*, vol. 1, Williams & Wilkins, Baltimore.
- J. Piiper y P. Scheid, "Respiration: Alveolar Gas Exchange", *Annu. Rev. Physiol.* 33:131.
- H. Rahn y colaboradores, "The Pressure-Volume Diagram of the Thorax and Lung", *Am. J. Physiol.* 146:161.
- H. Rahn y L. E. Farhi, Ventilation, Perfusion, and Gas Exchange—The  $V_a/Q$  Concept, en W. O. Fenn y H. Rahn, eds., *Handbook of Physiology*, sec. 3, *Respiration*, vol. 1, Williams & Wilkins, Baltimore.
- H. Rahn y W. O. Fenn, *A Graphical Analysis of Respiratory Gas Exchange*, American Physiological Society, Washington, DC.
- G. Reichel y M. S. Islam, "Measurement of Static Lung and Thorax Compliance in Health and Pulmonary Diseases", *Respiration* 29:507-515.
- R. L. Riley y S. Permutt, "The Four-Quadrant Diagram for Analyzing the Distribution of Gas and Blood in the lung", en W. O. Fenn y H. Rahn, *Handbook of Physiology*, sec. 3, *Respiration*, vol. 2, Williams & Wilkins, Baltimore.
- R. H. Secker-Walker y R. G. Evens, "The Clinical Application of Computers in Ventilation-Perfusion Studies", *Prog. Nucl. Med.* 3:166.
- O. Siggard-Anderson, *The Acid-Base Status of the Blood*, 4.<sup>a</sup> ed., Williams & Wilkins, Baltimore.
- S. C. Sorensen, "The Chemical Control of Ventilation", *Acta. Physiol. Scand. (suppl.)* 361:1-72.
- N. B. Stonin y L. H. Hamilton, *Respiratory Physiology*, 4.<sup>a</sup> ed., Mosby, Londres.
- W. M. Thurlbeck, "Structure of the Lungs", *Int. Rev. Physiol.* 14:1.
- P. D. Wagner, "The Oxyhemoglobin Dissociation Curve and Pulmonary Gas Exchange", *Sem. Hematol.* 11:405.
- P. D. Wagner, "Diffusion and Chemical Reaction in Pulmonary Gas Exchange", *Physiol. Rev.* 57:257.
- P. D. Wagner, "Ventilation-Perfusion Relationships", *Annu. Rev. Physiol.* 42:235-247.
- E. R. Weibel, "Morphological Basis of Alveolar Capillary Gas Exchange", *Physiol. Rev.* 53:419.
- E. R. Weibel y H. Backofen, Structural Design of the Alveolar Septum and Fluid Exchange, en A. P. Fishman y E. M. Renkin, eds., *Pulmonary Edema*, Waverly, Baltimore.
- J. B. West, *Ventilation / Blood Flow and Gas Exchange*, 2.<sup>a</sup> ed., Lippincott, Philadelphia.
- J. B. West, *Respiratory Physiology / The Essentials*, Williams & Wilkins, Baltimore.
- J. B. West, "Pulmonary Gas Exchange", *Int. Rev. Physiol.* 14:83.

## 41.4 LABORATORIO MÉDICO AUTOMATIZADO

*Jeff Tosk y Julius Simon*

### 41.4.1 Introducción

La automatización en el laboratorio surgió como una respuesta al volumen y diversidad crecientes de los servicios que se solicitaban y brindaban en tal departamento; el mejor ejemplo es el aumento casi explosivo en las solicitudes de mediciones químicas en clínica, que obligó a realizar grandes esfuerzos en investigación y desarrollo. Para el ingeniero de diseño que se enfrenta a la tarea de automatizar técnicas de laboratorio es útil (aunque no indispensable) revisar la metodología y los criterios creados para automatizar la instrumentación clínica.

Se considera la automatización total o parcial de una técnica particular cuando la demanda de ella tiende a superar la capacidad de la instrumentación disponible. La automatización requiere el concurso de disciplinas tales como la electrónica, robótica, computación y química, entre muchas otras.

La automatización es un tema complejo y a menudo confuso, por su carácter interdisciplinario. Por ejemplo, en ella la economía, psicología y administración de empresas interactúan ampliamente con otros campos más técnicos. Al considerar también la rapidez con que cambian muchas de estas áreas, es fácil percatarse de que la automatización incluso es difícil de definir. La definición sugerida por la International Union of Pure and Applied Chemistry (IUPAC) excluye muchos sistemas de laboratorio que están en el mercado y se venden como automáticos, porque según ella "automático es lo que sustituye al esfuerzo y los recursos humanos en la ejecución de un proceso dado, por medio de dispositivos mecánicos e instrumentales regulados por retroalimentación informativa, para que el aparato en sí solo se vigile y ajuste". No siempre hay un sistema de retroalimentación en los equipos comerciales "automatizados" de laboratorio. Stockwell usó una definición más sencilla: el "empleo de cualquier medio o instalación, electrónica o mecánica, que elimine algún aspecto de la interacción manual y mejore la eficiencia del proceso analítico".

Partiendo de esta definición simplificada, en seguida se revisa la forma en que se lleva a la práctica la automatización en el laboratorio, y en términos generales se advierte que sus rudimentos son muy similares a lo ideado originalmente. Algunos aspectos de la instrumentación, como la tecnología de detectores, la electrónica y la adquisición, reducción y comunicado de datos, han progresado con el tiempo, pero al parecer las formas fundamentales de automatización no cambiarán en un futuro cercano, en parte por su eficiencia inherente de los tres métodos principales de automatizar una técnica de laboratorio: análisis de flujo continuo, de centrifugación y "discretos" o independientes, en los que puede clasificarse casi toda la instrumentación automatizada. En seguida se hace una descripción breve de cada uno, y se presentan ejemplos.

### 41.4.2 Análisis de flujo continuo

Este análisis (CFA) fue introducido por Skeggs<sup>1,2</sup>. El sistema típico de flujo continuo comprende un extractor de muestras, una bomba peristáltica con múltiples canales, uno o más tubos con espiras de mezcla/reacción retardada y un detector, por lo común de la variedad espectrofotométrica. Las muestras son introducidas en el sistema por un bloque funcional muestreador, y están separadas por una burbuja de aire. Una vez dentro del sistema, se agregan los reactivos a las muestras y los solventes fluyen por tubos hasta que el líquido de salida abandona el instrumento. La muestra se mezcla con reactivos apropiados, introducidos por la bomba peristáltica, y por lo común a cada reactivo le corresponde un conducto o tubito de la bomba. La mezcla de la muestra y el reactivo circula por un tubo de una longitud determinada en el que se producen la mezcla total y la reacción. El tiempo de reacción se determina por la longitud del tubo, que tiene espiras para que no ocupe mucho espacio en tanto transcurre el tiempo de retardo suficiente para agregar otros reactivos o el tubo penetra en el bloque detector.

### 41.4.3 Análisis por centrifugación

El analizador centrífugo fue creado por Anderson, en el Oak Ridge National Laboratory. La muestra y los reactivos se colocan cerca del centro de un rotor de centrifuga, que los mezcla rápidamente. Las reacciones se producen en compartimientos separados en forma de cubetas, que se vigilan fotométricamente conforme pasan por el detector una vez en cada revolución. Lo anterior es particularmente útil en el análisis cinético de una enzima, en el que la absorbancia cambia en función del tiempo. El detector es virtualmente "multiplexado" por la rotación rápida de las cubetas, y por ello permite a cada una atravesar el detector óptico una vez por revolución, y en un lapso de tiempo breve se hacen innumerables lecturas de cada muestra. Después se presentan los datos en forma de cambios de absorbancia en comparación con el tiempo. Una vez se ha completado el análisis, puede incluirse un ciclo de lavado.

### 41.4.4 Análisis "discreto"

Los analizadores discretos o independientes están diseñados para simular la técnica o función que ejecutaría el operador en la versión manual. Tienen la capacidad de automatizar un método existente. En términos generales, la muestra y los reactivos se introducen en dosis medidas por medio de jeringas impulsadas por motor o aire (neumáticas). Muestra y reactivo se colocan en vasos o tubos de reacción individual, por lo común en forma de cubeta o tubo de ensayo. El mezclado se hace por agitación mecánica, en tanto que la temperatura se controla con un baño de agua o en una incubadora. Después de un tiempo de reacción perfectamente medido, el tubo de reacción se introduce por medios mecánicos en el detector para la cuantificación. Pueden añadirse más reactivos durante

el análisis, y muchos analizadores discretos cuentan con un ciclo de lavado para eliminar las mezclas utilizadas, como preparación para la siguiente muestra. El analizador discreto puede adaptarse a las técnicas existentes, pero a menudo es demasiado complejo mecánicamente y sufre algunas fallas propias de los sistemas mecánicos, en tanto que sus características operativas varían con el tiempo por efectos de fricción, esfuerzo, fatiga y la necesidad de ajustar y sustituir piezas gastadas. El sistema ACA de DuPont es uno de los instrumentos en los que se utiliza el análisis discreto.

El sistema autoanalizador CFA Technicon fue uno de los primeros ofrecidos en el comercio para la automatización de análisis químicos clínicos. Aunque su diseño era modular, el sistema podía cambiarse de una técnica a otra modificando el módulo entre la bomba y el detector, pero el autoanalizador por lo regular se usaba para el análisis de lotes de uno o dos componentes del suero. En el sistema Technicon SMA 12/50 se incorporó un múltiple de 12 canales de ensayo dentro de un sistema CFA; ello permitió practicar simultáneamente 12 ensayos de parámetros equivalentes en el suero. El analizador bioquímico SMAC Technicon fue otro modelo mejorado en el que se utilizaba un CFA, y permitía 20 análisis simultáneos a una velocidad de 150 muestras por hora.

La burbuja de aire contiene y confina la muestra y los reactivos de cada análisis, y así permite que la operación química en cada uno de ellos ocurra como si los segmentos fueran tubos de ensayo independientes; es decir, una vez formado el "bolo" segmentado de reactivo y muestra, ningún segmento podrá reaccionar con otro. Una versión no segmentada de la técnica básica se conoce como análisis de inyección de flujo (FIA)<sup>3</sup>. En la bibliografía sobre el tema se exponen en detalle las diferencias entre los sistemas CFA y FIA; se recomienda al lector consultarla. La característica que define las dos técnicas suele ser el mismo tiempo de reacción. Los sistemas FIA tienen tiempos de reacción en segundos, en tanto que los CFA los pueden tener en minutos. Se piensa que el FIA puede convertirse en la más utilizada de las técnicas automatizadas y semiautomatizadas.

#### 41.4.5 Computación y automatización en el laboratorio

La automatización del laboratorio incrementa el número de muestras procesadas, y con ello hace necesario captar, almacenar, procesar y registrar muchos más datos. La computadora de laboratorio cada vez se vuelve más común. Auxilia en cada fase los procedimientos. Al ser recibidas, las muestras se identifican por medio de número en código de barras que la computadora puede generar, escribir y leer. Una vez asignado el número de código, se puede "llamar" en cualquier fase del procesamiento. De este modo, las muestras pueden enviarse a análisis, prescindiendo del orden numérico común. Lo anterior es útil cuando se da prioridad a algunas muestras. El manejo manual de esta situación es lento y muy propenso a errores. El tratamiento de muestras auxiliado por computadora es

una mejora lógica —aunque no esencial— de la automatización. Además del reconocimiento de la muestra por el código de barras, puede utilizarse el reconocimiento computerizado de la voz para identificar, describir o definir algunas muestras. Se cuenta para este fin con los aparatos y los programas<sup>4</sup> idóneos. Los resultados que deben reconocerse ocularmente pueden dictarse en un micrófono para ser captados en una computadora de laboratorio. Un ejemplo sería la lectura de las láminas de cromatografía de placa fina. El técnico que evalúa el resultado identifica verbalmente la muestra por medio de un sistema alfanumérico, y también informa los resultados. Se han creado vocabularios suficientemente grandes identificables por la computadora, al grado que en el marco analítico, por ejemplo, los resultados pueden solicitarse con sólo una orden verbal.

#### 41.4.6 Electrónica

Con el advenimiento del circuito integrado, en especial la integración en gran escala (LSI) y en muy gran escala (VLSI), cabe instituir funciones electrónicas cada vez más complejas, con menos piezas, y así obtener funciones que antes no había. Los más avanzados conocimientos sobre electrónica que se aplican a la automatización del laboratorio se exponen en otros textos. Sin embargo, aquí se mencionan algunos de ellos. Dos de los más dignos de señalar, y su aplicación a la automatización de laboratorio, son los dispositivos lógicos con base en fraccionar costos y semicostos, y los circuitos integrados de procesamiento digital de señales (DSP).

El ingeniero de diseño puede planear en forma sistemática y con una buena razón costo/eficacia su propio "diseño lógico", que después reducirá a una forma monolítica conforme a una técnica de diseño y fabricación auxiliados por computadora en un equipo idóneo. Varios fabricantes de semiconductores prestan tales servicios. Pocos ingenieros de diseño piensan que sea práctica tal combinación. Ahora, además de que se cuenta con diversos sistemas lógicos estándares, es posible especificar al fabricante funciones lógicas singulares y complejas, y en poco tiempo recibir en casa los circuitos integrados listos para instalar. El fabricante de instrumentos puede conservar patentados segmentos esenciales de los circuitos, y tener una ventaja notable en el comercio.

Se cuenta ahora con el procesamiento digital de señales (DSP) con chips VLSI. La técnica DSP permite "limpiar" señales de ruido de un instrumento operado cerca de los límites de detección. Para tales fines se ha contado siempre con una variedad de técnicas, pero ahora en un solo chip se incluyen métodos tales como la transformada de Fourier, la integral de convolución, la correlación digital, y la corrección de errores digitales. En algunos casos se necesitaba toda una minicomputadora, con un procesador de arreglos, para lograr lo que ahora se hace a una fracción del costo y con software ordinario. Lo más notable de estos chips DSP es el circuito integrado DSP Texas Instruments 320. Con un costo inicial unitario de unos 300 dólares, este



aparato puede reponer 10 a 100 veces su costo con el solo hardware. Tales dispositivos facilitan la corrección de errores y mejoran las relaciones señal/ruido. Todo ello se traduce en una mejora impresionante en la integridad de los datos, control de calidad y seguridad, que sería difícil obtener de otra forma cuando se procesan técnicas automatizadas de laboratorio en el límite superior de la capacidad del instrumento.

#### 41.4.7 Procesamiento de imágenes

En el trabajo diario de laboratorio, muchas veces hay que examinar y contar las colonias de miles de cajas de Petri, con cientos y hasta miles de colonias bacterianas; por fortuna, ahora se cuenta con técnicas automatizadas. El contador automatizado de Fisher es un instrumento asequible en el comercio para contar las colonias bacterianas y también los granos en autorradiografías microscópicas. Este circuito está patentado, pero las técnicas para el procesamiento digital de imágenes están tan avanzadas, que en varias formas puede llevarse a la realidad este contador típico. Algunas de las formas están más basadas en el hardware, como el contador Fisher, y otras en el software, como el contador de colonias computerizado, creado por uno de los autores de este capítulo. Ambos tienen en común un tubo vidicón con un rastreador, como el que se utiliza en las cámaras de televisión. La señal compuesta de video es digitalizada por un transformador analógico/digital (A/D), y almacenada en forma digital como un mapa de memoria en una memoria de acceso aleatorio (RAM). En el contador de Fisher se utiliza una técnica intensiva en hardware, en la cual la imagen digitalizada en mapa de memoria se divide en elementos de imagen individuales (pixels), y los más claros son diferenciados de los oscuros; es decir, las colonias se distinguen del agar de fondo, con conversión ulterior de los pixels en la forma de un histograma. Una vez que los parámetros del tamaño de la colonia se fijan por medio de calibración, el histograma puede utilizarse para hacer un cálculo del número de colonias. El contador de Fisher es rápido y preciso, pero cuesta casi 10 000 dólares. Su función de recuento puede llevarse a la práctica con un sistema de microcomputadora que comprenda una platina A/D (analógico/digital) de vídeo y una cámara de televisión, además de una microcomputadora 5-100-8080 que puede utilizarse como aparato independiente. El costo de este sistema basado en microcomputadora es de 7 000 dólares; funciona como procesador lingüístico de laboratorio, además de ser un sistema procesador de imágenes, capaz de desempeñar muchas funciones aparte del recuento de colonias. El algoritmo empleado<sup>4</sup> almacena el mapa de memoria de los pixels y busca entre los elementos vecinos hasta que encuentra uno oscuro (fondo); el proceso se repite línea por línea (como se deduce de la imagen del rastreo digitalizada de la caja de Petri en cuestión). Se cuentan las áreas claras rodeadas por oscuras y así se obtiene el número de colonias. Hay que aclarar que en algunos casos la aplicación especializada de un instrumento no justifica su costo, por muy satisfactorios que sean sus resultados.

Otra aplicación importante del procesador de imágenes en la automatización del laboratorio es el espectrofotómetro con fotodiodo de rastreo, de reciente creación, en la forma de un detector de cromatografía de líquidos. En este caso la imagen por procesar es la respuesta de los fotodiodos individuales a longitudes de onda de la luz que transilumina la celdilla con la muestra que contiene el líquido de salida cromatográfico. El rastreo y procesamiento ulterior son lo suficientemente rápidos para trabajar en varias longitudes de onda en tiempo real y, en algunos casos, rastrear todo un espectro en tiempo real durante la separación cromatográfica<sup>5</sup>.

Algunas técnicas utilizadas en analizadores discretos permiten la incorporación de fotografía de vídeo, con manipulación ulterior de la muestra, con base en los datos reducidos de la imagen procesada de vídeo. Éste es un ejemplo de robótica en el laboratorio automatizado. En dichos casos, un dispositivo con acoplamiento de carga (CCD) suele sustituir al tubo vidicón. El dispositivo CCD puede adaptarse más fácilmente a las técnicas de procesamiento digital de imágenes que el tubo vidicón. Este procesamiento asumirá importancia cada vez mayor en la automatización del laboratorio y prácticamente sustituirá al ojo humano en muchos casos.

#### 41.4.8 Preparación automatizada de muestras

Una de las tareas más lentas y difíciles del laboratorio es la preparación de muestras para análisis. Muchas de ellas, en particular las de líquidos biológicos como la sangre, suero y orina, contienen diversas sustancias que pueden inducir a error e incluso destruir instrumentos delicados. En otras circunstancias las muestras son burdas, sin medida, y están contaminadas por sustancias conocidas o desconocidas. Los bloques funcionales de preparación automatizada de muestras (ASP) requieren aún perfeccionarse, pero proporcionan ya mediciones volumétricas (autopipeta y jeringa) o ponderales<sup>6</sup> bastante exactas. La modificación química de las muestras se ha automatizado al grado de que una de ellas puede ser derivada, ajustada según pH, o amortiguada. También pueden ejecutarse funciones como trituración, mezclados, homogeneización, disolución, diálisis, filtrado y evaporación. (En el caso del análisis de control de calidad farmacéutica, se ha observado que la trituración automatizada de tabletas y su disolución se realizan antes del análisis químico.) Sin embargo, no hay que olvidar que no todas las preparaciones de muestras deben automatizarse. Es claro que aún no se cuenta con técnicas de preparación extensa y automatizada de muestras para diversas necesidades.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. L. T. Skeggs, "New Dimensions in Medical Diagnosis", *Analyt. Chem.* **38**(6):31A-44A.
2. L. T. Skeggs, *Am. J. Clin. Pathol.* **28**:311-322.
3. K. K. Stewart, "Flow Injection Analysis", *Analyt. Chem.* **55**(9):931A-940A.

## CAPÍTULO 42

# Vigilancia instrumental del enfermo

**Steven G. Epstein**

**John Dawson**

**Louis R. M. del Guercio**

New York Medical College  
Valhalla, Nueva York

**42.1 Introducción**

**42.2 Monitorización cardiovascular**

**42.3 Monitorización de la respiración**

**42.4 Monitorización de la presión intracraneal**

**42.5 Monitorización de la temperatura**

**42.6 Computadoras**

**42.7 Seguridad**

## 42.1 INTRODUCCIÓN

En años recientes, la vigilancia instrumental de los enfermos (monitorización) ha evolucionado desde su infancia a su adolescencia, como resultado de progresos técnicos y un mejor conocimiento clínico del paciente en estado crítico. En la unidad de cuidados intensivos se necesita la vigilancia ininterrumpida de algunos parámetros fisiológicos, a diferencia de los pabellones de hospital o consultorios, en los que se hacen sin prisa las mediciones. Entre los departamentos para casos agudos se incluirán el quirófano (OR), la unidad de cuidados intensivos (ICU) y la unidad de cuidados intensivos neonatal (NICU). El ritmo al que se hacen las mediciones depende del parámetro por medir y del medio en que se valora. En el quirófano, se necesita conocer la temperatura del enfermo, minuto a minuto, para detectar un problema conocido como hipertermia maligna, que es un incremento rápido y a menudo mortal de la temperatura por efectos de la anestesia. También en la unidad de cuidados intensivos se necesitan mediciones de la temperatura, aunque con menor frecuencia, para detectar el principio de una fiebre por el paso de bacterias a la sangre. Por supuesto, en la sala de operaciones se necesita un método refinado para medir la temperatura, en tanto que en la unidad de cuidados intensivos suele bastar con termómetros de mercurio. También es evidente que la frecuencia con que se obtienen las muestras constituye una componente crítica de la vigilancia del enfermo y que dicho intervalo ( $t$ ) debe ser lo suficientemente breve para detectar cualquier perturbación en el parámetro fisiológico que se vigila.

Otro ejemplo del nivel de vigilancia lo constituye el electrocardiograma (ECG). En el caso de adultos, conviene que cada año el médico haga en su consultorio un electrocardiograma para detectar cambios menores del ritmo cardíaco, en tanto que en la unidad de cuidados intensivos el procedimiento debe hacerse en forma continua, para detectar cualquier perturbación mortal en el ritmo, a consecuencia de infarto del miocardio. De este modo, el intervalo es de  $t = 1$  año en el primer caso, y 10 ms en el segundo.

En el quirófano siempre está presente un médico, en tanto que no siempre se cuenta con él en la unidad de cuidados intensivos, donde una enfermera especializada en cuidado crítico es la encargada de la asistencia inmediata del enfermo. No siempre es fácil para ella diferenciar entre el funcionamiento defectuoso de un aparato y una anomalía del paciente. Los aparatos de monitorización deben ser sencillos tanto en su acceso (entrada de transductor) como en la información obtenida (salida), y tener alarmas que señalen el momento en que los parámetros medidos excedan los límites aceptables. Ya se emplean microprocesadores que permiten valorar mejor la entrada y salida de datos y que mejoran la confiabilidad de los instrumentos.

A menudo se debate sobre cuáles son los parámetros fisiológicos que necesitan vigilancia seriada y continua en una situación aguda. La decisión suele basarse en consideraciones económicas y limitaciones técnicas. Estas últimas se refieren a la transformación de un fe-

nómeno fisiológico en uno electromecánico (transducción), y al procesamiento de la información. La tendencia actual en la transducción comprende métodos extracorporales, es decir, que no violan la integridad del organismo. No existe técnica alguna para la medición continua de la presión arterial absoluta que no entrañe penetración corporal. Se necesita todavía colocar un catéter a permanencia en una arteria para tal procedimiento. Las técnicas intracorporales crean un punto de entrada del medio externo no estéril, y ello conlleva un riesgo de infección. Los catéteres representan cuerpos extraños y ocasionan inflamación en el punto de introducción en el cuerpo; también causan a veces trombosis y embolias ulteriores, si se dejan por mucho tiempo.

Por brevedad, la instrumentación que se expone en este capítulo es la que a juicio de los autores resulta más importante en la unidad de cuidado crítico o en el quirófano. Los dispositivos difieren a veces con el estado del paciente en la unidad de cuidados intensivos. En todos los internados en esta unidad se miden de manera sistemática su temperatura, presión arterial, acción del corazón y frecuencia respiratoria. La presión arterial puede medirse por métodos intracorporales o por auscultación; es decir, de manera continua o intermitente. La frecuencia cardíaca se mide a través del electrocardiograma, y contando físicamente la frecuencia del pulso. Cuando el equilibrio hídrico genera preocupación o hay insuficiencia cardíaca, se utiliza el catéter con baloncito dirigido por flujo (Swan-Ganz), como se verá más adelante. En el neonato es necesaria la medición de oxígeno por vía transcutánea, debido al delicado estado respiratorio. En la unidad de cuidados intensivos pulmonar es importante el detector infrarrojo de dióxido de carbono, para identificar una insuficiencia respiratoria inminente o facilitar el ajuste de los ventiladores automáticos. En la unidad de traumatología se utilizan monitores para medir la presión intracraneal después de traumatismos craneoencefálicos en los que dicha presión pueda aumentar por el edema o la hemorragia cerebrales.

Éstos son sólo algunos de los dispositivos que se utilizan y están en fase de perfeccionamiento. Se ha vuelto ya una realidad la respuesta terapéutica automatizada a los datos de salida de tales dispositivos. Las decisiones definitivas quedan siempre en manos del personal médico y asistencial, y de los ingenieros que idearon tales aparatos.

## 42.2 MONITORIZACIÓN CARDIOVASCULAR

Son los sistemas de presión quienes aportan la mayor parte de la información clínica que se obtiene en la unidad de cuidado crítico. Las presiones cardiovasculares de interés pueden dividirse en las del sistema venoso a baja presión ( $-5$  a  $60$  torr) y el sistema arterial a alta presión ( $0$  a  $300$  torr). La fuerza motora proviene de una bomba de cuatro cámaras, que es el corazón. Otras fuerzas son la presión intratorácica negativa durante la inspiración y la contracción de músculos de las extremidades que comprimen los vasos periféricos.

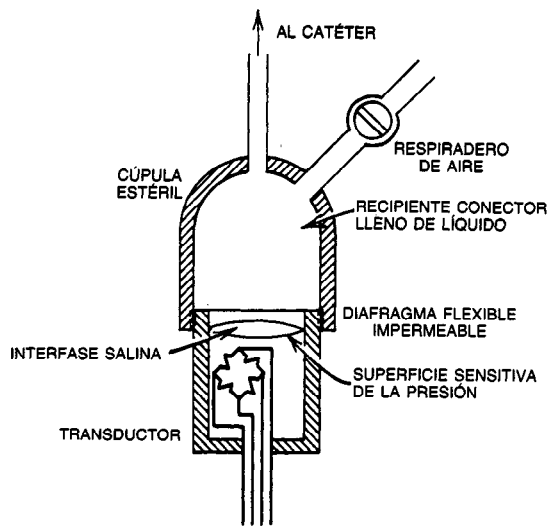


Fig. 42-1. Transductor de presión.

Además del método usual de auscultación, la presión arterial puede medirse con gran exactitud colocando un catéter a permanencia en la arteria unido a tubos conectores, un transductor, amplificador y filtro y una pantalla de televisión. El mismo método puede utilizarse para medir presiones venosas, colocando el catéter en el sistema venoso central. El equipo debe medir presiones de  $-5$  a  $300$  torr, con una frecuencia de  $0$  a  $5$  Hz y armónicos a  $100$  Hz. El transductor puede ser de cerámica piezoeléctrica, de manómetro o del tipo de resistencia.

Existe también un vernier de equilibrio para que el nivel de la presión atmosférica sea de cero, con el orificio abierto y el transductor en medio del tórax del enfermo. Asimismo, a veces se cuenta con la opción de posiciones de ganancia, rango, filtro y límites de alarma.

La salida de datos es una pantalla de televisión y muestra las ondas de presión y lecturas digitales o analógicas. Un diafragma impermeable y la interfase líquida desacoplan físicamente la corriente sanguínea del sujeto y el transductor (fig. 42-1). A menudo se interponen en la vía del líquido dispositivos de goteo constante, que limitan el ingreso útil de fármacos u otras sustancias, y

aseguran el libre tránsito por el catéter, pero también interfieren en la transmitancia directa de la columna líquida, porque a veces incluyen burbujas atrapadas y menguan la fidelidad y la precisión.

Para reducir los efectos de resonancia en los sistemas de líquidos, la frecuencia de resonancia debe ser muy superior a las frecuencias fisiológicas calculadas. Con fines prácticos, basta una media de  $2$  Hz con reproducción al décimo armónico. La frecuencia resonante del sistema transmisor de líquidos está dada por la ecuación  $f_0 = (D^4) (1/L) \times (P/V)$ , donde  $D$  = diámetro interno,  $L$  = longitud de la columna,  $P$  = presión y  $V$  = volumen del sistema. Los catéteres cortos de pared gruesa y diámetro interno pequeño (menos de  $1.5$  mm) constituyen la mejor combinación de poca distensibilidad volumétrica y baja relación resonancia/amortiguamiento. Puede lograrse la máxima fidelidad de reproducción con unas agujas que llevan un microtransductor en la punta, introducidas directamente en la corriente hemática. Sin embargo, por las limitaciones propias de la antisepsia, el costo, la dificultad de ajustar a cero y la calibración, no son prácticos para uso clínico.

El sistema descrito se utiliza para medir presión arterial, pero cambiando el tipo de catéter y su posición anatómica del sistema arterial al sistema vascular pulmonar, pueden medirse las presiones centrales de la arteria pulmonar, las cuales son esenciales para calcular el volumen de líquidos que necesita un sujeto. El catéter utilizado es el llamado de Swan-Ganz, que es dirigido por el flujo y tiene un baloncito en la punta. Este catéter también puede medir el gasto cardiaco por el método de termodilución y una microcomputadora. El tubo tiene varios conductos en su interior, cada uno de los cuales constituye una vía directa a una u otra cámara de la mitad derecha del corazón y la arteria pulmonar. Uno de los conductos termina a  $2$  cm de distancia de la punta del catéter, y está dentro de un baloncito de caucho. Un segundo conducto termina en la punta y por él se hacen las mediciones de presión a través de una columna de líquido. El tercer conducto termina a  $30$  cm por dentro de la punta, y también está lleno de líquido. El cuarto encapsula dos electrodos flexibles a una cuenta de termistor, implantada en la superficie externa del catéter, muy cerca del baloncito (fig. 42-2).

Una vez que se ha penetrado en una gran vena periférica o central, se infla el balón con  $1.25$  ml de aire o

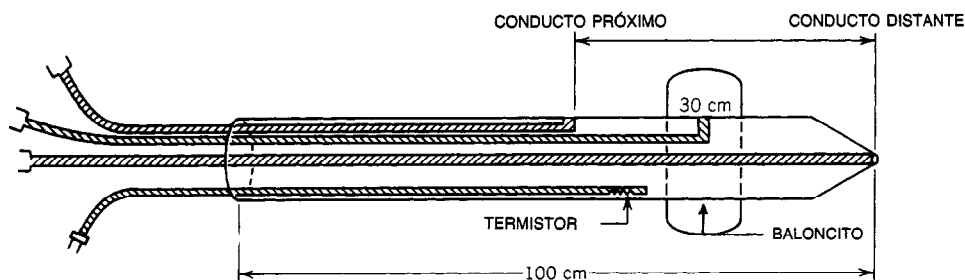


Fig. 42-2. Catéter con baloncito, dirigido por el flujo sanguíneo, con cuatro conductos interiores.

CO<sub>2</sub> y se hace avanzar todo el dispositivo a través del vaso hasta la mitad derecha del corazón. La sangre venosa arrastra el catéter hasta dicha cámara, y de ella a la arteria pulmonar. La medición de las formas de onda en la punta distal permite al médico evaluar la posición del catéter, cada segmento del sistema venoso, la cámara derecha del corazón y la arteria pulmonar, todas las cuales tienen sus formas de onda características y presiones típicas. El destino final del catéter es la arteria pulmonar, de modo que cuando se infla el baloncito, obstruye todo el flujo que va corriente arriba respecto de él.

La posición definitiva del catéter se precisa por fluoroscopia o radiografía.

Debido al pequeño diámetro del catéter (2 mm) y a su flexibilidad, es insignificante la insuficiencia valvular que produce. La posición del extremo permite obtener muestras de las presiones parciales de gases mezclados en la arteria pulmonar, lo que se traduce en información sobre el gasto cardiaco y las derivaciones dentro del corazón. Cuando se infla el baloncito, la presión medida es la que refleja la aurícula izquierda, también representativa del estado hídrico del organismo.

El gasto cardiaco es una de las variables hemodinámicas más importantes que pueden medirse de manera seriada. Para tal valoración se presta perfectamente el catéter "dirigido por flujo". La técnica utilizada es la de dilución, de Stewart-Hamilton; en este caso, la dilución es de líquido frío en la sangre a la temperatura corporal. Una fracción del líquido de temperatura conocida se inyecta en la aurícula derecha (luz de 30 cm); se mezcla con la sangre y fluye más allá del termistor distal. Se mide en el termistor la rapidez con que cambia la temperatura, y se obtiene una curva característica (fig. 42-3).

La ecuación de Stewart-Hamilton modificada tiene la siguiente forma:

$$CO = \frac{k(T_B - T_I)}{k_1} \int_0^t T_B(t) dt$$

donde CO = gasto cardiaco

$k$  = constante del fabricante

$T_B$  = temperatura corporal

$T_I$  = temperatura del líquido inyectado

$k_1$  = constante del fabricante

$\int_0^t T_B(t) dt$  = área bajo la curva de dilución tiempo-temperatura

Cada fabricante ha establecido sus propios criterios para saber el punto en que la dilución es completa y ha marcado el final de la curva;  $k$  y  $k_1$  guardan relación con tales criterios.

### 42.3 MONITORIZACIÓN DE LA RESPIRACIÓN

La monitorización de los parámetros respiratorios en la unidad de cuidados intensivos y en el quirófano ha sido siempre importante, pero hasta años recientes se había limitado a la simple vigilancia mecánica o elec-

trónica de la frecuencia respiratoria, de crisis de apnea o de presiones de las vías respiratorias. Se necesitaba equipo de difícil manejo para medir las concentraciones de gases.

En años recientes se han hecho muchos intentos para medir en forma seriada las concentraciones de oxígeno y dióxido de carbono en sangre arterial (presiones parciales de gases), sin penetración corporal. Los métodos intracorporales actuales exigen el empleo de un catéter a permanencia, o una serie de punciones arteriales, y más tarde el análisis *in vitro* de la muestra obtenida para medir pH, presión parcial de oxígeno arterial ( $P_aO_2$ ) y presión parcial de dióxido de carbono en sangre arterial ( $P_aCO_2$ ). El método más exacto y confiable es la obtención directa de muestras, pero genera problemas y riesgos técnicos, tales como los de colocación del catéter arterial, infección, embolia y trombosis del vaso sanguíneo. En fecha reciente algunos dispositivos automáticos, tales como el monitor transcutáneo de oxígeno ( $P_{tc}O_2$ ) y los monitores de gas espirado del tipo infrarrojo y espectrómetro, han eliminado muchos de los problemas del muestreo y la monitorización intracorporales. Es interesante señalar que dichos monitores no sustituyen al análisis *in vitro* con técnicas electroquímicas refinadas de una muestra real de sangre. Los monitores pueden generar valores reales, pero en ocasiones sólo indican una tendencia cambiante y no una cifra absoluta en el hemograma. A diferencia del electrocardiograma o el monitor de la presión arterial, cuya disfunción es fácil de detectar y después verificar por medición directa (auscultación), los instrumentos anteriores pueden producir una cifra errónea que haya perdido su correlación con el valor real *in vivo*. Se necesita que el personal médico sospeche y sea consciente de esa posibilidad siempre que emplee monitores de gases.

Los aparatos mencionados, por no entrañar penetración corporal, son eléctricamente seguros, y no hay conexión con el enfermo, excepto por columnas de aire.

En los inicios del decenio de 1970 dos grupos independientes, integrados por una parte por Huch,

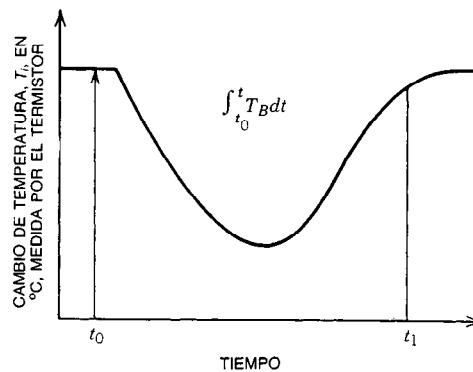


Fig. 42-3. Curva del gasto cardiaco obtenida por termodilución.  $t_0$  = inyección de líquido frío;  $t_1$  = fin de la dilución;  $T_i$  = temperatura inicial de la sangre antes de la inyección.

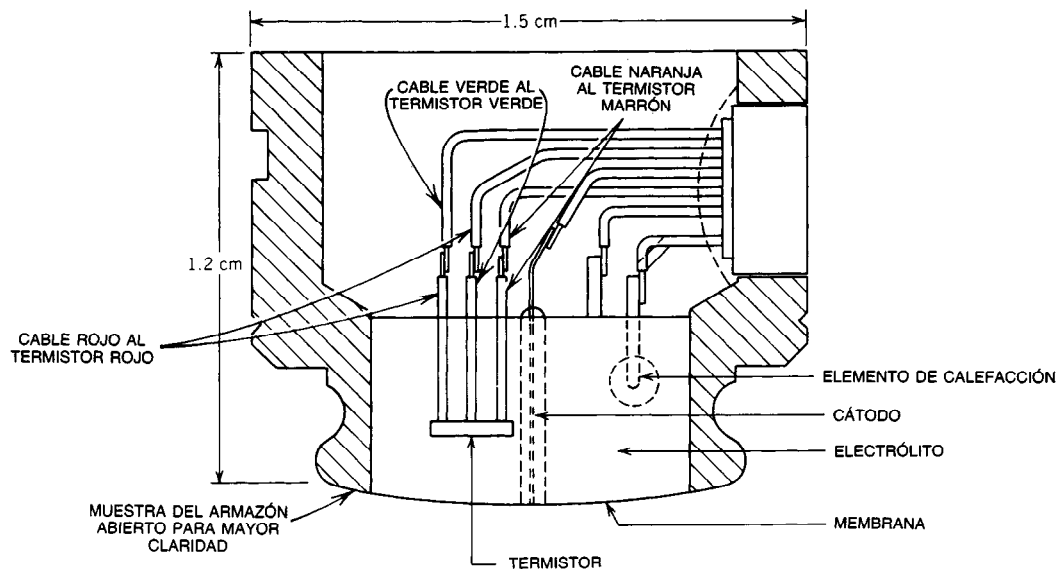


Fig. 42-4. Monitor transcutáneo de oxígeno. Con permiso de Biochem International Inc.

Huch, Menzer y Lubbers, y por otra por Eberhard y colaboradores, introdujeron en el uso diario la medición transcutánea del oxígeno; su enorme aceptación se ha centrado más bien en la unidad de cuidados intensivos del neonato. En ella se ha demostrado en muchos casos una correlación entre  $P_{tc}O_2$  y  $P_aO_2$  de 0.95.

El sistema básico comprende un electrodo de Clark montado dentro de un receptáculo que contiene una solución de electrolitos y una fina membrana que lo separa de la piel del paciente. Dentro del receptáculo se encuentran un elemento de calefacción y un termistor, para incrementar la temperatura de la piel (fig. 42-4).

La aplicación del monitor de  $P_{tc}O_2$  se basa en la difusión del oxígeno desde los capilares subdérmicos hasta el electrodo. El oxígeno llega a la epidermis por un sistema complejo de capilares debajo de dicha capa y muy cerca de la dermis. El espesor de la epidermis y la densidad de los capilares varían con el sitio anatómico. La epidermis es más gruesa en dorso, palmas de manos y plantas de pies, tiene en el adulto 30 a 90  $\mu m$  y es mucho más fina en el neonato. En la cara es máxima la concentración de capilares. El flujo sanguíneo por un lecho capilar dado es función del gasto cardíaco y la resistencia intrínseca contra él dentro de dicho lecho, lo cual depende de las arteriolas que están en el punto de penetración de ese lecho. El diámetro de las arteriolas es regulado por factores nerviosos centrífugos y humorales circulantes. La concentración de oxígeno en la sangre es función de la capacidad oxigenadora de los pulmones, y la cantidad de gas que llega a los tejidos es producto del flujo a dicha región multiplicado por la diferencia entre la concentración de oxígeno en el flujo de entrada arterial y en el de salida venosa.

En un intento de reducir el número de parámetros que controlan el aporte de oxígeno a la piel debajo del

transductor, se coloca un elemento calefactor dentro del receptáculo del electrodo. El incremento de la temperatura cutánea ocasiona una vasodilatación local, que ayuda a conservar un flujo constante por los capilares. Se aumenta la temperatura de la piel hasta 43 °C y se conserva constante por medio de un termistor en un ciclo de retroalimentación con el elemento calefactor. Sobre el tablero de control del instrumento se indica la cantidad de corriente o energía necesaria para conservar dicha temperatura; tal variable es fisiológicamente importante, porque un incremento en la corriente puede reflejar un decremento en la temperatura ambiente o corporal. Todos los neonatos se mantienen en un medio ambiente con temperatura controlada. La elevada correlación entre  $P_{tc}O_2$  y  $P_aO_2$  en el neonato es una consecuencia de la fina epidermis y el medio ambiente controlado. Si fallara el gasto cardíaco del bebé, tal correlación disminuiría.

El instrumento debe tener alarmas para las corrientes necesarias para dichas temperaturas muy altas y muy bajas, y mostrar la temperatura correspondiente a la superficie de la piel, así como la cantidad de energía necesaria para conservarla. Dado el calor aplicado en la superficie cutánea es necesario cambiar a intervalos regulares la posición del transductor, por el riesgo de producir una quemadura de segundo grado, especialmente en neonatos. También es de enorme importancia, por el mismo motivo, la confiabilidad del circuito calefactor.

Los principales problemas en el diseño del monitor transcutáneo de oxígeno, y en su empleo clínico, son su estabilidad, calibración y tiempo de respuesta del aparato. La deshidratación de la solución de electrolitos hace que cambie su permeabilidad al oxígeno, y genera "desviaciones" y obliga a una recalibración; dicho problema se ha resuelto en parte con la adición de

etilenglicol a la solución de electrolitos para retardar la deshidratación, aunque por desgracia dicha sustancia reduce la sensibilidad del electrodo al oxígeno. La difusión de éste desde la piel hasta el electrodo también es afectada por el material y el espesor de la membrana interpuesta entre la piel y el electrodo. Entre los materiales sintéticos utilizados están el teflón, mylar y polipropileno, cada uno con sus características propias de permeabilidad y tiempo de respuesta. El espesor de dichas membranas varía de 0.5 a 1.0 milipulgadas. Los estudios *in vitro* han demostrado diferencias cuantitativas entre dichos materiales, pero no se ha hecho una valoración *in vivo* de tales discrepancias. Se ha demostrado que cuando circulan en la corriente sanguínea los gases anestésicos, interfieren con el oxígeno, y que tal interacción puede disminuir si se emplea una membrana con baja permeabilidad al oxígeno.

En fecha reciente se introdujo en aplicación clínica la detección y análisis, por medio de rayos infrarrojos, de la concentración de dióxido de carbono en los gases respiratorios espirados. Los instrumentos se basan en la propiedad del dióxido de carbono de absorber cierta radiación infrarroja; dicho gas tiene espectros de absorción a 15, 4.26, 2.77 y 2.69  $\mu\text{m}$ . En los analizadores comerciales se utiliza el pico de 4.26  $\mu\text{m}$ . Se hace pasar el  $\text{CO}_2$  espirado por una cubeta entre una fuente de rayos infrarrojos y un filtro/detector. El filtro muestra una interferencia a 4.2  $\mu\text{m}$ , y el detector es un sensor fotoeléctrico de arseniuro de germanio. Se logra la estabilización electrónica fragmentando mecánicamente la fuente infrarroja y desmodulando la señal después de su detección. La concentración de  $\text{CO}_2$  es inversamente proporcional a la cantidad de radiación recibida por el sensor mientras pasa el gas por la cubeta, y un incremento de concentración hace que aumente la absorción de la fuente infrarroja.

Al terminar la fase espiratoria, la concentración de  $\text{CO}_2$  normalmente es igual a la concentración alveolar de  $\text{CO}_2$ . El  $\text{CO}_2$  del final de espiración (y también el alveolar) refleja el grado de idoneidad de la ventilación (velocidad y volumen) para eliminar de la sangre el  $\text{CO}_2$ . Si los dos últimos parámetros son inadecuados, el  $\text{CO}_2$  teleespiratorio aumenta, y también la  $\text{P}_a\text{CO}_2$ . El incremento puede detectarse en las muestras de gases espiratorios obtenidas de la bucofaringe o de los tubos del ventilador, y medirse la concentración de dióxido de carbono con el analizador infrarrojo; así se reduce la necesidad de un muestreo frecuente y lento de sangre arterial para medir gases cuando hay duda sobre la idoneidad ventilatoria.

A pesar de sus ventajas, estos instrumentos no están exentos de problemas de operación y diseño. Durante la anestesia, otros gases pueden interferir con los espectros de absorción de  $\text{CO}_2$ . El óxido nitroso ( $\text{N}_2\text{O}$ ), un gas anestésico, tiene un pico de absorción de 3.9  $\mu\text{m}$  e interfiere con el pico de absorción del dióxido de carbono. Para evitar este problema, el filtro de interferencia debe ser de banda angosta.

La condensación de agua en la cabeza del sensor altera su sensibilidad, problema que se resuelve calentando el sensor o haciendo pasar en dirección contraria aire seco caliente por la tubería del sistema. Sin embar-

go, a veces se acumulan demasiados detritos, tales como restos de sangre o esputo, y las lecturas de concentración son inexactas.

También se usa la espectrometría de masas para analizar la concentración de los gases inspirados y espirados; para ello se aspiran gases de la bucofaringe o del tubo del ventilador, como ocurre con el detector infrarrojo, y después se deja que escapen continuamente de la bomba de aspiración a baja presión, hacia la cámara de alto vacío del espectrómetro. Cada gas tiene su propio espectro de masa y se analiza con base en él. Este sistema puede utilizarse para vigilar a varios pacientes simultáneamente, conectando al espectrómetro los tubos provenientes de cada enfermo. Los tubos deben tener la misma longitud desde el sujeto hasta el espectrómetro para que sean idénticos los tiempos de aspiración de muestras. Cada paciente puede ser controlado continuamente o a intervalos. Las velocidades de flujo dentro de los tubos de muestreo son del orden de 100 ml/min. La extracción de muestras en cada enfermo debe hacerse durante 15 a 30 segundos para lograr un perfil respiratorio adecuado.

Como ocurre con el analizador infrarrojo, los tubos de muestreo no deben tener material extraño que obstruya el flujo de gas; el tubo puede tener incluso 20 metros desde el enfermo al espectrómetro, y estar empotrado en la canalización de la pared, por lo cual será difícil limpiarlo en caso de obstruirse.

#### 42.4 MONITORIZACIÓN DE LA PRESIÓN INTRACRANEAL

El cerebro está dentro del cráneo, que en el adulto es un compartimiento cerrado y rígido. Algunos procesos patológicos, tales como la hemorragia postraumática o un accidente cerebrovascular o edema cerebral, elevan la presión dentro de dicho compartimiento. Este incremento, si no se somete a tratamiento, puede destruir las células nerviosas.

La medición seriada (monitorización) de la presión intracraneal se ha utilizado en unidades de cuidado intensivo neurológico desde 1960, fecha en que Lundberg la cuantificó en forma continua por medio de un catéter a permanencia en un ventrículo cerebral, conectado a un transductor manométrico externo. Dicha técnica tiene defectos, tales como el riesgo de infección y la colocación difícil del catéter en los ventrículos comprimidos por la elevada presión.

La presión intracraneal normal es de 0 a 11 torr (0 a 150 cm  $\text{H}_2\text{O}$ ); varía poco durante el sueño, y depende de la posición de la cabeza respecto al cuerpo (sujeto sentado o sobre su vientre). A las presiones estáticas normales se superponen unas ondas episódicas resultantes de la respiración y el latido cardíaco. Excepto las variaciones normales mencionadas, cualquier incremento de la presión intracraneal es un signo ominoso, y ante cualquier manifestación clínica de este problema, es indispensable la intervención médica o quirúrgica inmediata.

El material celular del encéfalo está encerrado en el cráneo óseo, rodeado por un tejido llamado durama-

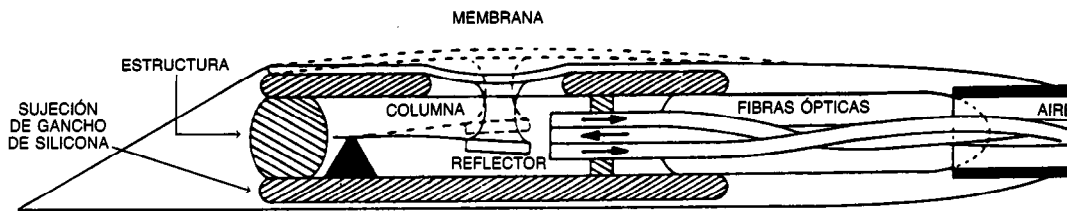


Fig. 42-5. Corte transversal de la porción intracraneal de un sensor de presión. Reproducido con permiso de A. B. Levin, *Neurosurgery* 1(3):267 y de Ladd Research Industries, Inc.

dre, que está exactamente adosado al hueso. La trepanación del cráneo, con incisión de la duramadre, pone al tejido encefálico subyacente en contacto con el exterior. Para medir la presión intracraneal se coloca un "tornillo" hueco en el orificio trepanado, conectado a un transductor manométrico (piezoeléctrico) por un tubo lleno de líquido que le transmite la presión hidrostática del interior. Tal dispositivo puede insertarse en la unidad de cuidados intensivos, y su empleo no entraña tanta penetración como la canulación de los ventrículos. No debe usarse en el bebé, porque las tablas craneales son demasiado finas para sostener el tornillo. En todos los sistemas de transducción tienen lugar pequeñas fugas de aire y siempre es necesario agregar líquido a los tubos, lo cual debe hacerse con enorme cuidado para no incrementar más la presión intracraneal. En la boca del tornillo pueden quedar atrapados tejidos o restos de otro tipo, y amortiguar los cambios en la presión transmitida, lo que obliga a lavar el sistema. Hasta menos de 1 ml de líquido puede incrementar artificialmente la presión intracraneal. Una de las desventajas del sistema es el riesgo de meningitis a causa de abrir la duramadre. Con este sistema es posible la puesta a cero del transductor.

El dispositivo neumático-fibrótico presentado a mediados del decenio de 1970 eliminó muchos de los problemas de la medición (monitorización) de la presión intracraneal a cráneo abierto; el dispositivo consiste en un espejo montado sobre una membrana, dentro de una cámara cerrada, que se implanta a través de un orificio en el cráneo, pero encima de la duramadre intacta. Una fuente de luz fibrótica aferente transmite un haz al espejo, que es reflejado en hebras fibróticas eferentes. Ante los cambios de la presión intracraneal la membrana desplaza el espejo y la luz se refleja retrocediendo por las vías eferentes; la diferencia de intensidad entre la luz aferente y la eferente se mide con un amplificador diferencial. La salida de éste pasa a un fuelle que incrementa la presión dentro del sensor, contrarresta el incremento de presión intracraneal y vuelve el espejo a su posición neutra (fig. 42-5). El sensor se ajusta a cero cuando no tiene ningún contacto. La calibración es electrónica.

El aparato en cuestión se ha utilizado dentro y fuera del cráneo. En el neonato, la fontanela anterior es blanda y sobresale cuando la presión intracraneal aumenta demasiado. El transductor fibrótico de presión puede aplicarse a la fontanela sobre el cuero cabelludo; la presión medida no es absoluta y recibe la in-

fluencia de la forma en que se fija el sensor al cuero cabelludo. La presión inicial medida es la suma de dos presiones desconocidas, la de fijación y la intracraneal. Después, el dispositivo mide los cambios en la presión intracraneal.

La situación es semejante cuando el sensor se coloca entre la duramadre y el cráneo. El dispositivo se coloca con delicadeza para que la presión de fijación sea mínima. La duramadre está intacta y por ello es menor el riesgo de meningitis (fig. 42-6).

#### 42.5 MONITORIZACIÓN DE LA TEMPERATURA

La temperatura es el parámetro vigilado más sencillo de medir y consagrado. La interpretación de sus tendencias indica una infección incipiente, pérdida del control humoral o metabólico, tipo de infección, órgano afectado y la eficacia del tratamiento.

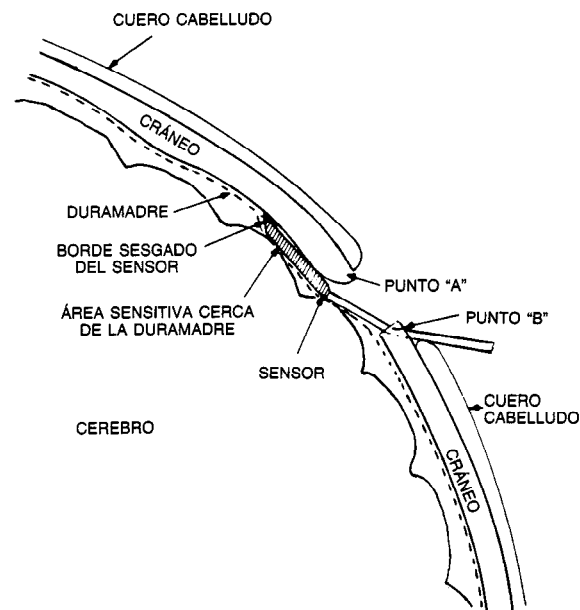


Fig. 42-6. Colocación del sensor de presión intracraneal. Reproducido con permiso de A. B. Levin, *Neurosurgery* 1(3):267 y de Ladd Research Industries, Inc.



Para temperatura, hay transductores de mercurio en cristal, termistores y diodos de polarización inversa. En ocasiones se emplean termopares. La vigilancia del paciente anestesiado o hipotérmico suele hacerse con una sonda rectal o esofágica acoplada a un medidor digital o analógico, que no señala tendencias. En personas que no están en fase aguda, la medición se puede hacer fácilmente con termómetros sublinguales o rectales de columna de mercurio. En muchas instituciones se usan sondas digitales manuales, pues son más rápidas y menos frágiles. Para la valoración precisa del sujeto en estado crítico es indispensable medir la temperatura central por medio de un termistor en el extremo distal de un catéter dirigido por balón (de Swan-Ganz, descrito en párrafos anteriores). Dada la enorme diferencia entre las temperaturas de la piel y de las vísceras internas debido a la constricción o dilatación de los vasos periféricos, las sondas autoadherentes de contacto superficial tienen una utilidad limitada en la unidad de cuidado crítico, pero se usan en investigación vascular.

## 42.6 COMPUTADORAS

El uso de computadoras en la unidad de cuidados intensivos comprendió inicialmente el análisis electrónico de los trazos y patrones electrocardiográficos, y la obtención de información del paciente. Poco a poco se incorporó el análisis de tendencias de varios parámetros fisiológicos, y se crearon programas de diagnóstico e investigación de enfermedades. Casi todas las unidades computarizadas de este tipo se basan en una macrocomputadora central "de tiempo compartido" o una microcomputadora "dedicada" (para uso específico). En consecuencia, sólo los grandes centros médicos pueden afrontar los gastos de adquisición, conservación y operación de este sistema. Con el advenimiento de la microcomputadora se ha podido automatizar incluso la más pequeña unidad de cuidados intensivos. La relativa facilidad de operación de las microcomputadoras, la versatilidad de los dispositivos periféricos y la posibilidad de programar la microcomputadora para cada paciente hacen muy atractivo su uso en cada enfermo. Las microcomputadoras tienen muy diversos empleos, desde establecer bases de datos de farmacopea hasta generar programas de orientación y enseñanza al personal. En la clínica se utilizan muchas unidades "dedicadas" para reducción, análisis, almacenamiento y recuperación de datos, junto con todas las formas de monitorización. Los dispositivos totalmente programables permiten individualizar programas clínicos para cada enfermo, según las necesidades locales, y han eliminado muchas tareas lentas y difíciles. Un ejemplo de vinculación monitor-computadora es el llamado perfil fisiológico automatizado, un esquema de monitorización muy utilizado en clínica. Los datos obtenidos de la vigilancia de la presión, análisis de gases sanguíneos y cateterismo del hemicardio derecho y los índices hematológicos se compulsan e introducen en la microcomputadora desde la misma cabecera del paciente. Se calculan los índices derivados del fun-

cionamiento hemodinámico y pulmonar y se obtiene un histograma impreso en el que se comparan los datos obtenidos con los valores normales. La comparación de los impresos seriados permite advertir las tendencias clínicas, una ventaja novedosa (fig. 42-7).

## 42.7 SEGURIDAD

El factor seguridad en cuanto a protección del operador y del paciente es de interés fundamental, debido al entorno eléctrico y físico adverso del hospital típico. Dentro de la planta física, en las tomas de corriente existen resistencias desiguales en las conexiones a tierra y en los circuitos de tierra. La red de conexiones a tierra de las camas y demás equipo metálico no es siempre fiable, y es común que se derramen líquidos, que son buenos conductores.

El microchoque eléctrico es el peligro más común, y puede culminar en fibrilación ventricular que produzca la muerte. Basta una corriente de 10 a 20  $\mu$ A a 50-60 Hz para inducir fibrilación ventricular, si se aplica directamente en el miocardio. Después de operaciones a corazón abierto, se dejan alambres de marcapaso unidos al epicardio, que pasan por la piel del tórax, con terminaciones no aisladas; es evidente que tales alambres pueden causar la muerte.

Cuando se emplean catéteres a permanencia para medir la presión, a menudo se llenan con solución salina los tubos que los conectan con los transductores. La inadecuada conexión o toma a tierra con corrientes de fuga a lo largo de los tubos puede hacer que el torrente sanguíneo reciba corriente eléctrica. El aislamiento del extremo frontal puede lograrse por acoplamiento óptico, aislantes inductivos o puentes resistor-diodo. Ocurre un problema semejante cuando se aplica un macrochoque, como resultado de circuitos de conexión a tierra o corrientes inducidas. Sin embargo, en estos casos los niveles de umbral de fibrilación ventricular se elevan a unos 10 mA. Puede causar quemadura un nivel de apenas 100 mA. Pocas personas sobreviven a una corriente mayor de 5 A. La resistencia cutánea puede variar desde algunos ohms hasta más de 10 kilo-ohms, según la ruta de la corriente y humedad de la piel, y por ello el voltaje necesario para generar tal intensidad de corriente puede variar desde sólo unos cuantos hasta miles de volts.

En casi todos los exteriores de hospitales existen deficiencias inevitables en el cableado, e inadecuada protección. Además de los problemas inherentes de construcción y diseño, el mal trato, deficiencias de mantenimiento y desconocimiento de defectos del equipo pueden conducir a un desastre. Se necesitan programas de inspección regular y adiestramiento del personal sobre el empleo correcto del equipo.

Además de consideraciones sobre seguridad los defectos en las conexiones a tierra o protecciones (disyuntores) pueden reducir la relación señal/ruido y alterar las lecturas. Cierta equipo portátil, como por ejemplo el de rayos X o ultrasonido, puede generar grandes crestas de corriente transitoria de gran magnitud. En estos casos, el equipo mal instalado se de-

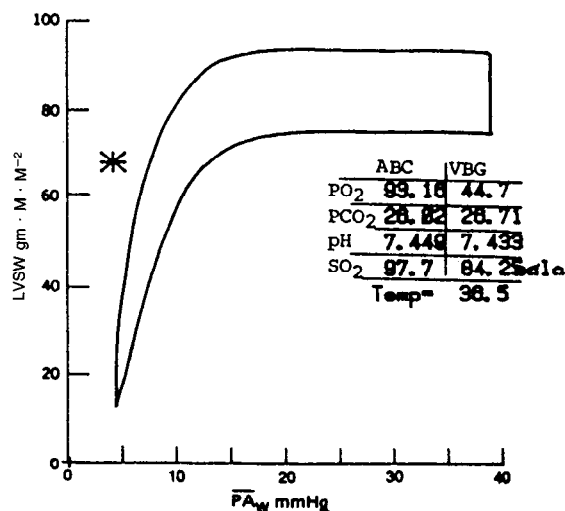
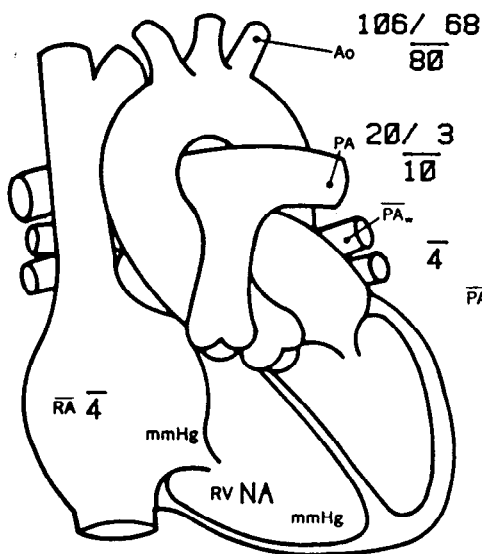
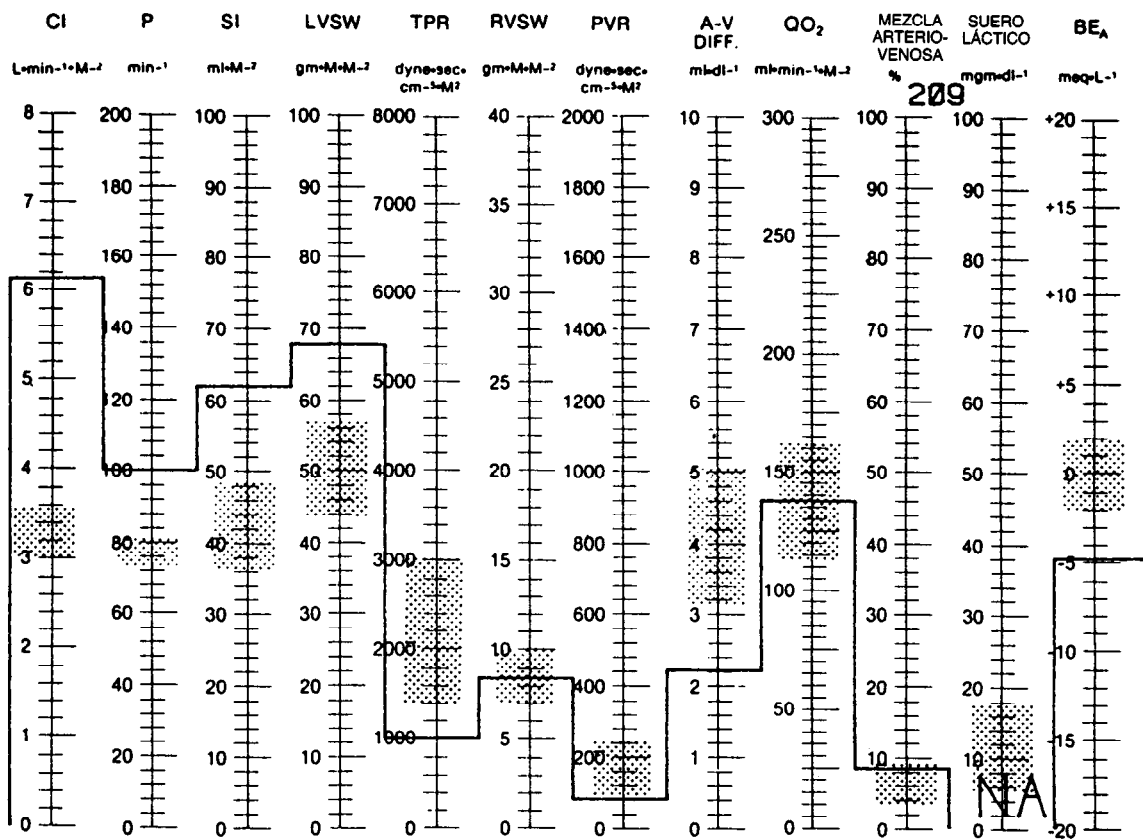


Fig. 42-7. Perfil fisiológico automatizado. CI = índice cardíaco; P = velocidad del pulso; SI = índice de ataque; LVSW = ataque ventricular izquierdo; TPR = resistencia periférica total; RVSW = ataque ventricular derecho; PVR = resistencia vascular pulmonar; A-V DIFF. = diferencia de oxígeno auriculoventricular; QO<sub>2</sub> = consumo de oxígeno; BE<sub>A</sub> = exceso arterial; ABC = gases en sangre arterial; VBG = gases en sangre venosa; Ao = aorta; PA = arteria pulmonar; PA<sub>w</sub> = trabajo de la arteria pulmonar; RA = aurícula derecha; RV = ventrículo derecho.

teriora fácilmente. Filtros de entrada en el cableado y transformadores de voltaje constante, combinados con la colocación de un surgistor (que es una bobina de choque que amortigua las crestas de los transitorios) a mitad de la línea, ayudarán a solucionar el problema.

#### LIBROS Y REVISTAS

- *Automated Physiological Profile-User's Manual*, Life Sciences Inc.
- L. E. Baker, "A Rapidly Responding Narrow-Band Infrared Gaseous CO<sub>2</sub> Analyzer for Physiological Studies", *IRE Trans. Biomed. Electr.* **24**:16-24.
- J. P. Blackburn y T. R. Williams, "Evaluation of the Datex CD-101 and Codart Capnograph Mark II Infra-Red Carbon Dioxide Analysers", *Br. J. Anaesth.* **52**:551-555.
- W. Blumenfeld y colaboradores, "On-Line Respiratory Gas Monitoring", *Computers Biomed. Res.* **6**:139-149.
- J. M. R. Bruner, L. J. Krenis, J. M. Kunsman y A. P. Sherman, "Comparison of Direct and Indirect Methods of Measuring Arterial Blood Pressure", *Med. Instrumen.* **15**:11-21.
- J. M. R. Bruner, L. J. Krenis, J. M. Kunsman y A. P. Sherman, "Comparison of Direct and Indirect Methods of Measuring Arterial Blood Pressure, Part II", *Med. Instrumen.* **15**:97-101.
- J. M. R. Bruner, L. J. Krenis, J. M. Kunsman y A. P. Sherman, "Comparison of Direct and Indirect Methods of Measuring Arterial Blood Pressure, Parte III", *Med. Instrumen.* **15**:182-188.
- C. R. Collier y colaboradores, "Continuous Rapid Infrared CO<sub>2</sub> Analysis", *J. Lab. Clin. Med.* **45**:526-539.
- P. Eberhard y W. Mindt, "Reliability of Cutaneous Oxygen Measurement by Skin Sensors with Large Size Cathodes", *Acta Anaesth. Scand. (Suppl.)* **68**:20-27.
- P. Eberhard y W. Mindt, "Interference of Anesthetic Gases at Skin Surface Sensors for Oxygen and Carbon Dioxide", *Crit. Care Med.* **9**:717-720.
- C. D. Ferris, "Gaseous Oxygen Monitor and Instrument for Evaluating Polarographic O<sub>2</sub> Electrodes", *ISA Biomed. Sci. Instrum.* **18**:99-102.
- C. D. Ferris, *Introduction to Bioinstrumentation*, Humana, Clifton, NJ.
- C. D. Ferris y D. N. Kunz, "Design Considerations for Oxygen-Sensing Electrodes", *ISA Biomed. Sci. Instrum.* **17**:103-108.
- N. N. Finer, "Newer Trends in Continuous Monitoring of Critically Ill Infants and Children", *Ped. Clin. N. America* **27**:553-566.
- B. R. Finial, "Indirect Monitoring of Blood Pressure", *Anesth. Analges.* **49**:204-210.
- M. A. Flitter, *Techniques of Intracranial Pressure Monitoring*, en M. Weiss, ed., *Clinical Neurosurgery*, Williams & Wilkins, Baltimore.
- K. T. Fowler, "The Respiratory Mass Spectrometer", *Phys. Med. Biol.* **14**:185-199.
- G. Graham y M. A. Kenny, "Performance of a Radiometer Transcutaneous Oxygen Monitor in a Neo Natal Intensive Care Unit", *Clin. Chem.* **26**:629-633.
- *Guide to Physiological Pressure Monitoring*, Hewlett-Packard Co.
- D. R. Hebrank, "Noninvasive Transcutaneous Oxygen Monitoring", *J. Clin. Eng.* **6**:41-47.
- A. Hill y J. J. Volpe, "Measurement of Intracranial Pressure Using the Ladd Intracranial Pressure Monitor", *J. Pediatr.* **98**:974-976.
- D. R. Kerr e I. V. Malhotra, "Electrical Design and Safety in the Operating Room and Intensive Care Unit in Anesthetic Considerations in Setting Up a New Medical Facility", *Internat. Anesth. Clin.* **19**:27-47.
- A. B. Levin, "The Use of a Fiberoptic Intracranial Pressure Transducer in the Treatment of Head Injuries", *J. Trauma* **17**:767-773.
- D. W. Lubbers, "Theoretical Basis of the Transcutaneous Blood Gas Measurements", *Crit. Care Med.* **9**:721-733.
- I. P. Murray, "Complications of Invasive Monitoring", *Med. Instrum.* **15**:85-89.
- S. G. Olsson y colaboradores, "Clinical Studies of Gas Exchange during Ventilatory Support—A Method Using the Siemens-Elcoma CO<sub>2</sub> Analyzer", *Br. J. Anaesth.* **52**:491-499.
- J. J. Osborn, "Cardiopulmonary Monitoring in the Respiratory Intensive Care Unit", *Med. Instrum.* **11**:278-282.
- J. L. Peabody y colaboradores, "Clinical Limitations and Advantages of Transcutaneous Oxygen Electrodes", *Acta Anesth. Scand. (Suppl.)* **68**:76-82.
- D. J. Powner y J. V. Snyder, "In Vitro Comparison of Six Commercially Available Thermodilution Cardiac Output Systems", *Med. Instrum.* **12**:122-127.
- T. D. Rafferty y colaboradores, "In Vitro Evaluation of a Transcutaneous CO<sub>2</sub> and O<sub>2</sub> Monitor: The Effects of Nitrous Oxide Enflurane and Halothane", *Med. Instrum.* **15**:316-318.
- R. O. Russel Jr. y C. E. Macklet, *Hemodynamic Monitoring in a Coronary Intensive Care Unit*, Futura, Mount Kisco, NY.
- H. J. Swan, W. Ganz y colaboradores, "Catheterization of the Heart in Man with the Use of a Flow-Directed Balloon Tipped Catheter", *N. Engl. J. Med.* **283**:447-451.
- K. K. Tremper y W. C. Schowmaker, "Transcutaneous Oxygen Monitoring of Critically Ill Adults, with and without Low Flow Shock." *Crit. Care Med.* **9**:706-709.
- S. Z. Turney y colaboradores, "Automatic Respiratory Gas Monitoring", *Ann. Thorac. Surg.* **14**:159-172.
- R. J. Vale, "Monitoring of Temperature During Anesthesia in Anesthetic Considerations in Setting Up a New Medical Facility", *Internat. Anesth. Clin.* **19**:61-83.
- F. Wilson, ed., *Critical Care Manual*, Upjohn.

## CAPÍTULO 43

# Prótesis

### Harold Z. Haut

Medical Systems Corporation  
Greenvale, Nueva York

### Harry Levitt

State University of New York  
Nueva York

### William Lembeck

New York University Post Graduate Medical School  
Nueva York

#### 43.1 Implantes

- 43.1.1 Introducción
- 43.1.2 Principios
- 43.1.3 Estimulación rítmica cardíaca artificial (marcapaso)
- 43.1.4 Desfibrilador automático implantable
- 43.1.5 Control de la respiración por un marcapaso eléctrico de estimulación diafragmática
- 43.1.6 Control de la función vesical
- 43.1.7 Estimulación eléctrica para corregir escoliosis
- 43.1.8 Estimulación del nervio ciático poplíteo externo para corregir el pie péndulo
- 43.1.9 Reducción o soldadura de fracturas óseas por medio de estimulación eléctrica
- 43.1.10 Control del dolor mediante estimulación eléctrica
- 43.1.11 Control de la espasticidad y de trastornos del movimiento
- 43.1.12 Futuro

#### 43.2 Procesamiento de señales en personas con deficiencias de comunicación

- 43.2.1 Magnitud de las deficiencias de comunicación
- 43.2.2 Amplificación acústica para personas con deficiencias auditivas

- 43.2.3 Dispositivos de análisis del habla para personas con deficiencias auditivas
- 43.2.4 Estimulación eléctrica directa
- 43.2.5 Prótesis no auditivas para personas con deficiencias de audición
- 43.2.6 Dispositivos para rehabilitación foniátrica
- 43.2.7 Controversias
- 43.2.8 Prótesis para personas con deficiencias visuales
- 43.2.9 Dispositivos para disfunciones foniátricas

#### 43.3 Prótesis eléctricas (miembro superior)

- 43.3.1 Antecedentes
- 43.3.2 Prótesis accionadas por energía corporal
- 43.3.3 ¿Por qué usar energía eléctrica?
- 43.3.4 ¿Por qué nos ocupamos únicamente de las prótesis de miembro superior?
- 43.3.5 ¿Qué articulación anatómica?
- 43.3.6 Dispositivos de prensión (manos y garfios)
- 43.3.7 Codos
- 43.3.8 Muñecas y otras prótesis accionadas externamente
- 43.3.9 Sistemas de control
- 43.3.10 Objetivos futuros

### 43.1 IMPLANTES

**Harold Z. Haut**

#### 43.1.1 Introducción

Cada año se coloca en todo el mundo una gran variedad de prótesis médicas con fines muy diversos, desde aliviar el dolor y restaurar funciones perdidas por lesión o enfermedad, hasta prolongar la vida.

Más de medio millón de individuos sobreviven a deficiencias cardíacas gracias a los marcapasos. Cerca de 300 000 enfermos que estarían inválidos y sufrirían dolor artrítico constante caminan gracias a caderas artificiales. Los pacientes con cataratas ven, porque tienen implantadas lentes intraoculares, y las víctimas de arteriosclerosis muestran mejoría de su circulación gracias a los injertos vasculares.

Otros implantes que se han perfeccionado son los que evitan arritmias mortales, sustituyen por completo el corazón humano, auxilian en la audición a personas sordas, mueven músculos paralíticos, "bombean" fármacos a sitios en que se requieren, estimulan el crecimiento de huesos e incitan la reducción (soldadura) de fracturas difíciles.

Antes de 1950 no se conocían muchos de estos implantes y, con excepción de los odontológicos, pocos se

usaron antes de 1960. El progreso en la ciencia de los materiales y la revolución de la electrónica en los últimos decenios han permitido que se vuelvan realidad tales aditamentos.

En el presente capítulo se expone lo relativo a algunos implantes electrónicos de amplio uso en el ser humano. La tabla 43-1 incluye varios de los que han dado mejor resultado, y sus aplicaciones.

#### 43.1.2 Principios

##### Organización de sistemas

El fundamento racional para implantar un dispositivo electrónico es que ejecute su función dentro del cuerpo sin necesidad de pasar alambres a través de la piel. Todos los sistemas implantados, con pocas excepciones, poseen medios de control externos. Las órdenes, y en algunos casos la energía operativa, se transmiten a través de la piel intacta hasta el encapsulado electrónico implantado. Como "portadores" se utilizan la energía de radiofrecuencia, de campos magnéticos y acústica de ultrasonido. Entre los esquemas de modulación están la amplitud de pulsos analógicos, la anchura de pulsos y otros de tipo digital con codificación de pulsos. En algunos implantes complejos se opera desde el exterior un sistema telemétrico de valoración del estado del dispositivo implantado, o de los parámetros fisiológicos. La figura 43-1 es el diagrama de bloques de un sistema típico de implante.

La mayor parte de los implantes electrónicos trabajan transmitiendo un estímulo eléctrico a un tejido excitable, tal como un nervio o músculo; con pocas excepciones, tal estímulo es un pulso rectangular de corriente, acoplado capacitivamente desde un generador de pulsos hasta los electrodos vinculados con el tejido. Existen algunas dudas respecto a la eficiencia en cuanto a energía de un pulso rectangular, a diferencia de lo que ocurre por ejemplo en el caso de una forma de onda que crece exponencialmente, pero dada la facilidad con que se generan por medios electrónicos aquellos pulsos los ha vuelto de uso común.

##### Electrofisiología de la estimulación

El mecanismo por el cual un estímulo eléctrico afecta el tejido muscular o nervioso es la despolarización de su membrana celular. Normalmente, a través de su membrana las células de los músculos o nervios conservan una diferencia de potencial en reposo aproximada de  $-70$  a  $-90$  mV (intracelular/extracelular). Cuando una célula muscular se contrae o una nerviosa desencadena un impulso, esta diferencia de potencial llega momentáneamente a cero, junto con la descarga. Es posible inducir por un medio artificial descargas, cambiando la diferencia de potencial a través de la membrana hasta un nivel umbral, por lo regular una cifra más cercana a cero que el potencial negativo en reposo. Lo anterior se logra con un electrodo extracelular que, al recibir un pulso catódico, "inunda" la zona vecina, que es el tejido "objetivo", de iones negativos. La presencia de éstos en el exterior de la célula contrasta el potencial intracelular negativo normal hasta reducir el potencial transmembrana al nivel umbral,

**Tabla 43-1. Algunos implantes electrónicos y su uso**

Nombre	Aplicación
Desfibrilador automático implantable (AID)	Desfibrilar el corazón arritmico
Estimulador de la vejiga	Restaurar el control vesical
Estimulador del crecimiento óseo	Reducir fracturas de difícil soldadura
Marcapasos cardíaco	Corregir arritmias cardíacas
Estimulador del cerebelo	Controlar la espasticidad en la parálisis cerebral y las crisis convulsivas en la epilepsia; controlar la psicosis intensa
Estimulador cerebral profundo	Controlar el dolor
Estimulador o marcapasos diafragmático	Restaurar el control respiratorio
Estimulador de nervios periféricos	Controlar el dolor
Estimulador del nervio ciático poplíteo externo	Mejorar la marcha en hemipléjicos
Estimulador de la escoliosis	Mejorar la curva escoliótica
Estimulador de médula espinal	Controlar el dolor Controlar la espasticidad Controlar los sistemas de esclerosis múltiple

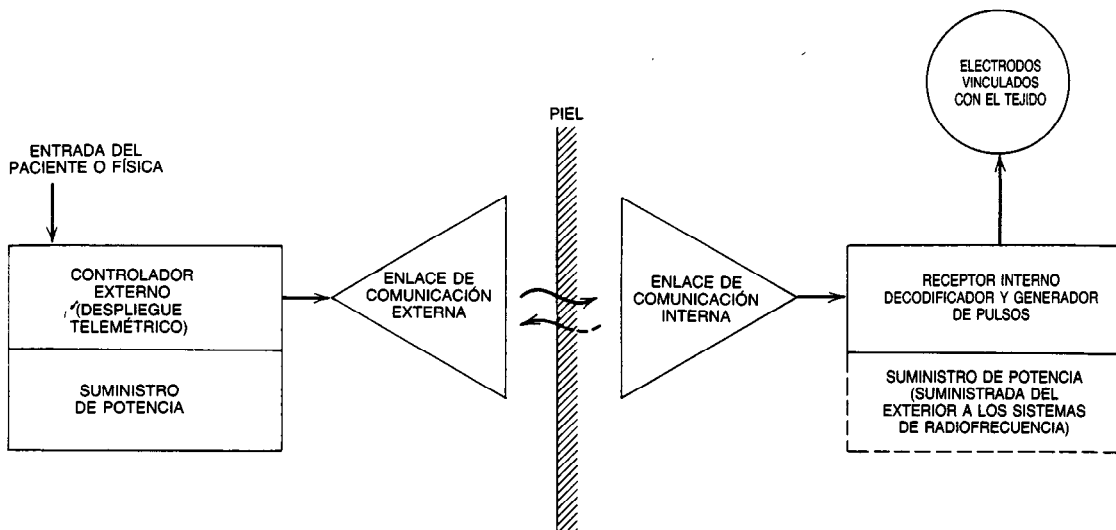


Fig. 43-1. Diagrama de bloques de los sistemas de implante con control y telemetría externos.

con lo que se desencadena el impulso. La excitación e impulso de las células nerviosas o musculares depende de su proximidad al electrodo y de su posición respecto al campo eléctrico creado por él. Este tema se trata a fondo en el trabajo de Ranck<sup>1</sup>.

Los parámetros del pulso de estímulo, tales como la duración, amplitud y frecuencia, varían con su aplicación. La duración puede variar de 50  $\mu$ s a varios milisegundos; la amplitud, de menos de 1 mA a cerca de 30 mA, y la frecuencia, de 1 Hz (marcapaso cardíaco) a 1 500 Hz (estimulación de la médula espinal, para tratar la espasticidad). Algunas aplicaciones también requieren el encendido y apagado del dispositivo aplicador del estímulo durante periodos uniformes o desiguales de segundos, minutos u horas. En la figura 43-2 se muestra una onda de forma acoplada en modo capacitivo.

#### Consideraciones sobre materiales

Los materiales utilizados en el interior del cuerpo deben tener propiedades físicas y electroquímicas que les permitan soportar la corrosión por líquido e iones extracelulares. También deben soportar las grandes tensiones mecánicas que generan los movimientos corporales. La aplicación será el factor que rijas las propiedades físicas exigidas, tales como la flexibilidad, dureza, resistencia tensil (tracción) o permeabilidad al agua. Los productos de corrosión o disolución de metales o de la lixiviación de polímeros no deben ser tóxicos o carcinógenos para los tejidos ni causar un rechazo inmunitario. Todos los componentes implantados han de esterilizarse con algún medio, como por ejemplo el calor, óxido de etileno o radiación.

#### Encapsulamiento

Los circuitos electrónicos basados en semiconductores, tales como transistores, circuitos integrados o híbridos, pueden ser destruidos por ciertos iones, como el sodio,

o experimentar cortocircuitos por líquidos ionizados. Los materiales de encapsulamiento de los implantes electrónicos deben resistir durante largo tiempo la penetración del agua, iones y proteínas que integran el líquido extracelular. Por lo común, si se desea hermeticidad, se usan cápsulas con cierres sellados de vidrio-metal (tipo lámpara) para el paso de los conductores. En implantes accionados por energía externa, como en el caso de algunos neuroestimuladores, no pueden utilizarse encapsulados metálicos, porque atenuarían excesivamente la transferencia de la energía de radiofrecuencia al implante. En vez de ello, cabe utilizar encapsulantes de polímeros, tales como las resinas epóxicas o caucho de siliconas. Todos los polímeros tienen alguna permeabilidad al agua (tabla 43-2). Debe tenerse cuidado de que el encapsulante de polímero se adhiera firmemente al dispositivo electrónico de su interior, para no crear en la interfase entre ambos un espacio en el que se encharque agua que ocasione cortocircuitos, corrosión de metales y electrólisis.

#### Conductores de entrada y electrodos

La estimulación suele hacerse en un sitio alejado del emplazamiento del generador de pulsos. Deben utilizarse alambres conductores de entrada para conectar el generador con los electrodos en el punto de estimulación. Los alambres conductores colocados en plano subcutáneo deben ser lo suficientemente flexibles y tener una elevada resistencia tensil (a la tracción) para que puedan ser desplazados libremente con el movimiento repetitivo del cuerpo, sin sufrir fractura por fatiga. Alrededor de cualquier cuerpo extraño, incluidos los alambres conductores en plano subcutáneo, se forma una cápsula fibrosa dura de tejido conjuntivo, que los envuelve herméticamente y fija en toda su longitud. En consecuencia, pueden generarse grandes esfuerzos tensiles en los alambres conductores por flexión o estiramiento extremos del cuerpo.

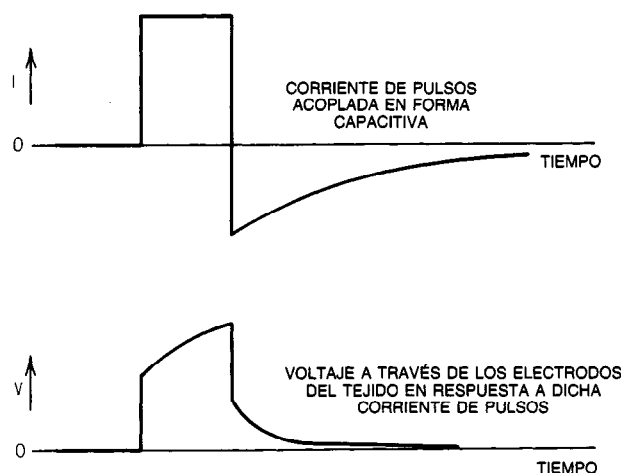


Fig. 43-2. Pulsos típicos de estímulo a base de corriente constante, acoplados en forma capacitiva.

Por otra parte, los alambres conductores endocárdicos del marcapasos cardíaco deben tener un factor de rigidez mínimo que permita introducirlos en dicha vís-cera por vía venosa. Deben tener un conductor y un aislante que soporte 100 000 flexiones al día, una por cada latido cardíaco.

Los materiales conductores de los alambres de entrada deben tener biocompatibilidad satisfactoria, en caso de que haya alguna rotura en el aislamiento que normalmente los separa del líquido extracelular. La corrosión pasiva y la toxicidad tisular causadas por los

productos de la corrosión impiden el empleo permanente de materiales conductores, tales como la plata y el cobre, en alambres de entrada implantados. Es posible que el plomo, componente usual de la soldadura, genere productos tóxicos de corrosión. Se han considerado atóxicos en implantes pasivos ciertos metales y aleaciones, como el oro, platino, iridio, tantalio, acero inoxidable y platino-iridio y, en caso de estimulación bifásica en pulsos (con acoplamiento capacitivo), el platino, iridio y rodio resisten más la corrosión que el oro, que fue más resistente que el acero inoxidable. El platino y varias aleaciones de acero inoxidable se utilizan ampliamente como conductores. El platino puro tiene biocompatibilidad excelente, pero es un metal blando y maleable; por lo común se le alea con el 10 al 20 % de iridio para mejorar sus propiedades mecánicas cuando se usa en electrodos o alambres conductores de entrada. Los conductores se construyen en forma de grandes haces de finas fibras, trenzas o resortes de acero inoxidable alrededor de un elemento central tensil polimérico. También se han utilizado como aislantes en alambres conductores flexibles el caucho de siliconas, poliéster de poliuretano y teflón.

Los electrodos tisulares constituyen la vinculación que conduce corriente desde los conductores metálicos hasta el líquido extracelular, que baña todos los tejidos "objetivo". Dentro de los conductores metálicos la corriente fluye por el movimiento de electrones libres; en el tejido, fluye por el desplazamiento de iones. La transferencia de carga entre un conductor metálico y un conductor iónico puede ocurrir por un mecanismo capacitivo de carga, llamado doble capa de Helmholtz, o por reacciones de oxidación-reducción que pueden ser reversibles. Las reacciones reversibles son aquellas en que los productos de reacción quedan inmovilizados en la superficie del electrodo. Las reacciones irreversibles generan nuevas especies químicas que pueden ser tóxicas al desprenderse del electrodo. Para evitar la lesión tisular debida a subproductos de tipo electroquímico, hay que evitar las reacciones irreversibles.

Tabla 43-2. Transmisión de vapor húmedo por varios polímeros

Polímero (capa de 0.002 pulg)	Transmisión de vapor húmedo (medida a 30.80 °C y 90-98 % de hum. rel.) (g-0.001 pulg/ 100 pulg <sup>2</sup> -24 h)
Polimonoclorotrifluoretileno	0.02
Acetato de vinilo/etileno	0.20
Cloruro de polivinilideno	1
Paraxilileno	1
Resina epóxica	2
Polipropileno	0.7-3.0
Politetrafluoretileno	3
Poliuretanos <sup>a</sup>	2-9
Policarbonato	10
Polietileno	21
Polimetilmetacrilato	35
Tereftalato de polietileno	48
Poliestireno	120
Celofán	134
Caucho de silicona	170

Con permiso de M. Szycher y W. J. Robinson, *Synthetic Biomedical Polymers*. Technomic, Lancaster, PA.

<sup>a</sup> Depende del tipo.

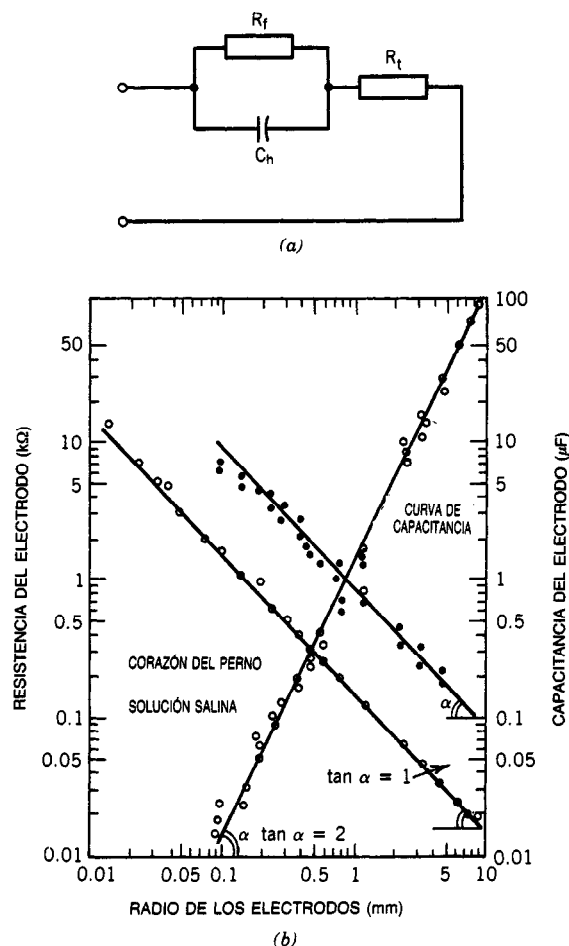


Fig. 43-3. a) Modelo simplificado de parámetros agrupados del circuito equivalente de una interfase (vinculación) de los electrodos a los tejidos orgánicos.  $R_t$  es la resistencia tisular (de los tejidos),  $C_h$  la capacitancia de Helmholtz y  $R_f$  la resistencia de Faraday.  $R_f$  suele ser grande y a menudo no se toma en consideración.  $C_h$  y  $R_f$  guardan relación con la superficie del electrodo. b) Gráfica de los valores  $C_h$  y  $R_f$  en función del radio de un electrodo hemisférico de estimulación cardíaca *in vivo* e *in vitro*. Por cortesía de Pacesymp, Montreal, Quebec, Canadá.

La impedancia de un electrodo en los tejidos puede ser modulada por un circuito RC (fig. 43-3). El valor de un parámetro agrupado de cada componente del modelo depende del material eléctrico, área del electrodo, espaciado entre uno y otro electrodos, y las características del tejido circundante.

Sólo las ondas de forma bifásicas "balanceadas", que no tienen componente neta de corriente directa, pueden alcanzar el flujo de corriente utilizando básicamente reacciones reversibles. Lilly<sup>2</sup> y Brummer y Turner<sup>3</sup> estudiaron las limitaciones electroquímicas del material más usual en electrodos, que es el platino. Informaron que el límite de gasificación de los electrodos de platino pulsados catódicamente era una densidad de corriente de alrededor de 400  $\mu C$  (microcou-

lombs) por centímetro cuadrado real por fase; ésta es la densidad de corriente por arriba de la cual se produce electrólisis y emisión de gases. El área superficial real de un electrodo es la superficie geométrica, multiplicada por un factor que considera la rugosidad de la superficie. En el caso de electrodos de platino moderadamente pulidos, el área real es de 1.4 veces el área geométrica. El límite para la generación de productos de oxidación de iones cloruro ( $Cl^-$ ) es mucho mayor que los límites de gasificación. Casi toda la estimulación se hace con densidades de carga muy inferiores al límite fijado de gasificación. Con densidades de carga de apenas 10  $\mu C$  por centímetro cuadrado real por fase, parte del platino metálico se disuelve en iones de este elemento.



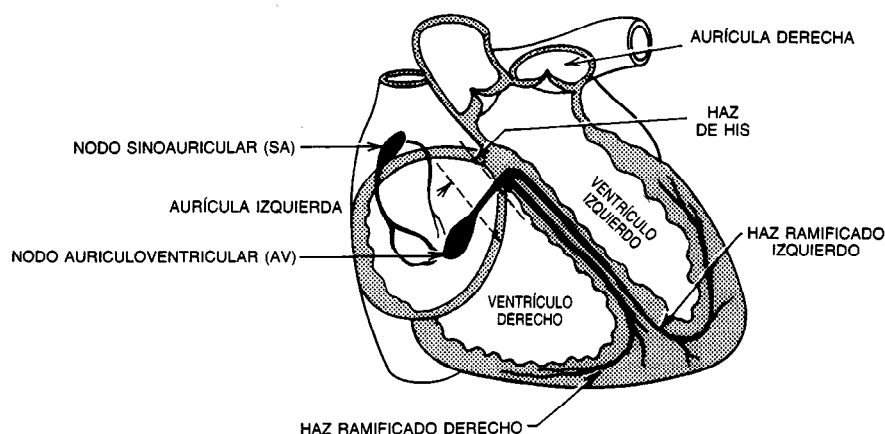


Fig. 43-4. Sistema normal de conducción del corazón.

#### 43.1.3 Estimulación rítmica cardíaca artificial (marcapaso)

La estimulación eléctrica rítmica del corazón se logra adecuadamente por medio del más afortunado y conocido de los dispositivos electrónicos implantables. Cada año se implantan cientos de miles de marcapasos, fabricados por 20 a 25 compañías especializadas. En 1980, el mercado mundial de estos aparatos generó 600 millones de dólares, y en 1985 creció a 757 millones. La época actual de los marcapasos implantables comenzó en 1958, cuando Elmquist y Senning implantaron en Suecia el primer marcapaso accionado por una batería de níquel-cadmio<sup>4</sup>. Schechter<sup>5</sup> ha revisado la historia de la estimulación eléctrica del corazón, que culminó en la creación de los marcapasos.

El ciclo normal de impulsión del corazón comienza con el llenado de las aurículas derecha e izquierda con sangre proveniente de las venas cava y pulmonar, respectivamente. Después se contraen las aurículas en reacción a un estímulo que procede del nodo sinauricular (SA), un marcapaso natural situado en la porción más alta de la aurícula derecha. La sangre es expulsada de las aurículas para pasar a los ventrículos correspondientes por válvulas unidireccionales. La contracción de las paredes musculares más gruesas de los ventrículos es la que genera la mayor parte de la presión arterial necesaria para la circulación de la sangre.

La temporización sincronizada de la contracción ventricular es determinada por un sistema de conducción nervioso localizado dentro del corazón. Durante la contracción auricular, el estímulo sincrotemporalizado del nodo sinauricular llega a otro nodo nervioso en el lado contrario de la aurícula, llamado nodo auriculoventricular (AV). En este último nace un fascículo de tejido nervioso llamado haz de His, que recorre los ventrículos y se subdivide en otros haces ramificados que inervan las dos cavidades mencionadas. Los estímulos provenientes del nodo auriculoventricular, el haz de His y el sistema de haces ramificados se sincronizan para que la contracción ventricular ocurra en el momento exacto respecto a las aurículas, con la má-

xima eficiencia de bombeo de impulsión. El ciclo se repite con cada latido. En la figura 43-4 se ilustra el sistema de conducción y marcapasos naturales dentro del corazón.

La generación del estímulo natural para controlar el ritmo cardíaco, su conducción y la contracción del músculo cardíaco en respuesta a él, son fenómenos caracterizados por una despolarización eléctrica de las membranas de las células musculares o nerviosas. El músculo y los nervios cardíacos están compuestos de miles de células singulares, muchas de las cuales se despolarizan en un momento preciso del ciclo cardíaco; esta despolarización masiva multicelular ocasiona un fenómeno eléctrico que, cuando llega a la superficie cutánea transportado por medio del conductor volumétrico que es el líquido tisular iónico, genera ondas que pueden registrarse en forma de electrocardiograma. Este registro está integrado por componentes que guardan relación con los diversos fenómenos cronológicos del ciclo cardíaco; se emplea de ordinario para diagnosticar una enfermedad cardíaca. En la figura 43-5 se ilustra un electrocardiograma y su relación con el ciclo cardíaco.

Los marcapasos electrónicos se usan más bien para tratar defectos de los estimuladores naturales o de su sistema de conducción. Los estímulos naturales irregulares o ausentes son sustituidos por otros estímulos artificiales de tipo electrónico. Un defecto cardíaco que motivó el uso de algunos de los primeros marcapasos es el bloqueo auriculoventricular o síndrome de Stokes-Adams, caracterizado por el funcionamiento normal del nodo sinauricular y la contracción concomitante de aurículas, pero con una conducción irregular del estímulo a los ventrículos. En este caso, el marcapaso electrónico envía un estímulo sustitutivo a un electrodo ubicado en el ventrículo. Asimismo, se han tratado otros defectos del ritmo cardíaco por medio de marcapasos.

Los electrodos o alambres conductores del marcapaso pueden conectarse quirúrgicamente a la superficie del corazón o, en forma más cómoda, ser introducidos por una vena grande hasta la cámara cardíaca

que deben estimular. Hoy en día la mayor parte de los marcapasos se implantan con la segunda técnica, y son de tipo endocárdico. Se usan configuraciones bipolares en las que se colocan ambos electrodos de salida o "captación" (sensores) dentro de la cámara cardiaca, y también configuraciones unipolares en que un electrodo (cátodo) está en la cámara mencionada, y el otro (ánodo) es el receptáculo del marcapaso. Los electrodos bipolares son menos sensibles a interferencias cuando se utilizan con fines de detección, o como sensores en su aplicación para marcapasos de demanda. En la figura 43-6 se muestran algunos electrodos conductores de marcapasos.

Los primeros marcapasos cardiacos eran simples osciladores de frecuencia fija, acoplados a un solo electrodo ventricular. En los modelos más recientes se utiliza una forma de control por retroalimentación, para adaptar la función estimuladora a defectos más sutiles del ritmo. Se utilizan amplificadores "sensores" para detectar la presencia o ausencia de fenómenos cardiacos naturales, y por análisis del electrocardiograma se correlacionan tales fenómenos con los de los electrodos intracardiacos. En un marcapaso simple de demanda, el aparato no emite estímulo si no "capta" la falta de una señal ventricular (QRS en la fig. 43-5) a un intervalo de tiempo dado después que ocurrió el último QRS. Por tal razón, si el ritmo natural es más lento o más rápido que el prefijado por el marcapaso, prevalecerá el de este último.

Otros marcapasos complejos captan la actividad auricular y estimulan los ventrículos en forma sincrónica con la contracción de las aurículas; otros tipos de marcapasos "fisiológicos" estimulan la aurícula y ventrículo, al mismo tiempo que captan la actividad de las dos cámaras, y utilizan la lógica para determinar el

estímulo apropiado con base en la información recibida. La proliferación de marcapasos de distintos fabricantes y modalidades diversas hizo que la Intersociety Commission for Heart Disease Resources (ICHDR) formulara un código estándar para designar los diferentes tipos de aparatos<sup>6</sup>. En la figura 43-7 se reproduce el código recomendado por tal comisión.

#### Circuitos

Los circuitos de estimulación deben enviar un estímulo supraumbral con una carga a la que pueda aproximarse la red (circuito) RC, como se muestra en la figura 43-3. Los umbrales de estimulación en el músculo cardiaco dependen de muchos factores físicos, entre ellos la superficie del electrodo, y de factores biológicos que afectan la excitabilidad muscular. Para electrodos de un tamaño particular y determinadas situaciones fisiológicas, puede trazarse una curva en que se compare la potencia con la duración, y se relacionen el voltaje o la corriente y la duración de los pulsos con el umbral (fig. 43-8). Por lo regular, los estímulos de salida se fijan a un 50 % por encima del umbral medido, para cubrir inocuamente los cambios del umbral. Casi todos los circuitos de estimulación trabajan por interrupción (conmutación) y descarga del capacitor cargado en los electrodos tisulares (fig. 43-9). En antiguos marcapasos de ritmo fijo, en los que se utilizaban hasta cinco baterías de óxido de mercurio conectadas en serie (7V), se empleaba un solo capacitor. Muchos de los aparatos modernos en los que se utiliza una sola batería de yoduro de litio (2.8 V) utilizan circuitos de salida con multiplicadores de voltaje, tales como el doblador de voltaje (fig. 43-10).

Los circuitos de captación deben distinguir entre la onda P de los electrodos auriculares y el QRS en los

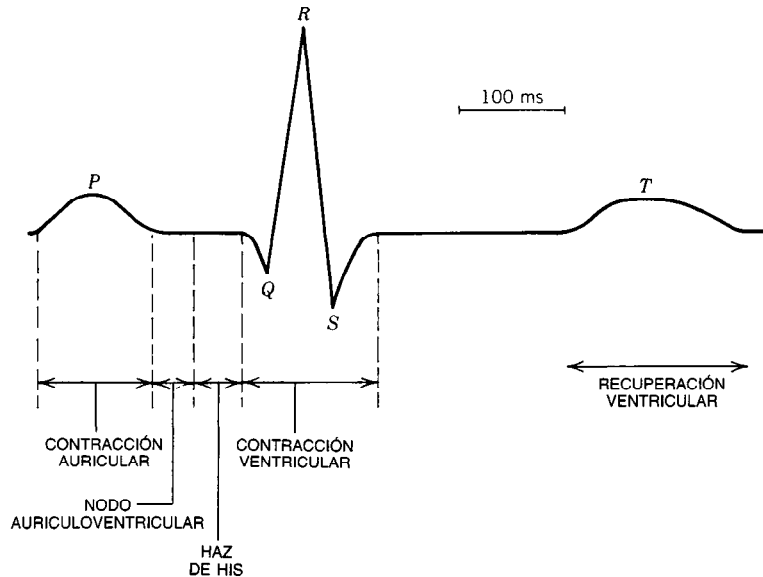


Fig. 43-5. Electrocardiograma de superficie, y su relación cronológica con los fenómenos cardiacos.

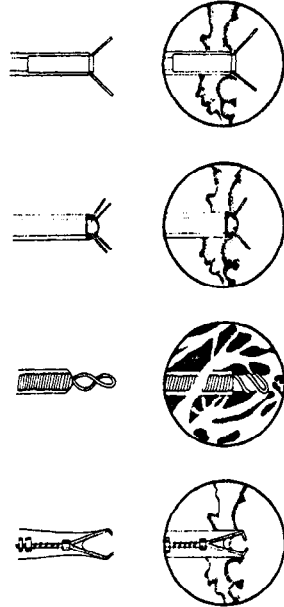
ventriculares. En el electrocardiograma intracardiaco, las amplitudes de estas ondas de forma componentes son típicamente de 2 a 6 mV para la onda T en un electrodo conductor auricular, y de 7 a 14 mV para la onda R en el electrodo conductor ventricular. Por lo común, la banda de paso de amplificadores sensores abarca de 20 a 100 Hz.

En los marcapasos complejos automatizados, son circuitos lógicos los que rigen la descarga de estímulos, con base en las señales captadas. También es posible

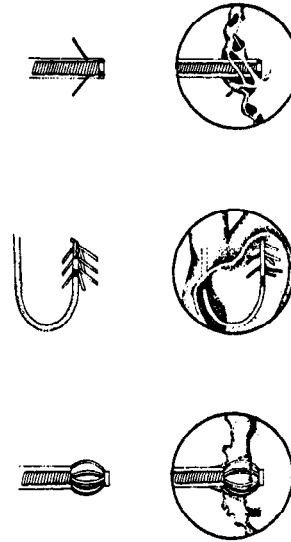
programar por telemetría externa innumerables parámetros asociados con los estímulos. En algunos aparatos se utilizan circuitos complejos a base de microprocesadores, que también pueden por vía telemétrica medir el estado del marcapaso y los parámetros fisiológicos, y transmitir la información a un interrogador externo.

En la figura 43-11 se muestra el típico aparato multi-programable, con un interrogador en su sistema programador.

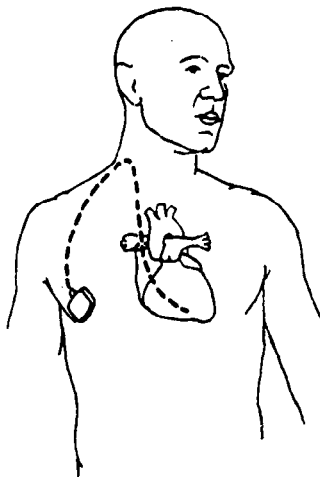
MEDIOS DE FIJACIÓN ACTIVA



MEDIOS DE FIJACIÓN PASIVA



ENDOCARDIO



MIOCARDIO Y EPICARDIO

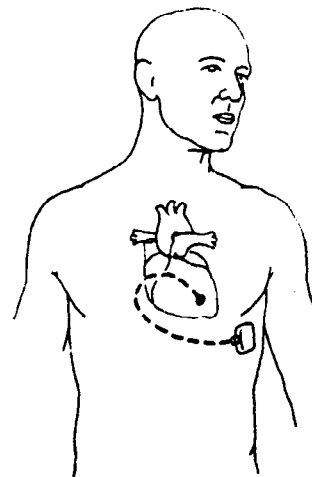


Fig. 43-6. Tipos diversos de electrodos para marcapasos cardíacos y su posición durante su empleo.  
Por cortesía de Pacesymp, Montreal, Quebec, Canadá.

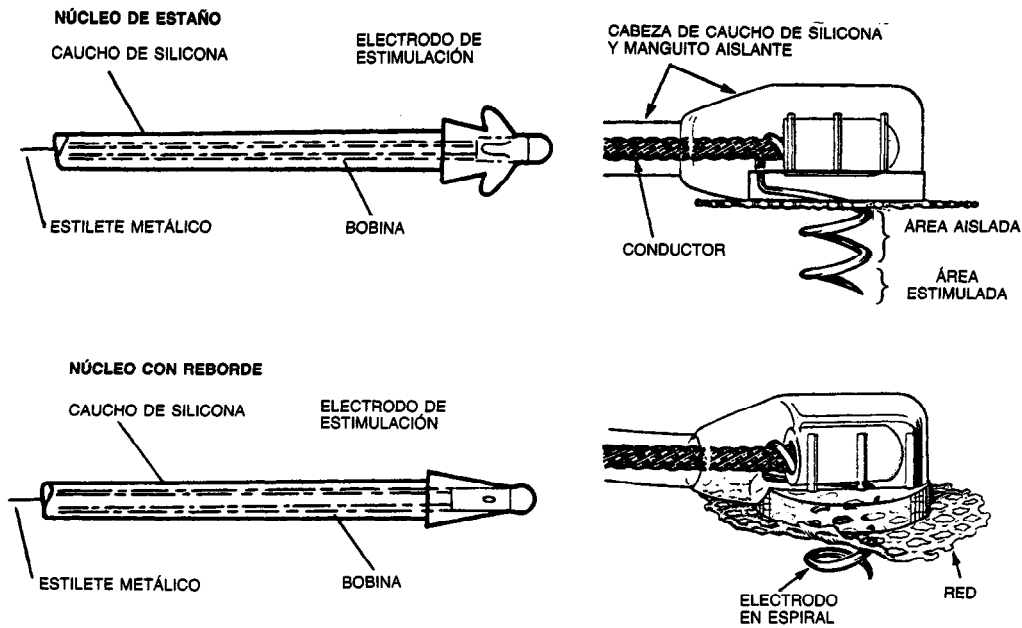


Fig. 43-6 (cont.). Tipos diversos de electrodos para marcapasos cardíacos y su posición durante su empleo. Por cortesía de Pacesymp, Montreal, Quebec, Canadá.

#### Fuentes de energía

El primer aparato implantado fue un sencillo oscilador de transistores energizado por una batería recargable de níquel-cadmio, que se cargaba cada vez con una bobina externa situada sobre el sitio de implantación. Además de la necesidad de cargarlas mensualmente, las baterías eran de discutible confiabilidad. En el comienzo del decenio de 1960, Greatbach y Chardack<sup>7</sup> dieron a conocer un marcapaso impulsado por pilas de óxido de mercurio que podían suministrar corriente durante dos a cuatro años. Este progreso superó el problema de las baterías recargables de níquel-cadmio y otras fuentes de energía, de tal forma que de 1960 a 1973 en más del 95 % de los generadores de pulso se utilizaron las baterías de óxido de mercurio.

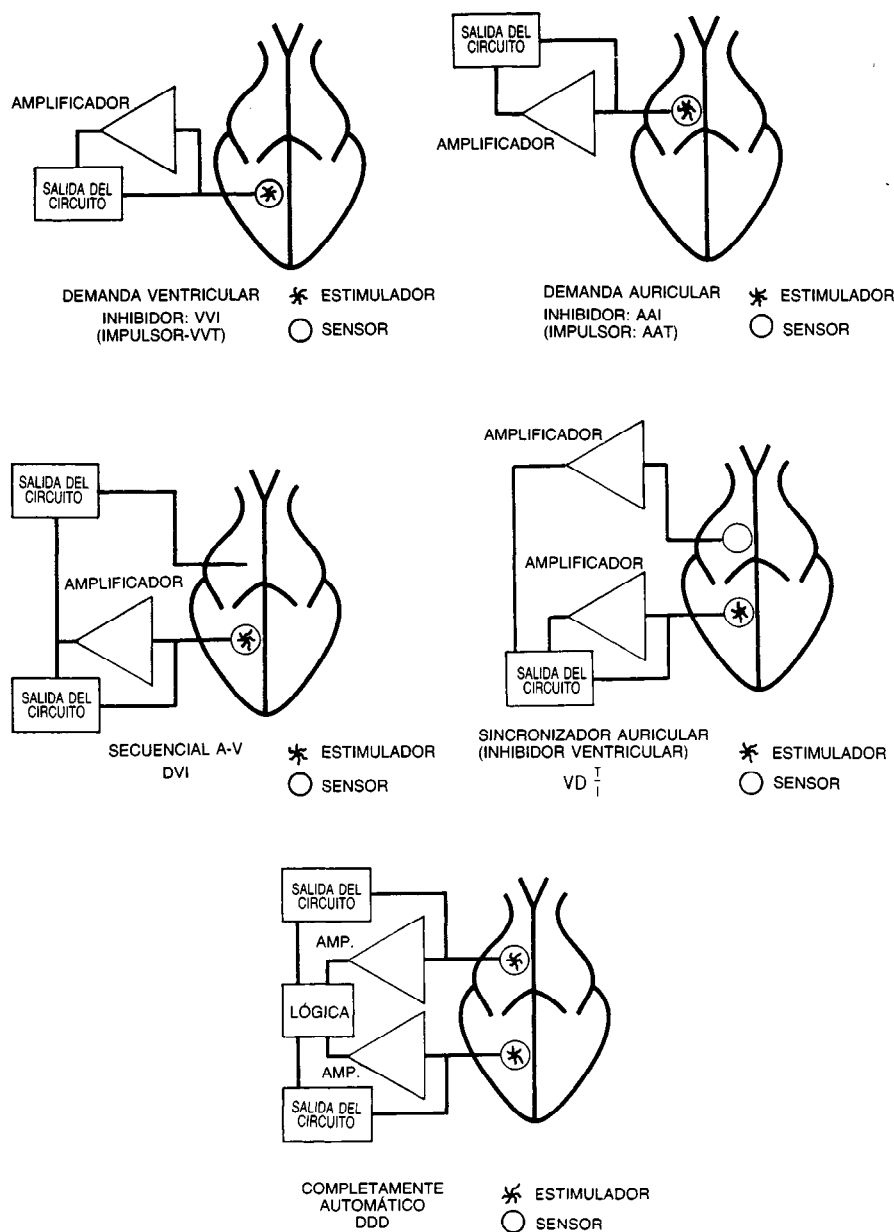
En intentos de ampliar la vida útil de los marcapasos, se han estudiado otros tipos de fuentes de energía; uno de ellos se refiere al acoplamiento inductivo y continuo de radiofrecuencia, a través de la piel intacta, para suministrar energía al aparato. Fischell<sup>8</sup> construyó sistemas recargables de níquel-cadmio con mayores vida útil y confiabilidad. Se construyeron sistemas en los que se utilizaba un proceso biogalvánico o los productos del metabolismo en una celdilla energética, en un intento de producir electricidad para toda la vida del sujeto, pero todos estos sistemas evidenciaron limitaciones en la energía de salida, y fueron poco confiables o biológicamente incompatibles.

En 1970 se implantó por primera vez un marcapaso impulsado por una batería de radioisótopos. Las fuentes de energía nuclear se han utilizado en marcapasos con dos técnicas diferentes. Con la primera se utiliza plutonio 238 como combustible, y una red de termo-

pares conectados en serie para producir corriente eléctrica por efecto termoeléctrico. Con la otra se utiliza prometio 147 para bombear con electrones una fotounión *pn* de silicio, a fin de producir electricidad por el principio beta-voltaico. En la figura 43-12 se describen el funcionamiento y especificaciones de una fuente de energía nuclear con base en plutonio 238<sup>9</sup>. Estas fuentes atómicas producen energía eléctrica por medio de un proceso sencillo y confiable durante toda la vida del sujeto (el período de semidesintegración del plutonio 238 es de 86 años), pero su uso ha sido limitado por su alto costo y estrictas normas oficiales en cuanto a distribución, empleo y eliminación de materias nucleares.

Quizá las fuentes energéticas de mayor uso actual sean las baterías primarias con base en ánodos de litio sólido; provinieron de celdillas (pilas) creadas en 1968, y han sido fuentes con una densidad de energía abundante altamente confiables. Se han utilizado varios tipos de materiales para cátodos y se investigan nuevos productos químicos en busca de mejor funcionamiento. La tabla 43-3 incluye algunos de los materiales para cátodo, a base de litio, que se han utilizado en baterías de marcapasos, y sus voltajes de circuito abierto nominales. En la tabla 43-4 se comparan las especificaciones de una batería muy utilizada de yoduro de litio y otra de plata-óxido de mercurio.

Cabe esperar que las baterías generen energía para el marcapaso durante 10 años o más, no sólo porque las de litio tienen mayor densidad energética que las celdas de mercurio (tabla 43-4), sino también porque sus propiedades químicas permiten un sellado hermético. Por otra parte, las baterías de óxido de mercurio generan hidrógeno gaseoso, lo que hace necesario en-

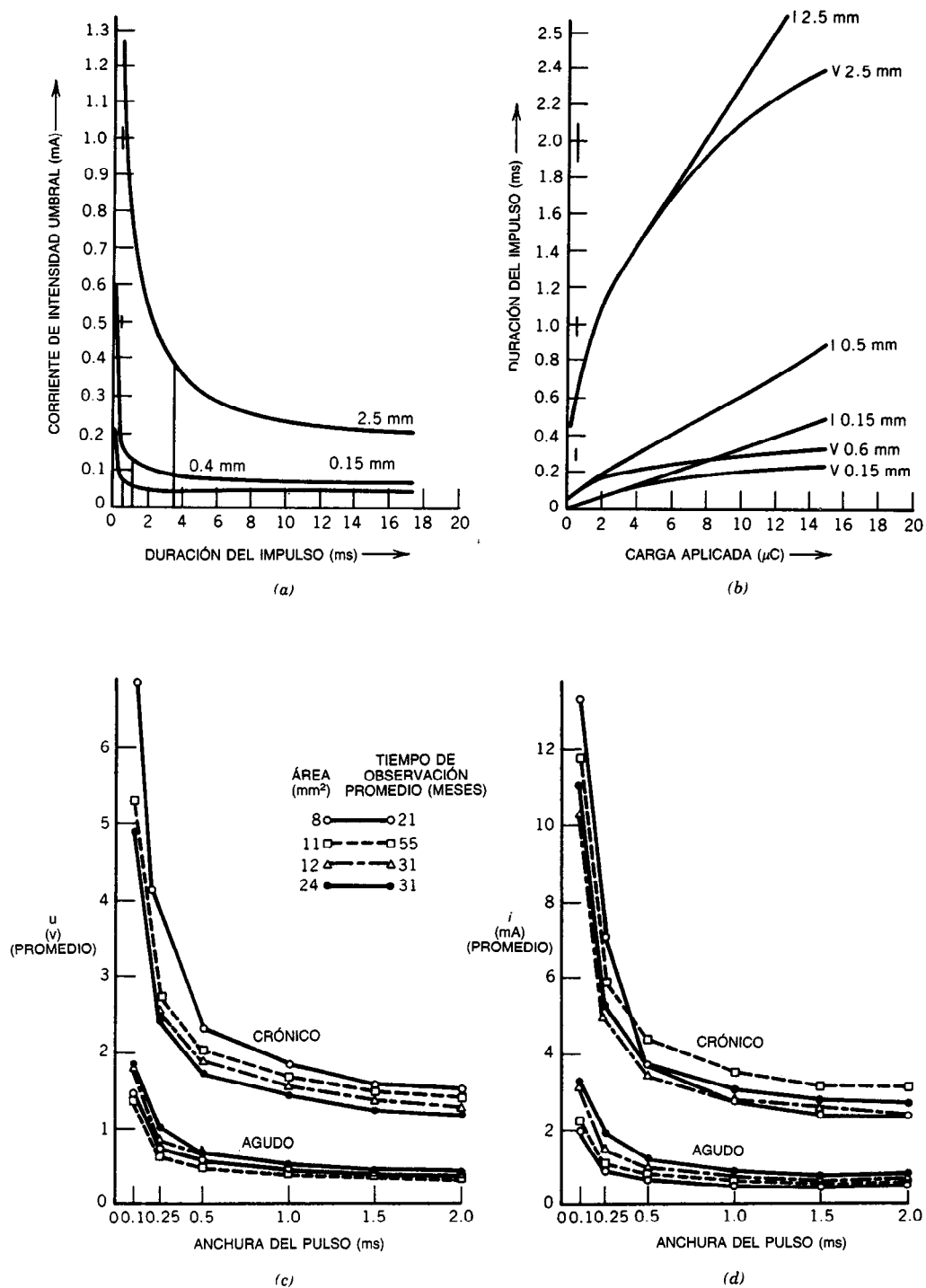


**Fig. 43-7.** Código de la Intersociety Commission for Heart Disease Resources (ICHHD) sobre la terminología estándar de marcapasos, en la que se describen los diferentes tipos funcionales. Reproducido con permiso del borrador de AAMI Pacemaker Standard, desarrollado por la Association for the Advancement of Medical Instrumentation, bajo contrato de US Food and Drug Administration (Núm. 223-74-083).

capsular los marcapasos en un recipiente permeable a los gases, tal como el de resina epóxica. Los marcapasos modernos utilizan circuitos de alta impedancia y poco consumo energético, tales como el semiconductor complementario de óxido metálico (CMOS). Es esencial el encapsulamiento hermético para conseguir una operación segura y duradera.

#### 43.1.4 Desfibrilador automático implantable

La **fibrilación ventricular** es una arritmia que se caracteriza por contracciones rápidas, superficiales e ineficaces de los ventrículos, y que, si no es controlada, generará una hipotensión arterial que puede ocasionar la muerte. La desfibrilación se logra aplicando una



**Fig. 43-8.** a) Típicas curvas de resistencia mecánica en función de la corriente aplicada y b) voltaje y carga en función de la superficie de los electrodos para marcapasos cardíacos. En c) y d) se muestran los cambios (incremento) de intensidad umbral, en función de la duración del implante. Por cortesía de Pacesymp, Montreal, Quebec, Canadá.

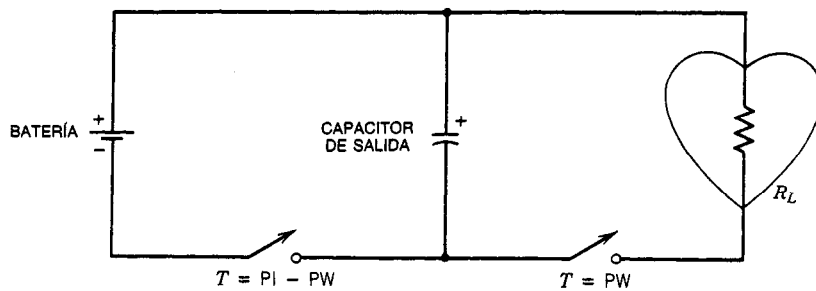


Fig. 43-9. Circuito de salida de un marcapaso cardiaco sencillo con base en los cambios de un capacitor y su descarga a través de los electrodos de los tejidos.

gran corriente a través del tejido cardiaco; esta descarga se aplica por lo regular con un desfibrilador externo, a veces con una energía del orden de 400 J, por medio de electrodos de paleta apoyados cruzando el tórax.

El desfibrilador automático implantable (AID, *automatic implantable defibrillator*) es un aparato electrónico, programado para vigilar de modo continuo el corazón, reconocer la fibrilación ventricular y, si es necesario, emitir descargas desfibriladoras correctoras a los electrodos implantados en el miocardio. Tiene como finalidad proteger de la muerte repentina al paciente con riesgo de arritmias mortales. Este desfibrilador tiene la ventaja singular de su permanente disposición por el paciente con riesgo sin necesidad de personal o instalaciones especializados.

En su primera versión, el desfibrilador automático implantable (AID) estaba encapsulado dentro de un recipiente hermético de titanio que pesaba 250 g y tenía 145 ml de volumen. Los electrodos eran de caucho siliconado y titanio. Uno de ellos estaba situado en un catéter que se introducía por vía venosa hasta la vena cava superior, y el segundo, en forma de copa, se colocaba extrapericárdico, sobre la punta del corazón. La superficie externa del electrodo apical estaba aislada, para conseguir una distribución óptima de la corriente.

El desfibrilador automático implantable (AID) emite pulsos exponenciales truncados de 25 J, unos 15 segundos después de iniciada la arritmia, y los recicla incluso tres veces si el primer choque es ineficaz; la energía del tercero y cuarto choques puede aumentar a 35 J. La energía emitida es independiente de las resistencias de los electrodos cardiacos. Después del cuarto choque, se necesitan unos 35 segundos de ritmo normal para reajustar un contador y hacer llegar de nuevo toda una serie completa de estímulos en pulsos. El aparato está alimentado con baterías de litio y tiene una vida media calculada de tres años, o una capacidad de descarga de unos 100 choques.

El sistema sensor vigila y mide la función densidad de probabilidad de la pendiente de la actividad eléctrica ventricular, y determina la fracción del tiempo transcurrido en el electrograma de entrada diferenciado entre dos límites de amplitud situados muy próximos a la línea isoeletrica.

El sensor identifica la fibrilación ventricular por la notable ausencia de segmentos de potencial isoeletrico; este método tiene un "modo de insuficiencia o falla pasivo". La disfunción del sensor ocasionaría una conducta pasiva del aparato, en vez de un choque indeseado, que sería consecuencia del diagnóstico positi-

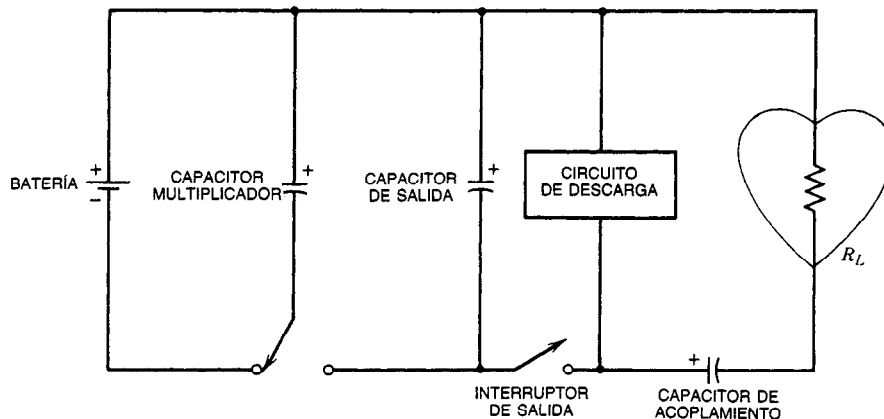


Fig. 43-10. Típico circuito de salida del marcapaso cardiaco, con duplicador capacitivo de voltaje utilizado para incrementar el voltaje de salida en marcapasos que utilizan una sola celda de batería, como por ejemplo la de yoduro-litio. ( $R_L$  representa la carga.)



Fig. 43-11. Típico marcapaso cardiaco moderno multiprogramable y su sistema programador. Por cortesía de Medtronic, Inc., Minneapolis.

vo falso de fibrilación ventricular. En la figura 43-13 se muestra el desfibrilador automático implantable (AID) colocado.

#### 43.1.5 Control de la respiración por un marcapaso eléctrico de estimulación diafragmática

La aplicación de estímulos eléctricos (externos) al nervio frénico para restaurar la ventilación no es nueva. Desde 1756, Shechter<sup>10</sup> produjo contracciones diafragmáticas en un perro al excitar su nervio frénico con una máquina de inducción electrostática. En 1818, Ure<sup>11</sup> demostró por primera vez en seres humanos la estimulación por medio de una batería voltaica del nervio frénico al descubierto en un "criminal que había estado colgado en la horca durante una hora", y demostró el movimiento diafragmático. La época actual de la estimulación del diafragma comenzó en 1948, cuando Sarnoff y colaboradores<sup>12,13</sup> estimularon el nervio frénico por largo tiempo con electrodos de alambre insertados a través de la piel. Llevar alambres electrodos por largo tiempo a través de la piel es impráctico, por el riesgo de infección. En los comienzos del decenio de 1960 se construyó el primer estimulador práctico del diafragma gracias a los esfuerzos de Glenn<sup>13</sup>, quien adoptó parte de la tecnología de acoplamiento por radiofrecuencia que había sido creada para los marcapasos cardiacos. El marcapaso diafragmático que se usa en la actualidad proviene de la técnica investigada por Glenn. Se usa para el apoyo prolongado de la ventilación, en pacientes que han perdido el control nervioso de los músculos respiratorios; por ejemplo, los que sufren defectos congénitos o traumatismo, accidente cerebrovascular o un tumor en el centro respiratorio, en el tallo encefálico. Aptos para la

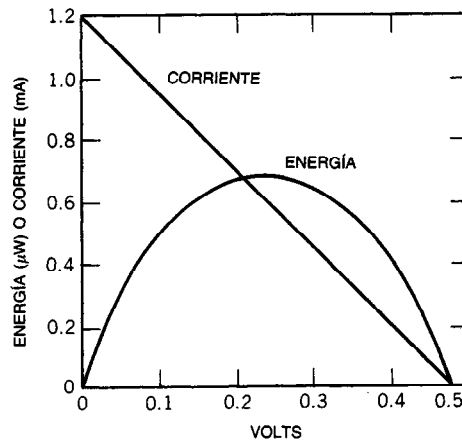


Fig. 43-12. Especificación de una fuente de energía nuclear para marcapasos. Potencia de salida, 600  $\mu$ W; voltaje de carga, 0.3 V; voltaje de circuito abierto, 0.48 V; eficiencia, 1.0 %; longitud, 1.80 pulg; diámetro, 0.67 pulg; peso, 35 g, contenido de Pu 238, 140 mg; duración, 10 años; temperatura de rechazo de calor, 37 °C. El isótopo utilizado como combustible es el óxido de plutonio 238, para lograr máxima estabilidad y seguridad de empleo. El plutonio 238 tiene una vida media de 89.7 años, lo cual asegura que la energía generada para el marcapaso sea muy estable durante todo el tiempo de uso proyectado. Se utiliza plutonio 238 de gran pureza (es decir, más del 90 %) y el oxígeno utilizado para formar el óxido de plutonio se enriquece con oxígeno 16, otro isótopo, para llevar al mínimo los niveles de radiación. El óxido de plutonio ( $\text{PuO}_2$ ) se comprime y sinteriza en un comprimido denso para que el nivel de radiación sea mínimo y radiológicamente más inocuo conocido hasta la fecha. Por cortesía de Nuclear Battery Corp., Columbia, Maryland.



**Tabla 43-3. Características de algunos de los sistemas de baterías anódicas de litio usados en marcapasos**

Cátodo	Símbolo	Tipo de cátodo	Tipo de encapsulamiento <sup>a</sup>	Voltaje <sup>b</sup> (V)
Bromo	Li/Br <sub>2</sub> (PVP)	Líquido viscoso	No disponible	3.5
Sulfuro de cobre	Li/CuS	Electrólito líquido	Botón; sello de presión	2.1 <sup>c</sup>
				1.8
Yodo	Li/I <sub>2</sub> (PVP)	Líquido viscoso	Cilindro, sobre pedido; soldado	2.8
(polivinilpirolidona)				
Yoduro, sulfuro de plomo	Li/PbI <sub>2</sub> , PbS	Estado sólido	Cilindro, sobre pedido; soldado	1.9
Cromato de plata	Li/AgCrO <sub>4</sub>	Electrólito líquido	Botón; sello de presión	3.2 <sup>c</sup>
				2.4
Cloruro de tionilo	Li/SOCl <sub>2</sub>	Cátodo líquido	Cilindro, sobre pedido; soldado	3.6

Con autorización de Medtronic, Inc., Minneapolis.

<sup>a</sup> Forma de la cápsula actual, seguida por el tipo de sello.

<sup>b</sup> Voltaje nominal de circuito abierto.

<sup>c</sup> La carga ocurre en dos fases sucesivas, caracterizadas por un voltaje diferente.

colocación de un marcapaso diafragmático serían los enfermos con apnea hipócnica (durante el sueño), una disfunción del centro respiratorio en que la respiración falla sólo durante el sueño. Otro grupo sería el de pacientes con una lesión en la médula espinal, que rompe la conexión nerviosa entre el centro respiratorio del bulbo y el nervio frénico que inerva el músculo del diafragma. En todos los casos se necesita que el nervio y el músculo del diafragma estén intactos.

El marcapaso diafragmático utiliza un implante interno y la técnica de acoplamiento por radiofrecuencia externa. En la figura 43-14 se muestra un esquema del marcapaso unilateral. El transmisor externo contiene todos los controles para ajustar el estímulo que se hace llegar al nervio frénico, y de este modo regula el volumen ventilatorio, la frecuencia respiratoria y otros parámetros, una vez colocado el implante.

La emisión de "trenes" sincrotemporalizados de pulsos de estímulos eléctricos a electrodos colocados en los nervios frénicos produce contracciones rítmicas del diafragma. Cuando los pulsos del estímulo llegan al nervio frénico, se produce la inspiración. La espiración es pasiva, y se debe al rebote elástico del tórax y de los pulmones, una vez cesa el estímulo. La amplitud de los pulsos de estímulo aumenta poco a poco durante la fase inspiratoria, de modo que el diafragma se contrae en forma gradual y casi fisiológica.

En una operación quirúrgica se implanta en uno o ambos nervios frénicos un electrodo de platino moldeado en un sustrato de caucho de siliconas. Cada

electrodo se conecta, por medio de alambres conductores de acero inoxidable recubiertos de caucho de siliconas y conectores, a un receptor de radiofrecuencia que se implanta en un "receptáculo" torácico subcutáneo. El receptor implantado es un encapsulado electrónico pasivo, sin baterías.

Un transmisor externo suministra la energía eléctrica e información de los estímulos al receptor implantado, por acoplamiento electromagnético de radiofrecuencia a través de la piel intacta. Para este fin, existe sobre el sitio receptor una antena de transmisión de cuadro. El transmisor emite a la antena una señal portadora de 2.05 MHz modulada en anchura de pulso. Una bobina de recepción sintonizada situada en el implante cede por acoplo o enganche electromagnético la energía transmitida a un circuito híbrido, que descodifica la anchura del pulso transmitido para generar una amplitud de estímulo. La energía del implante proviene del mismo pulso transmitido. El momento en que se emite el estímulo depende del momento preciso de la señal transmitida.

En la figura 43-15 se resumen las ondas de forma transmitida y descodificada, y en la tabla 43-5 se resumen los parámetros de estimulación.

#### 43.1.6 Control de la función vesical

Las lesiones de la médula espinal ocasionan a menudo parálisis de las porciones del cuerpo, que por ello quedan aisladas del control encefálico, con la paraplejía o

**Tabla 43-4. Comparación de la batería típica de mercurio y la de litio**

Batería <sup>a</sup>	Voltaje de circuito abierto Voc (V)	Peso (g)	Volumen (cm <sup>3</sup> )	Capacidad C (AH)	Energía, E (WH)	E/cm <sup>3</sup>	E/kg
Hg	1.38	13.6	3.2	1.0	1.38	0.43	101
LI	2.8	16.0	4.5	1.5	4.0	0.89	250

Con permiso de Nuclear Battery Corp., Columbia, Maryland.

<sup>a</sup> Hg, batería certificada Mallory de óxido de mercurio y plata 317827; LI, catalizador de yoduro de litio, investigación 903.

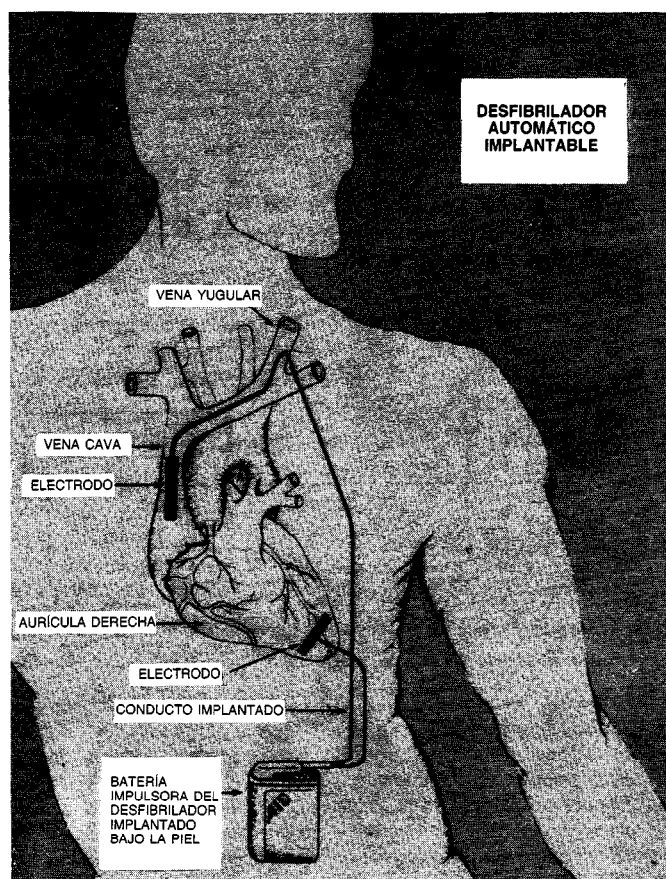


Fig. 43-13. Desfibrilador automático implantable. Por cortesía de Newsday Magazine.

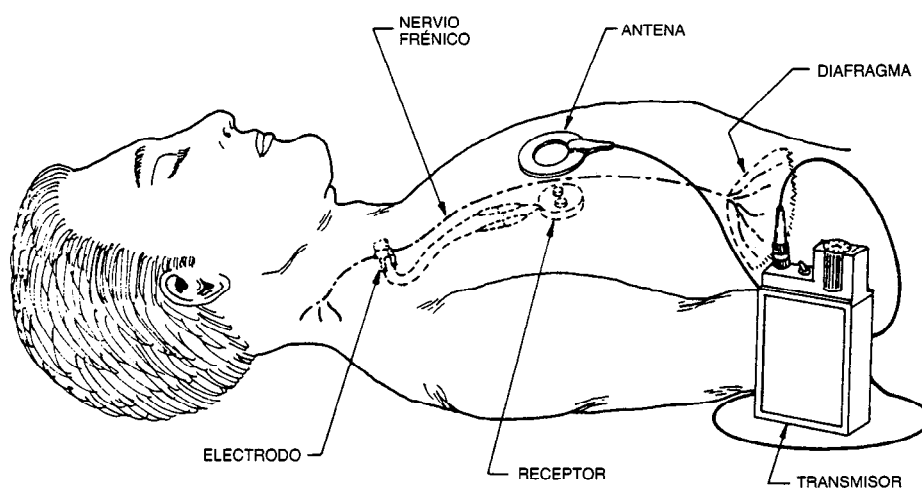


Fig. 43-14. Marcapaso diafragmático unilateral. Por cortesía de Avery Laboratories, Inc., Farmingdale, Nueva York.

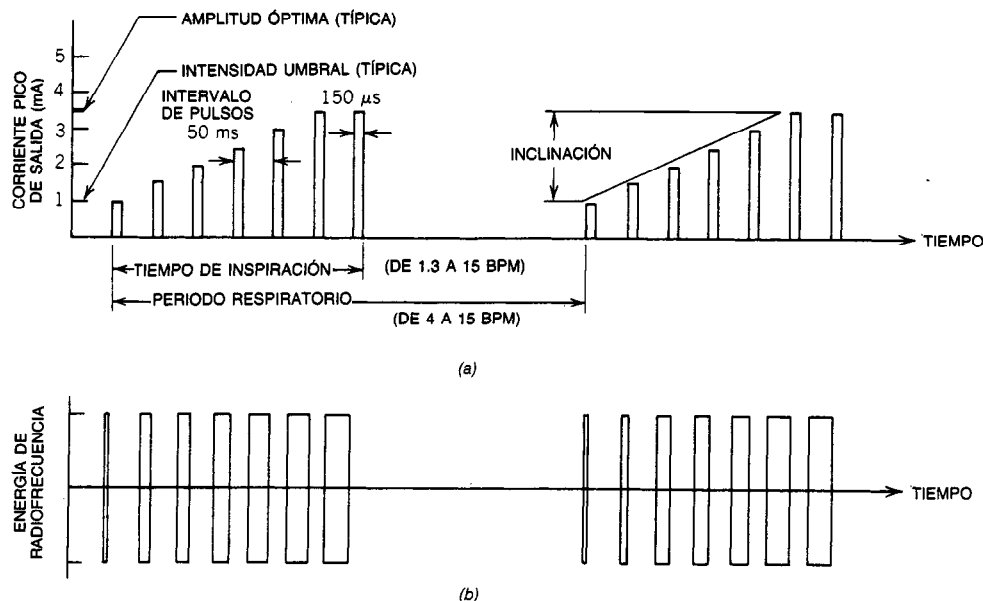


Fig. 43-15. Ondas de forma de salida de un receptor para el marcapaso diafragmático (a) y transmisor (b).  
BPM = respiraciones por minuto.

cuadrupleja resultantes. La vejiga urinaria, que es inervada desde la porción inferior de la médula espinal, es afectada en casi todas las lesiones de este tipo. Algunos de los traumatizados pueden orinar porque todavía conservan intactos algunos de sus reflejos medulares locales; muchos otros deben utilizar sondas para vaciar la vejiga y sufren innumerables infecciones crónicas de las vías urinarias, hipertensión y a veces nefropatía mortal.

Budge<sup>14</sup> informó en 1854 que la estimulación eléctrica de la médula espinal y los nervios pélvicos podía producir contracciones de la vejiga. En la época actual, la estimulación se utilizó para vaciar la vejiga por varias técnicas. Bradley<sup>15,16</sup> describió un estimulador vesical cuyos electrodos estaban colocados directamente en la pared de dicho órgano. Brindly<sup>17,18</sup> y Schmidt<sup>19</sup> estimularon las raíces de los nervios raquídeos en la porción sacra, donde se origina el nervio pélvico. Nashold y colaboradores<sup>20,23</sup> utilizaron electrodos insertados en la médula, en el centro de control de la micción, para provocar tal función. En la figura 43-16 se ilustran los puntos en que se ha aplicado estimulación eléctrica para vaciar la vejiga.

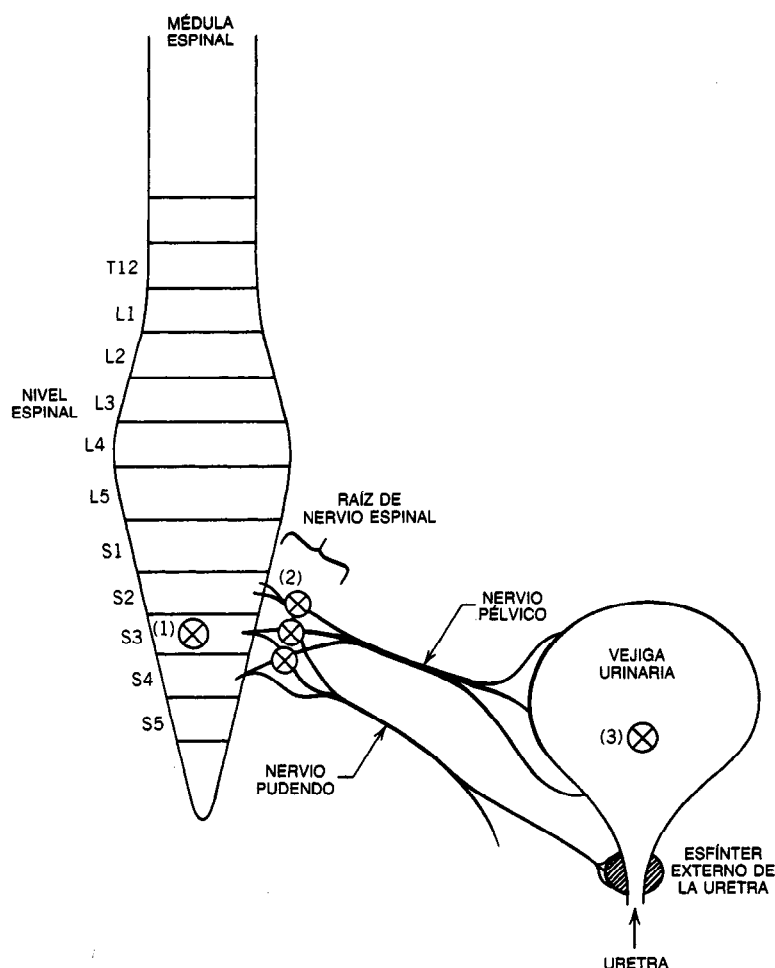
Normalmente, la orina se expulsa al contraerse la vejiga en respuesta a un estímulo natural. Sin embargo, en la estimulación artificial existen algunos factores de complicación. La estimulación de la pared vesical produce la contracción del órgano, pero también ocasiona dolor, por la estimulación inadvertida de fibras algóforas de la pared vesical. También se produce dolor al estimular las raíces sacras, que poseen fibras motoras y sensitivas. El dolor no constituye un problema cuando ha habido lesión de la médula, porque se han interrumpido las vías de transmisión del dolor al cerebro.

La estimulación directa del centro de control de la vejiga a la médula, en los niveles S2 a S4, se logra por colocación de un electrodo bipolar en "tenacillas" (fig. 43-17). La técnica anterior a veces se complica porque los efectos de la estimulación se diseminan a otras estructuras medulares. Junto con la contracción vesical, los enfermos a veces presentan efectos adversos, tales como movimientos de extremidades inferiores, de los intestinos, erección y efectos de tipo autónomo, tales como la vasodilatación periférica.

Tabla 43-5. Resumen de parámetros del marcapaso diafragmático

Parámetro	Intervalo	Ajuste típico
Frecuencia respiratoria	5-55 BPM <sup>a</sup>	12 BPM
Tiempo de inspiración	0.36-1.35 s	1.3 s
Tiempo de espiración	0.72-10.65 s	2.7 s
Intervalo de pulsos	40-180 ms	60 ms
Anchura de pulsos	—	150 $\mu$ s fijo
Amplitud del estímulo	0-10 mA (0-pico)	4.0 mA
Superficie del electrodo	—	0.17 cm <sup>2</sup>
Transferencia de carga	0-1.5 $\mu$ C/fase	0.6 $\mu$ C/fase
Densidad de carga/fase	0-8.8 $\mu$ C/cm <sup>2</sup>	3.5 $\mu$ C/cm <sup>2</sup>

<sup>a</sup> BPM = respiraciones por minuto.



**Fig. 43-16.** Inervación de la vejiga urinaria y colocación de los electrodos estimuladores (⊗) para la médula espinal (1), raíz de nervio espinal (2) y directamente a la vejiga (3).

En la estimulación de la médula han surgido dos tipos de micción y estímulo. En el primero, los enfermos usan la estimulación unos 60 a 90 segundos, y comienzan a orinar hasta terminar, 15 a 30 segundos después de haber comenzado la fase estimulatoria. En el segundo patrón, el paciente orina al finalizar el periodo de estimulación, y la orina sigue fluyendo después de interrumpir la corriente. El segundo patrón se observa más bien en varones, y es consecuencia de la estimulación simultánea del esfínter uretral. Al comenzar el estímulo se contraen los músculos del esfínter y vesicales y, a pesar de que aumenta la presión intravesical, la orina no fluye porque la uretra está obstruida momentáneamente por el esfínter. El músculo vesical es de tipo visceral liso, y reacciona más lentamente que el esfínter, de músculo estriado. Al cesar la estimulación comienzan a relajarse el esfínter y el músculo vesical; el primero con mayor rapidez, por lo cual la uretra se abre antes de que desaparezca del todo la presión intravesical. De este modo, la orina se expulsa.

El equipo de estimulación utilizado para el control vesical se basa en el acoplamiento de radiofrecuencia transcutánea. Un transmisor externo energiza con energía pulsada de radiofrecuencia una antena de cuadro colocada en la superficie cutánea, sobre el receptor implantado, que es un simple circuito sintonizado seguido por un detector de AM (de amplitud modulada). Entonces, el pulso rectangular detectado se acopla en forma capacitiva al electrodo apropiado. En la figura 43-18 se ilustra el esquema de un receptor típico, y en la tabla 43-6 se presentan los parámetros de estimulación usados en diferentes tipos de estimuladores de vejiga.

#### 43.1.7 Estimulación eléctrica para corregir escoliosis

La **escoliosis**, que es el encorvamiento de la columna hacia un lado, es una deformidad que comienza en la niñez, pasa por una fase más rápida durante el lapso

puberal de crecimiento rápido, y su evolución se retarda de manera importante al madurar el esqueleto. La curva de menos de 45° medida en la madurez suele evolucionar con gran lentitud en épocas posteriores de la vida, y ya no necesita más tratamiento. Pero si la curva excede de 45°, evoluciona implacablemente en épocas posteriores de la vida y ocasiona complicaciones cardiopulmonares y una mayor tasa de morbilidad.

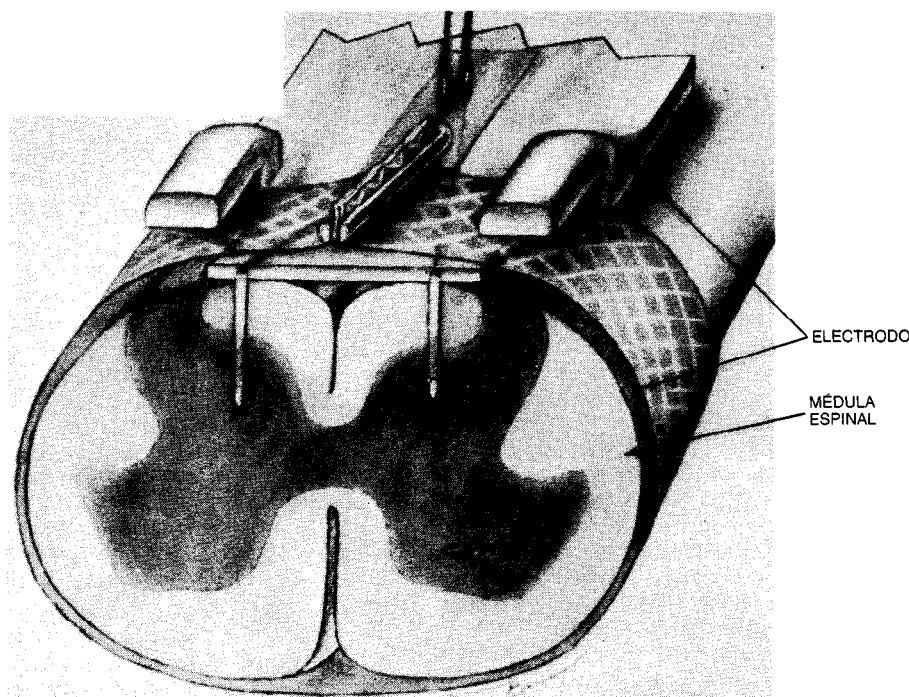
Con el tratamiento de la escoliosis se busca evitar que las curvas moderadas lleguen a constituir un grave problema médico; lo anterior significa que las que tengan más de 45° deben ser rectificadas en forma mecánica, y se hará fusión vertebral para que la columna tenga rigidez; y las curvas con menos de 45° deben ser sometidas a técnicas como la colocación de fajas ortopédicas para evitar su avance hasta la etapa en que necesitarán estabilización por medio de fusión (soldadura) vertebral.

La fusión o las fajas ortopédicas conllevan notables problemas. La corrección y estabilización de la escoliosis por medio de fusión requieren el empleo de varillas metálicas internas o cables fijados a la columna para corregir la curva, cuando menos parcialmente, y es necesario mantenerla rígida hasta que adquiera robustez la fusión (soldadura) ósea. En este punto la curva ya no evoluciona, pero por desgracia el individuo queda con la columna rígida. Todas las fuerzas propias del movimiento de las vértebras son transmitidas ahora a través de los niveles no fusionados, que pueden quedar por encima o por debajo de la zona con la fusión.

Uno de los problemas de las enormes fuerzas generadas sobre estos discos intervertebrales es su degeneración prematura.

La colocación de dispositivos ortopédicos (por lo común, la faja de Milwaukee) sólo ha dado un buen resultado parcial (70%), es costosa, y en el 19% de los pacientes ha ocasionado problemas psicológicos y el rechazo del aparato.

Bobechko<sup>24</sup> fue el primero en describir el método para corregir la escoliosis por estimulación eléctrica de la masa muscular pararraquídea en el lado convexo de la curva con un estimulador implantado. Su técnica fue adoptada más tarde para empleo en seres humanos<sup>25</sup>. En una operación quirúrgica se colocan tres electrodos de estimulación de platino en los músculos de la masa pararraquídea, en el lado convexo de la curva; tales electrodos se conectan a un receptor implantado de radiofrecuencia (sin batería) semejante al que se presenta en la figura 43-18. Se transmite un programa de energía y estímulos a través de la piel, desde una antena fijada a ella sobre el sitio del implante. La antena se conecta a un transmisor operado por batería que se ha ajustado para generar el tiempo y la amplitud deseados de los ciclos. El individuo utiliza el equipo solamente por la noche, con el estimulador a un lado de su cama mientras duerme. Por la mañana lo apaga, quita la antena y realiza todas sus actividades, sin restricciones. En la figura 43-19 se ilustra el sistema de corrección de la escoliosis una vez colocado, y en la tabla 43-7 se presentan los parámetros de estimulación.



**Fig. 43-17.** Electrodos bipolares en "tenacillas" de púas, colocados en la médula sacra para estimular la expulsión de orina al activar el centro de micción en la médula espinal. Por cortesía de Symposia Foundation, Miami.

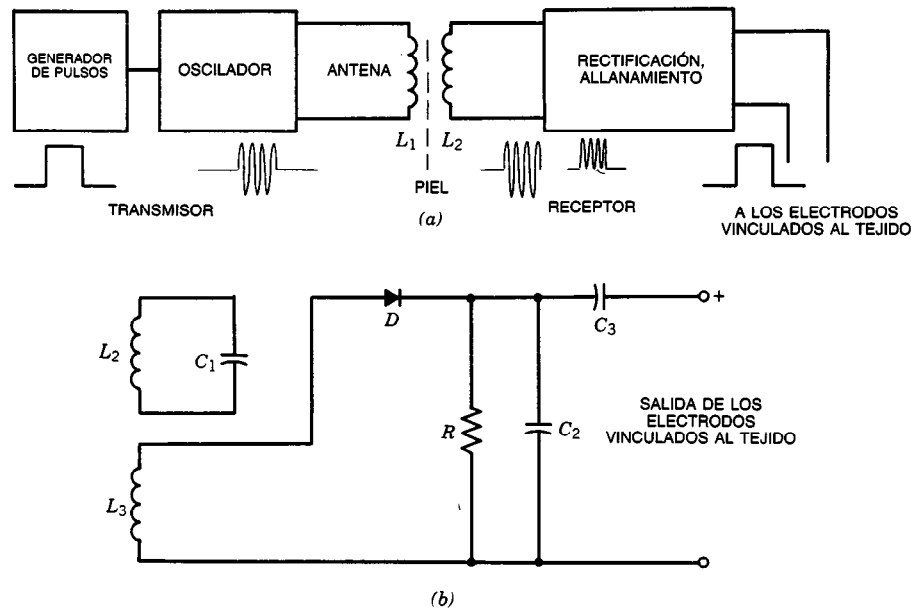


Fig. 43-18. a) Diagrama de bloques y b) esquema de un implante acoplado y energizado por radiofrecuencia.

#### 43.1.8 Estimulación del nervio ciático poplíteo externo para corregir el pie péndulo

En algunos pacientes, después de un accidente cerebrovascular persiste una parálisis en la mitad del cuerpo, llamada hemiplejía; a veces la persona puede ponerse de pie, pero hay un entorpecimiento grave de la marcha, por la parálisis del grupo de músculos del tibial anterior. En los intentos de caminar, el pie no experimenta dorsiflexión en la fase de impulsión anterógrada de la marcha, sino que tiende a arrastrarse, estado llamado pie péndulo equinovaro.

El grupo de músculos del tibial anterior está innervado por el nervio ciático poplíteo externo, que transcurre cerca de la superficie de la piel detrás de la rodilla. Liberson<sup>26</sup> y Vodovnic<sup>27,28</sup> describieron un dispositivo que estimulaba dicho nervio en sincronía con la fase de impulsión anterógrada. Se colocó un interruptor en el tacón del zapato y, cuando el individuo alzaba el pie, se activaba un estimulador conectado a los electrodos situados sobre la superficie cutánea que cubría el nervio ciático. Al apoyar el tacón en el suelo, se interrumpían los estímulos del dispositivo, y ello hacía que el grupo de músculos del tibial anterior se contrajera, alzase el pie durante la fase de impulsión, y lo

liberara cuando se apoyaba el tacón, y mejoraba la marcha. Waters<sup>29</sup> y la Medtronic, Inc., de Minneapolis, construyeron un aparato semejante basado en una combinación de receptor/transmisor acoplado con radiofrecuencia e implante parcial (fig. 43-18). En el nervio ciático poplíteo externo se implanta quirúrgicamente un electrodo de manguito de platino y caucho de siliconas que se conecta a un receptor también implantado de radiofrecuencia. Se fija una antena de cuadro externa sobre el sitio del implante y se conecta a un transmisor estimulador accionado por baterías. También está acoplado (enganchado) por radiofrecuencia un interruptor de tacón al transmisor estimulador. Cuando el sujeto separa el tacón del suelo o lo apoya, el interruptor del transmisor activa o desactiva el transmisor de estimulación, respectivamente, para mejorar la marcha, tal como se ha descrito (véase la figura 43-20).

#### 43.1.9 Reducción o soldadura de fracturas óseas por medio de estimulación eléctrica

Después de que Yasuda<sup>30</sup> demostró la formación de nuevo hueso muy cerca de un cátodo en el que se aplicaba continuamente corriente directa del orden de mi-

Tabla 43-6. Especificaciones de los diferentes sistemas de estimulación vesical

Parámetro	Directo en vejiga	En raíces nerviosas	En médula espinal
Frecuencia	20 Hz	15-30 Hz	10-50 Hz
Anchura de pulsos	1-5 ms	200 $\mu$ s	200 $\mu$ s
Amplitud de pulsos	5-30 V	1-14 V	5-14 V

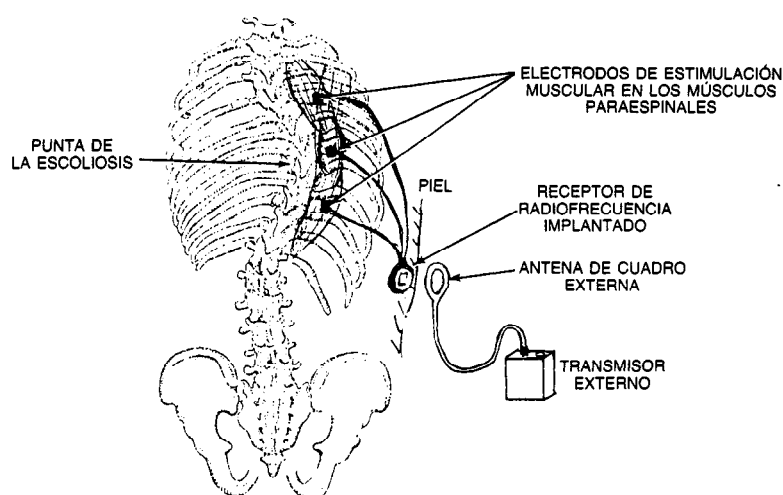


Fig. 43-19. Estimulador implantado parcialmente, para corregir escoliosis.

croamperios al fémur de un conejo durante tres semanas, surgió un enorme interés por los efectos de la corriente eléctrica en el hueso. Dicho investigador describió también un efecto piezoeléctrico en el hueso, en el cual éste generaba potenciales en respuesta al esfuerzo mecánico. Cuando se aplicaba una fuerza de flexión sobre el hueso, el lado comprimido se volvía electronegativo, y el lado en tensión (tracción), electropositivo.

Más tarde, en forma independiente, se informaron datos similares. Friedenber y Brighton<sup>31</sup> informaron que un hueso no sometido a tensiones ni compresiones generaba un potencial negativo "constante" en zonas sometidas a crecimiento activo y reparación, en contraste con áreas menos activas. Estos hallazgos despertaron el interés sobre el posible empleo de la corriente eléctrica en el proceso de aceleración de la reducción ósea. Friedenber y colaboradores<sup>32</sup> informaron la unión por medio de la estimulación de corriente directa de fracturas que no se habían soldado o reducido normalmente. Bassett y colaboradores<sup>33,34</sup> lograron la reducción de zonas desunidas al inducir en el hueso corrientes eléctricas con un potente campo electromagnético alternante.

Se han aplicado muchas formas de estimulación eléctrica al crecimiento y reparación de hueso en

animales y seres humanos, y ha sido de enorme eficacia para hacer que suelden fracturas difíciles, pero no ha acelerado la fusión en fracturas normales.

Se han creado dos técnicas competitivas para su empleo clínico, a saber, la inducción electromagnética extracorporal<sup>35</sup> y la corriente directa aplicada por electrodos insertados en el lugar de la fractura. La primera técnica no necesita cirugía, pero el equipo es voluminoso y no portátil, por las grandes corrientes que se necesitan en la bobina de excitación. La técnica de corriente directa se ha llevado a la práctica por medio de un dispositivo de implantación total. Un tipo de implante consiste en una batería alcalina de cinc y óxido de plata, y un regulador de corriente ajustado de tal forma que suministre 20  $\mu$ A a una carga que va de 0 a 100 kilohms ( $k\Omega$ ). El dispositivo se encapsula en un receptáculo de resina epóxica y titanio en forma de bala, y tiene una vida activa de 16 a 24 semanas. El cátodo está hecho de alambre de titanio de triple trenza aislado por polietileno en los primeros 15 cm, y desnudo en otros 25 cm. La porción desnuda del cátodo está en espiral y se introduce quirúrgicamente en el sitio de fractura. La fuente de corriente y un ánodo de platino de 80 mm<sup>2</sup> se implantan en el tejido blando cerca de la fractura. En un lapso de tiempo de tres o cuatro meses ocurre la soldadura, fusión o reducción, después de lo cual se extrae el implante. En la figura 43-21 se muestra un estimulador óseo colocado.

Tabla 43-7. Parámetros de estimulación en la corrección de escoliosis

Parámetro	Valores
Amplitud	0-15 V
Duración de pulsos	220 $\mu$ s
Frecuencia	30 Hz
Tiempo de conexión	1-5 s
Tiempo de desconexión	5-25 s
Uso	Sólo por la noche

#### 43.1.10 Control del dolor mediante estimulación eléctrica

En el año 47 de nuestra era, Escribonio Largo relató el caso de un paciente que curó de su dolor de gota (artritis) al hacer contacto accidentalmente con una mantarraya eléctrica o pez torpedo cuando estaba en la playa. Recomendó las descargas eléctricas del animal contra los dolores de cabeza, gota y otros males. El interés de la electroterapia resurgió en el siglo XVII con

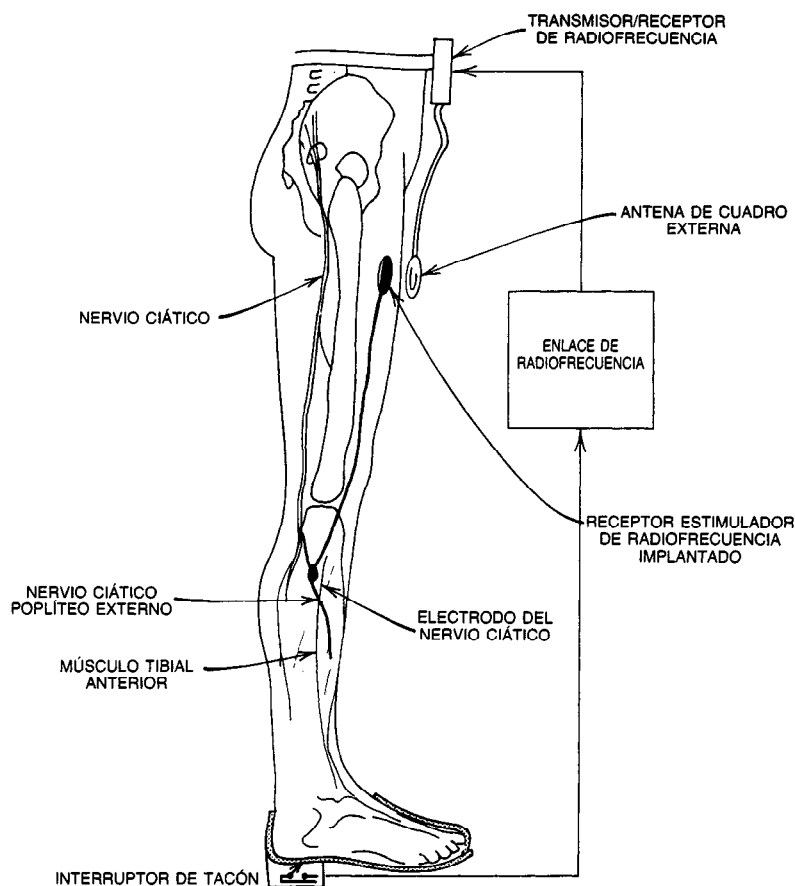


Fig. 43.20. Estimulador del nervio ciático poplíteo externo en caso de pie péndulo (implante parcial).

el advenimiento de la producción controlada de electricidad, una de las formas básicas de la energía de nuestros días. La época actual de electroterapia contra el dolor nació con la publicación por Melzack y Wall de la "teoría de control de la compuerta" para explicar el efecto<sup>36</sup>. Según esta teoría, el alivio del dolor por medio de electricidad comienza cuando se estimulan con ella las grandes fibras sensoriales del tipo A-delta. Estas fibras, que normalmente transportan la sensación del tacto ligero, hacen que se cierre una "compuerta química" e impiden que la sensación dolorosa transportada normalmente por fibras de tipo C, más pequeñas, llegue a los niveles conscientes del cerebro. Melzack y Wall no señalaron el sitio preciso de esta "compuerta" en el sistema nervioso, pero advirtieron que podría existir en la médula espinal o en diversos niveles del encéfalo que integran los estímulos sensoriales. Su teoría sirvió para unificar la analgesia obtenida por estimulación eléctrica y también la producida por acupuntura, otro antiguo tratamiento contra el dolor.

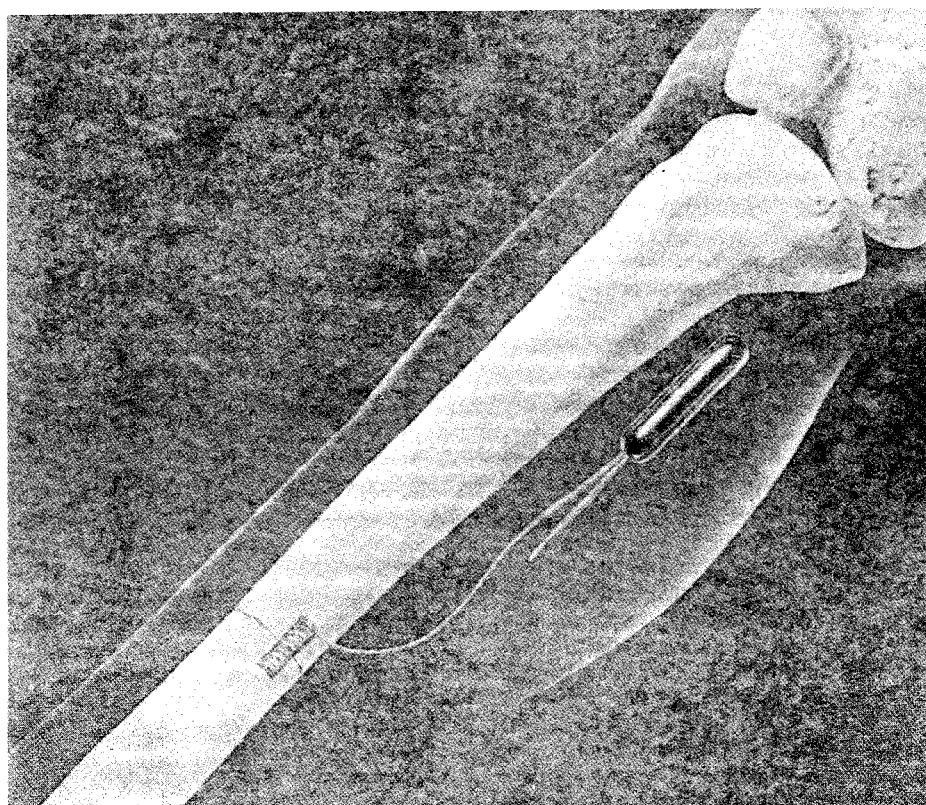
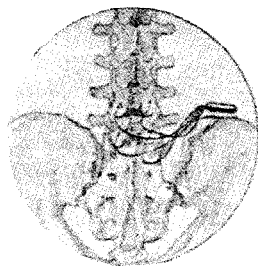
Shealy fue el primero en implantar un estimulador para aliviar el dolor<sup>37</sup>. Con base en la teoría de la compuerta, colocó quirúrgicamente un conjunto de electrodos de platino en la superficie dorsal de la médula

espinal, que posee fibras nerviosas sensoriales de tipo A-delta. Obtuvo buenos resultados, y pronto implantó electrodos estimuladores sobre los grandes nervios periféricos (fig. 43-22) y dentro de estructuras intracerebrales relacionadas con el dolor (fig. 43-23).

La técnica utilizada por Shealy consistía en colocar sobre la superficie de la médula espinal, por medio de una técnica quirúrgica amplia llamada laminectomía, un cojincillo de caucho de siliconas que envolvía dos electrodos de platino. Cook<sup>38,39</sup> modificó la técnica al utilizar un electrodo fino similar a un catéter de punta sin aislar, que se colocaba en la superficie epidural dorsal de la médula, a través de una aguja percutánea introducida entre las vértebras. En ambos casos, para estimular los electrodos (fig. 43-24) se usó una combinación de transmisor externo/receptor subcutáneo de radiofrecuencia.

Para estimular estructuras cerebrales profundas se coloca un electrodo fuera de alambre a través de un orificio de trépano en el cráneo, por medio de un dispositivo de ajuste de posición llamado aparato estereotáxico. Una vez colocado el electrodo, se abre paso un alambre conductor por debajo del cuero cabelludo y, a través de un túnel subcutáneo en el cuello, se une a





**Fig. 43-21.** Estimulador implantado para mejorar la reducción (soldadura) de fracturas difíciles. Por cortesía de DePuy Division, Boehringer Mannheim, Co., Warsaw, Indiana.

un receptor de radiofrecuencia localizado en un receptáculo hecho en la piel subclavicular (fig. 43-23).

Sólo los pacientes con dolor intensísimo y difícil de tratar, de origen orgánico y no psíquico, reciben los estimuladores eléctricos en implante. Habitualmente el paciente emite los estímulos utilizando un transmisor externo y los recibe una antena de cuadro fijada sobre el sitio del implante con el receptor. La estimulación se hace según se necesite. Algunos enfermos la necesitan de modo continuo, en tanto que otros logran la analgesia durante horas con sólo unos minutos de estimulación. En la tabla 43-8 se resumen los parámetros de estimulación de la analgesia.

#### 43.1.11 Control de la espasticidad y de trastornos del movimiento

El cerebelo es la porción de la masa encefálica que coordina la actividad muscular voluntaria. Organiza las contracciones y relajaciones de los músculos que necesariamente intervienen incluso en el más sencillo movimiento normal. Ejecuta tal función al inhibir y facilitar selectivamente las contracciones de los diferentes músculos. El efecto global del cerebelo es inhibitorio, y se ha demostrado que su actuación por estimulación eléctrica aminora la rigidez de descerebración de los músculos. Si este órgano se lesiona por

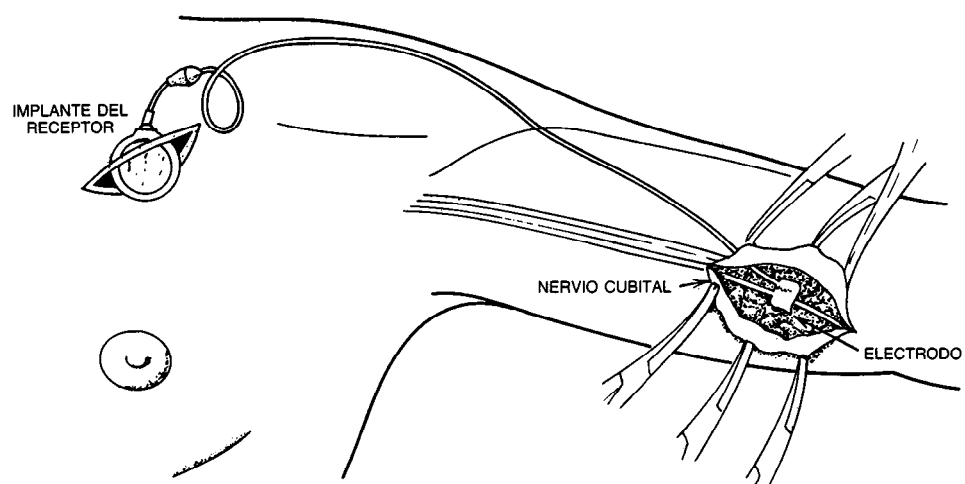


Fig. 43-22. Estimulador de nervios periféricos para controlar el dolor, implantado en el nervio cubital. Por cortesía de Trent Wells, Inc., South Gate, California.

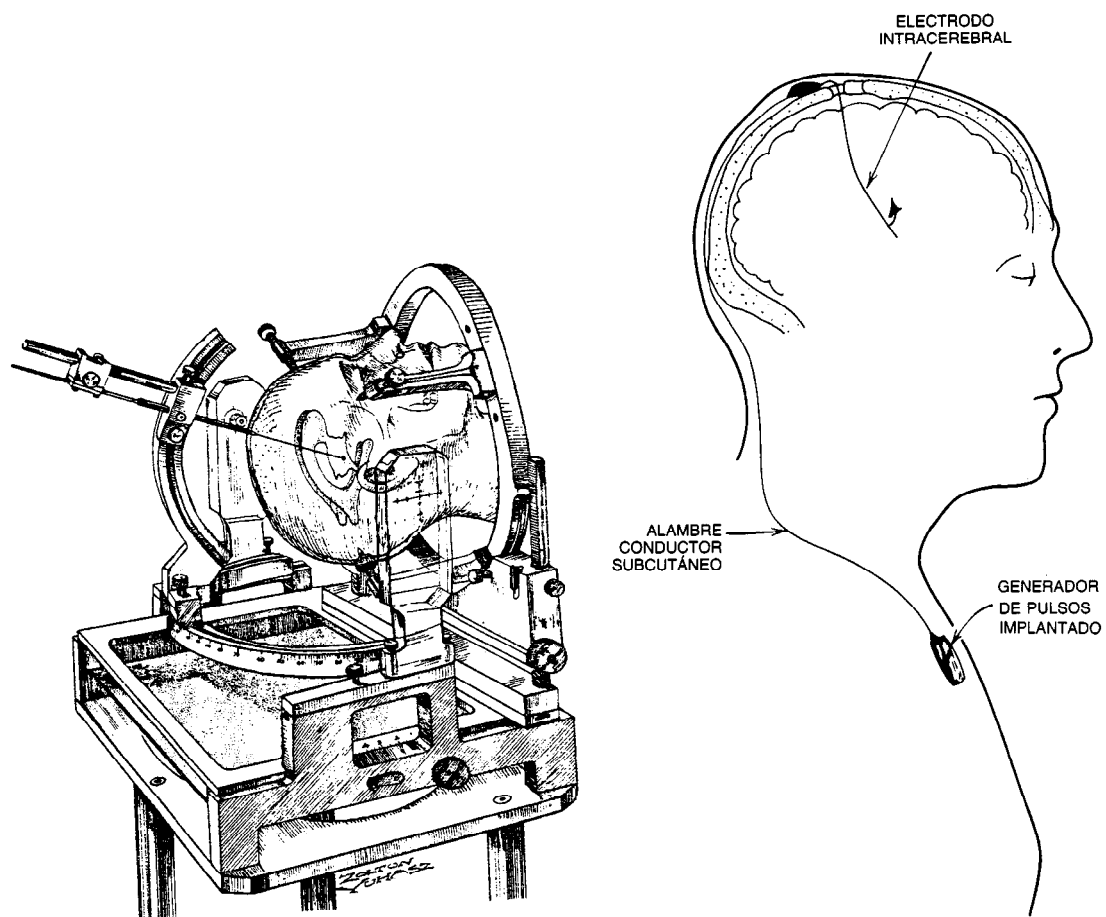
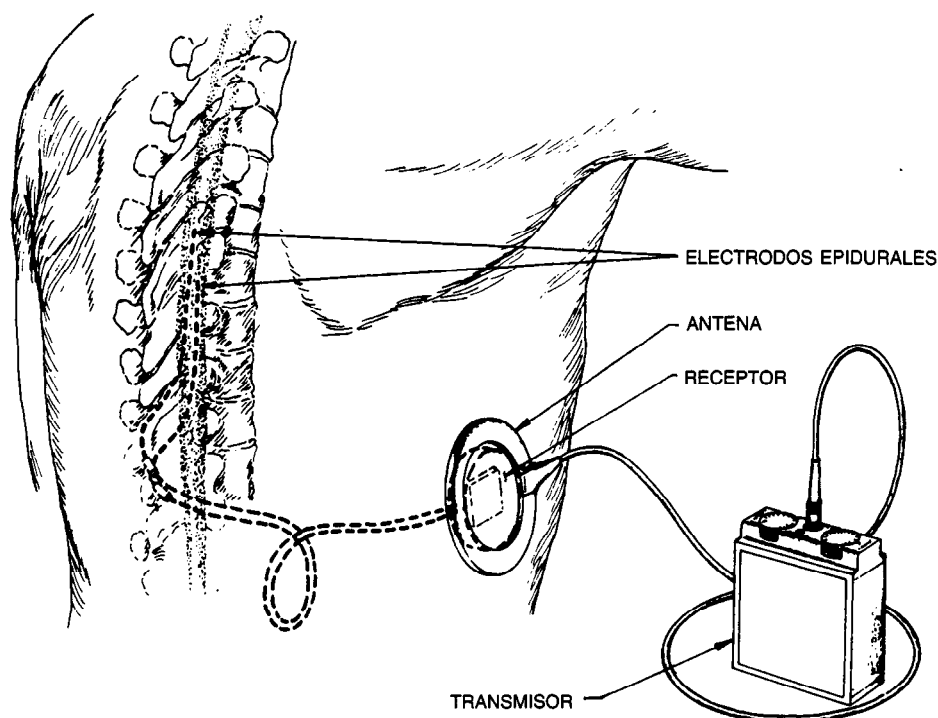


Fig. 43-23. Sistema de estimulación estereotáxica profunda del cerebro y forma de realizarla.



**Fig. 43-24.** Estimulador medular para controlar el dolor; se muestra también su colocación. Por cortesía de Avery Laboratories, Inc., Farmingdale, Nueva York.

anoxia u otros mecanismos, aminora su influencia en los músculos, y se produce una hipertonía en ellos.

La parálisis cerebral es un trastorno causado a veces por anoxia del cerebro fetal. Se caracteriza por hipertonía muscular rebelde o espasticidad, hiperreflexia y a veces movimientos involuntarios llamados atetosis. Las personas afectadas difícilmente caminan o ejecutan algún movimiento voluntario, porque el tono o los movimientos voluntarios son abrumadores.

Cooper<sup>40,41</sup> introdujo la técnica de estimulación crónica del cerebelo en víctimas de parálisis cerebral, para aminorar su espasticidad. Su técnica consistía en la implantación quirúrgica de un cojincillo de caucho de siliconas, dentro del cual había ocho electrodos estimuladores de platino, en la superficie de los dos hemisferios cerebelosos. Los electrodos terminaban en un receptor de radiofrecuencia colocado en plano subcutáneo, que recibía energía de un transmisor externo. La estimulación de la superficie cerebelosa al parecer reduce la espasticidad, al hacer que dicho órgano restablezca su influencia inhibitoria en los músculos estriados. Cuando disminuye la hipertonía anormal, pueden resurgir los movimientos voluntarios. En la figura 43-25 se muestra la técnica para implantar electrodos en el cerebelo, y en la 43-26, la posición de éstos en la superficie del órgano.

Se ha utilizado la estimulación de la médula espinal para tratar los síntomas de parálisis cerebral y algunos trastornos motores afines, tales como la distonía muscular deformante, torticolis espasmódica y espasticidad

postraumática. En este caso se implantan los electrodos en la superficie posterior de la médula espinal, entre los niveles cervicales C1 y C4. La estimulación hace que se relajen los músculos afectados, lo cual también se logra por la estimulación cerebelosa. Según algunos autores, la estimulación de la porción dorsal de la médula alivia algunos síntomas de la esclerosis múltiple y mejora la movilidad y el funcionamiento vesical. En la tabla 43-9 se presentan las especificaciones de los parámetros de estimulación utilizados por diversos sistemas en trastornos motores.

Varios investigadores se han dedicado a analizar el dilema de si la estimulación eléctrica del cerebro y otro tejido nervioso podría tener efectos dañinos. Los estudios enumerados en la tabla 43-10 indican que los estimuladores terapéuticos del cerebro, médula y nervios periféricos son relativamente inocuos.

#### 43.1.12 Futuro

En la actualidad, están en fase de desarrollo y ensayo otros implantes electrónicos. Hasta la fecha su uso en seres humanos ha sido limitado, pero es muy probable un gran futuro. Se ha intentado la estimulación del nervio del seno carotídeo para regular la presión arterial<sup>50</sup>, pero todavía no se conoce a fondo el mecanismo barostático para que su aplicación se generalice. La estimulación cerebelosa se ha usado para modular las emociones y aminorar los síntomas de la psicosis aguda<sup>51</sup>; también se ha empleado para suprimir y con-

**Tabla 43-8. Parámetros de estimulación utilizados para aliviar el dolor**

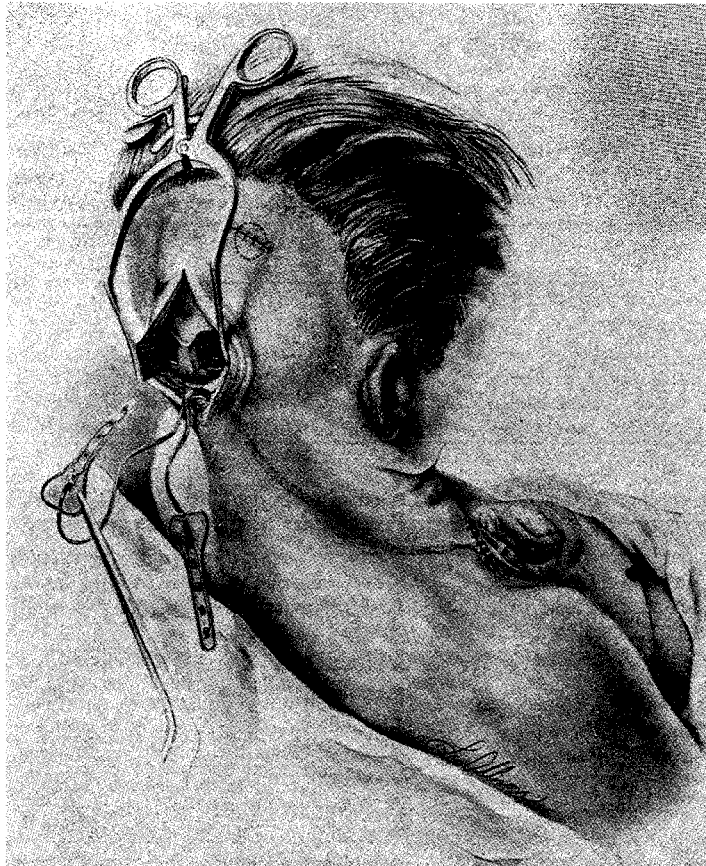
Parámetro	Intervalo
Amplitud	0-14 mA
Anchura de los pulsos	50-400 $\mu$ s
Frecuencia de los pulsos	7-200 Hz
Tiempo (cronometrado) de estimulación	Según sea necesario
Carga (componente resistivo)	500-1 500 $\Omega$
Carga (componente capacitivo)	Aprox. 1.0 $\mu$ F

trolar las convulsiones en algunos tipos de epilepsia<sup>42</sup>. Están en marcha ensayos clínicos sobre una bomba para dosificar insulina en la circulación de pacientes diabéticos, por un dispositivo controlado electrónicamente e implantado en el cuerpo. Se han construido varios aparatos para hacer mediciones telemétricas de parámetros fisiológicos desde el exterior del organismo<sup>53</sup>.

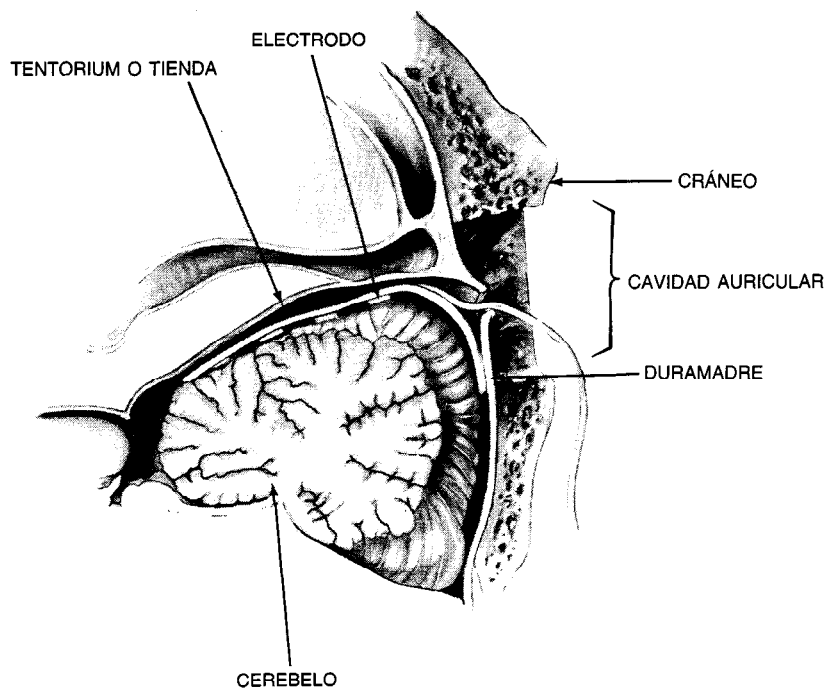
Uno de los aspectos más interesantes en la investigación y desarrollo de nuevos dispositivos es el de las

prótesis sensoriales. En sordos, se introducen electrodos en el caracol y el propio nervio auditivo, y la estimulación con un generador de pulsos implantado ha producido un grado alentador de comprensión auditiva<sup>54</sup>. Se necesita más investigación para mejorar el algoritmo procesador de señales y el número de canales y electrodos de acoplamiento, a fin de obtener una prótesis auditiva óptima.

En voluntarios ciegos se han colocado redes de electrodos en la superficie de la capa cortical visual del cerebro<sup>55</sup>, y la estimulación de un elemento de estas redes es captada por el sujeto como un destello luminoso en el espacio, llamado fosfeno. La red de 64 elementos de electrodos aporta fosfenos con la suficiente diferencia espacial como para que el individuo distinga el alfabeto Braille leído por medio de un mapa de fosfenos desencadenados por electrodos. La investigación se hizo con un cable de electrodos introducido por la piel, conectado a un estimulador controlado por computadora. Al mejorar la vinculación entre electrodo y tejido, y con el ritmo actual a que están miniaturizándose los elementos electrónicos, pronto existirán las prótesis visuales totalmente implantadas.



**Fig. 43-25.** Técnica quirúrgica para implantar electrodos de estimulación del cerebelo en el tratamiento de trastornos cinéticos. Por cortesía de Avery Laboratories, Inc., Farmingdale, Nueva York.



**Fig. 43-26.** Electrodos estimuladores situados en la superficie del cerebelo, para reducir la espasticidad. Por cortesía de Avery Laboratories, Inc., Farmingdale, Nueva York.

**Tabla 43-9. Parámetros de estimulación utilizados en trastornos motores**

Autor	Trastorno	Amplitud	Frecuencia (Hz)	Anchura de pulsos	Tiempo de empleo (ON/OFF) (min)
Cooper <sup>41</sup>	Parálisis cerebral	0-14 V	200	0.5-1.0 ms	1-8
Cooper <sup>42</sup>	Epilepsia	0-14 V	10	0.5-1.0 ms	1-8
Davis <sup>43</sup>	Parálisis cerebral	0.3-1.0 mA	200	0.5 ms	4-8
Gildenberg <sup>44</sup>	Torticollis	0-14 V	50-1 500	100 $\mu$ s	
Waltz <sup>45</sup>	Espasticidad	0-14 V	100-1 400	100 $\mu$ s	

**Tabla 43-10. Estudios de lesión de tejidos a causa de la estimulación con electrodos de platino**

Autor	Tejido	Tiempo y estímulo	Resultados
Kim <sup>46</sup>	Humano, nervio frenético	2 yr, 4.3 $\mu$ C/cm <sup>2</sup> /pH	Sin lesión
Gilman <sup>47</sup>	De macaco, cerebelo	205 h, 30 $\mu$ C/cm <sup>2</sup> , 2.4 $\mu$ C/pH 2.4 mA, 1 ms, 10 Hz Continuo, 7-10 h/día intermitente, 8 min entre ON y OFF	Lesión Sin lesión
Brown <sup>48</sup>	De mono, cerebelo	205 h, 10 Hz, 1 ms, 0.5 mA 7.4 $\mu$ C/cm <sup>2</sup> 35 $\mu$ C/cm <sup>2</sup> 70 $\mu$ C/cm <sup>2</sup>	Sin lesión Lesión moderada Lesión definida
Agnew <sup>49</sup>	De gato, corteza cerebral	36 h, 4 mA, 0.25 ms, 50 Hz 10 $\mu$ C/cm <sup>2</sup> 32 $\mu$ C/cm <sup>2</sup> 50 $\mu$ C/cm <sup>2</sup>	Sin lesión Lesión moderada Lesión definida

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. J. B. Ranck, Jr., "Which Elements Are Excited in Electrical Stimulation of Mammalian Central nervous System: A Review", *Brain Res.* **98**:417-440.
2. J. C. Lilly, en D. E. Sheer, ed., *Electrical Stimulation of the Brain*, Texas University Press, Dallas, pp. 60-64.
3. S. B. Brummer y M. J. Turner, "Electrochemical Considerations for Safe Electrical Stimulation of the Nervous System with Platinum Electrodes", *IEEE-BME Trans.* 59-63.
4. R. Elmquist y A. Senning, en C. N. Smyth, ed., *Medical Electronics*, Proc. 2.<sup>a</sup> Int. Conf. Medical Electronics, Hiffe, Londres.
5. D. C. Schechter, "Background of Clinical Cardiac Electrostimulation", *N. Y. State J. Med.* **71**, 72.
6. V. Parsonnet, S. Furman y N. P. Smyth, "Implantable Cardiac Pacemakers Status Report and Resource Guideline. Pacemaker Study Group", *Circulation* **50**:A21-A35.
7. W. Greatbach y W. M. Chardack, "A Transistorized Implantable Pacemaker for the Long-Term Correction of Complete Atrioventricular Block", *Med. Electron. NEREM* **8**:73.
8. R. E. Fischell, K. B. Lewis, J. H. Schulmann y J. W. Love, en W. Schaldach y S. Furman, eds., *Advances in Pacemaker Technology*, Springer-Verlag, Nueva York, p. 357.
9. W. E. Matheson, en M. Schaldach y S. Furman, eds., *Advances in Pacemaker Technology*, Springer-Verlag, Nueva York, p. 401.
10. D. C. Schechter, "Background of Clinical Cardiac Electrostimulation", *N. Y. State J. Med.* **71**, 72.
11. A. Ure, "Experiments Made on the Body of Criminal Immediately after Execution, with Physiological and Philosophical Observations", *J. Sci. Arts* **12**:1 (1818); *Ann. Chim. Phys.* **14**:350.
12. S. J. Sarnoff, E. Hardenberg y J. L. Whittenberger, "Electrophonic Respiration", *Am. J. Physiol.* **155**:1.
13. W. W. L. Glenn, W. G. Holcomb, J. F. Hogan y colaboradores, "Diaphragm Pacing by Radio-frequency Transmission in the Treatment of Chronic Ventilatory Insufficiency", *J. Thor. Cardiovasc. Surg.*, **66**:505.
14. J. Budge, "Ueber den Einfluss des Nervensystems auf die Bewegung der Blase", *Z. Ration. Med.* **21**:1.
15. W. E. Bradley, L. E. Wittmers, S. N. Chou y L. A. French, "Use of a Radio Transmitter Receiver Unit for the Treatment of Neurogenic Bladder: A Preliminary Report", *J. Neurosurg.* **19**:782-786.
16. W. E. Bradley, L. E. Wittmers y S. N. Chou, "An Experimental Study of the Treatment of the Neurogenic Bladder", *J. Urol.* **5**:575-582.
17. G. S. Brindley, "An Implant to Empty the Bladder or Close the Urethra", *J. Neurol. Neurosurg. Psychiat.* **40**:358-369.
18. G. S. Brindley, "Emptying the Bladder by Stimulating Sacral Ventral Roots", *Proc. Physiol. Soc.* **9**:15P, 16P.
19. R. A. Schmidt, H. Bruschini y E. A. Tanagho, "Feasibility of Inducing Micturition Through Chronic Stimulation of Sacral Roots", *J. Urol.* **12**(4):471-477.
20. B. S. Nashold, Jr., H. Friedman y S. Boyarsky, "Electrical Activation of Micturition by Spinal Cord Stimulation", *J. Surg. Res.* **11**:144-147.
21. B. S. Nashold, Jr., H. Friedman, J. P. Glenn y colaboradores, "Electromicturition in Paraplegia", *Arch. Surg.* **104**:195-202.
22. B. S. Nashold, Jr., H. Friedman y J. Grimes, "Electrical Stimulation of the Conus Medullaris to Control the Bladder in the Paraplegic Patient. A 10-Year Review", *Appl. Neurophysiol.* **44**:225-232.
23. B. S. Nashold, Jr., H. Friedman, J. Grimes y R. Avery, en *Neural Organization and Its Relevance to Prosthetics*, Symposia Specialists, Miami, pp. 349-367.
24. W. P. Bobechko, "Electrical Stimulation in Scoliosis", en T. E. Hambrecht, ed., *Functional Neuromuscular Stimulation*, National Academy of Sciences, Washington, DC, p. 115.
25. W. P. Bobechko, M. A. Herbert y H. C. Friedman, "Electrospinal Instrumentation for Scoliosis: Current Status", *Orth. Clin. No. Am.* **10**(4).
26. W. T. Liberson, H. J. Holmquest, D. Scot y M. Dow, "Functional Electrotherapy: Stimulation of the Peroneal Nerve Synchronized with the Swing Phase of the Gait of Hemiplegic Patients", *Arch. Phys. Med.* **42**:101-105.
27. L. Vodovnik, M. R. Dimitrijevic, T. Prevec y M. Logar, "Electronic Walking Aids for Patients with Peroneal Palsy", *World Med. Electron.* **4**:58-61.
28. L. Vodovnik, U. Stanic, A. Kral, R. Acimovic, F. Gracanin, S. Grobelnik, P. Suhel, C. Godec y S. Plevnick, en F. T. Hambrecht y J. B. Peswick, eds., *Functional Electrical Stimulation: Applications in Neural Prostheses*, Decker, Nueva York, pp. 465-477.
29. R. Waters y D. McNeal, N° 1.76—Effectiveness of Surface Stimulation. Annual Reports of Progress, Rancho Los Amigos Hospital, Downey, CA.
30. I. Yasuda, "Fundamental Aspects of Fracture Treatment", *J. Kyoto Med. Soc.* **4**:395-406.
31. Z. B. Friedenberg y C. T. Brighton, "Bioelectric Potentials in Bone", *J. Bone Joint Surg.* **48-A**: 915-923.
32. Z. B. Friedenberg, M. C. Harlow y C. T. Brighton, "Healing of Nonunion of the Medial Malleolus by Means of Direct Current. A Case Report", *J. Trauma* **11**:883-885.
33. C. A. L. Bassett y R. J. Pawluk, "Noninvasive Methods for Stimulating Osteogenesis", *J. Biomed. Mater. Res.* **9**:371-374.
34. C. A. L. Bassett, R. J. Pawluk y A. A. Pilla, "Augmentation of Bone Repair by Inductively Coupled Electromagnetic Fields", *Science* **184**: 575-577.

35. C. A. L. Bassett, S. N. Mitchell, L. Norton y colaboradores, "Electromagnetic Repairs of Nonunions", en C. T. Brighton, J. Black y S. R. Pollack, eds., *Electrical Properties of Bone and Cartilage: Experimental Effects and Clinical Applications*, Grune and Stratton, Nueva York, pp. 605-630.
36. R. Melzack y P. D. Wall, "Pain Mechanisms: A New Theory", *Science* **150**(3699).
37. C. N. Shealy, J. T. Mortimer y J. R. Reswick, "Electrical Inhibition of Pain by Stimulation of the Dorsal Columns. Preliminary Clinical Report".
38. A. W. Cook, "Percutaneous Trial for Implantable Stimulating Devices", *J. Neurosurg.* **44**: 65-651.
39. A. W. Cook, A. Tahmouresis, A. Oygar y colaboradores, "Epidural Electrical Stimulation of Spinal Cord for Intractable Pain and Other Abnormal Conditions", *Acupunc. Electrotherapeut. Res. Int. J.* **2**:259-270.
40. I. S. Cooper, "Chronic Stimulation of Palaeocerebellar Cortex in Man", *Lancet* **1**:206.
41. I. S. Cooper, M. Riklan, I. Amin y colaboradores, "Chronic Cerebellar Stimulation in Cerebral Palsy", *Neurology* **26**:744-753.
42. I. S. Cooper, M. Riklan y colaboradores, "Chronic Cerebellar Stimulation in Epilepsy", *Arch. Neurol.* **33**:559-570.
43. R. Davis, M. Barolat-Romana y H. B. Engle, "Spasticity; Chronic Cerebellar Stimulation for Cerebellar Palsy, Five-Year Study", *Acta. Neurochirurgica*, Suppl. **30**, 317-332.
44. P. L. Gildenberg, "Treatment of Spasmodic Torticollis with Dorsal Column Stimulation", *Appl. Neurophysiol.* **41**:113-121.
45. J. M. Waltz, L. O. Reynolds y M. Riklan, "Multi-Lead Spinal Cord Stimulation for Control of Motor Disorders", *Appl. Neurophysiol.* **44**: 244-257.
46. J. H. Kim, E. E. Manuelidis, W. W. L. Glenn y T. Kaneyuki, "Diaphragm Pacing: Histopathological Changes in the Phrenic Nerve Following Long-Term Electrical Stimulation", *J. Thorac. Cardiovasc. Surg.* **4**:602-608.
47. S. Gilman, G. W. Dauth, V. M. Tennyson y L. T. Kremzner, "Chronic Cerebellar Stimulation in the Monkey", *Archs. Neurol.* **32**:474-477.
48. W. J. Brown, T. L. Babb, H. V. Soper, J. P. Lieb, C. A. Ottino y P. H. Crandall, "Tissue Reactions to Long-Term Electrical Stimulation of the Cerebellum in Monkeys", *J. Neurosurg.* **47**:366-379.
49. W. F. Agnew, R. H. Pudenz, L. A. Bullara, T. G. H. Yuen y D. B. Jacques, Progress Rep. Contract N.º N01-NS-0-2275, pp. 1-24, Bethesda, MD, NINCDS.
50. N. R. Hagfors y S. I. Schwartz, "Implantable Electronic Carotid Sinus Nerve Stimulators for Reducing Hypertension", *Proceed. 19th Annual Conference on Engineering in Medicine and Biology* **8**:36.
51. D. C. Schechter, "Background of Clinical Cardiac Electrostimulation", *N. Y. State J. Med.* **71**, 72.
52. P. J. Blackshear y colaboradores, "Control of Blood Glucose in Experimental Diabetes by Means of a Totally Implantable Insulin Infusion Device", *Diabetes* **28**:634-639.
53. T. B. Fryer, H. A. Miller y H. Sandler, eds., *Biotelemetry III*.
54. R. L. White, S. A. Shamma y N. E. Cotter, "Development of Multi-Channel Electrodes for an Auditory Prosthesis", Stanford Electronics Laboratory, NIH Contract N.º N01-NS-7-2366.
55. G. S. Brindley y W. S. Lewin, "The Sensations Produced by Electrical Stimulation of the Visual Cortex", *J. Physiol. (Lond.)* **196**:479-493.

### 43.2 PROCESAMIENTO DE SEÑALES EN PERSONAS CON DEFICIENCIAS DE COMUNICACIÓN

*Harry Levitt*

Las prótesis que ya incorporan técnicas modernas de procesamiento de señales mejoran en grado superlativo la comunicación en personas con deficiencias de audición, visión y habla. La producción en serie de sistemas de procesamiento de señales complejísimo —y no obstante económicos— ha abierto nuevas posibilidades para auxiliar a los disminuidos y ha despertado interés por la investigación y desarrollo de implementos. Las invenciones de ingeniería ya no constituyen el problema principal por vencer, sino la aplicación de la tecnología existente y compleja a la solución de problemas fundamentales.

Por otro lado, las técnicas complejas que pueden constituir un verdadero auxilio para los disminuidos también agravan los problemas y retos que enfrentan. Por ejemplo, las técnicas de telecomunicación han experimentado una revolución en los últimos 20 años, pero incluso, en la actualidad, las personas con problemas auditivos siguen teniendo dificultades para comunicarse por teléfono y deben confiarse en lentos y engorrosos dispositivos de telecomunicación, lo que las aísla de los individuos que oyen bien.

#### 43.2.1 Magnitud de las deficiencias de comunicación

Entre los sujetos con minusvalías en la comunicación se incluyen los que tienen deficiencias auditivas, visuales o del habla. Los tres grupos no son mutuamente excluyentes; una persona con hipoacusia también puede tener deficiencias visuales, y muy frecuentemente las que tienen sordera profunda también tienen problemas de habla, aunque lo contrario no suele ocurrir. Se han utilizado prótesis procesadoras de señales para sordos e hipoacúsicos, que comprenden el grupo mayor de personas con deficiencias de comunicación; es precisamente a este grupo al que tales dispositivos brindan las mayores ventajas posibles.

Se ha calculado que tan sólo en Estados Unidos más de 15 millones de personas (8% de la población adulta, y 1.2% de la población menor de 18 años) tienen algún tipo de disfunción auditiva. Más de tres millones tienen una deficiencia moderada, y sin la ayuda de una prótesis auditiva entienden con dificultad lo que se les dice. Los que tienen trastornos graves de audición y sordera profunda sufren problemas para entender lo que dicen los demás, a pesar de usar prótesis. Los sordos profundos no pueden entender ni siquiera el habla una vez amplificada. Hay en Estados Unidos más de un millón de personas con trastornos de audición muy profundos. Es común llamarles sordos, pero sólo una proporción pequeña de los que tienen deficiencias graves lo son en realidad.

El impacto de las deficiencias de audición es muy perjudicial, más aún en niños de corta edad que han nacido con el problema o lo sufren antes de haber desarrollado lo suficiente su lenguaje. Los sordos prelinguales (con una prevalencia del 0.1%) tienen notable dificultad para articular y entender las palabras (el habla y el lenguaje), y su desarrollo educativo queda muy por detrás del de niños con audición normal. La inmensa mayoría de los niños que acuden a escuelas para sordos tienen la deficiencia auditiva de tipo prelingual.

A pesar de que el 50% de la población tiene trastornos visuales menores (en los que puede lograrse compensación adecuada con anteojos o lentes de contacto), son menos las personas con deficiencias visuales graves o profundas que aquellas con deficiencias profundas o graves de la audición. Se calcula que, como promedio, 1.25 millones de estadounidenses sufren trastornos visuales, y de ellos, 300 000 se han clasificado como legalmente ciegos.

La incidencia de trastornos del habla comprende el 1% de la población estadounidense, pero es mucho mayor en los niños. Las encuestas señalan que los maestros recomiendan terapias foniátricas al 9% de niños de seis años no internados en instituciones de enseñanza especial, porcentaje que disminuye con la edad, hasta llegar al 1% a los 17 años. Los niños internados tienen mayor incidencia de trastornos del habla.

Los trastornos graves del habla a menudo acompañan a enfermedades neuromotoras, de las cuales las más comunes son la parálisis cerebral (0.5% en niños), accidente cerebrovascular (1.3% en adultos) y enfermedad de Parkinson (0.2% en adultos). Los trastornos profundos del habla también acompañan a la sordera y al retardo mental, las que de consuno afectan del 1 al 3% de la población. Hay en Estados Unidos 1.5 millones de tartamudos (dislálidos) y más de 200 000 personas que sufren anomalías bucofaciales graves, como el paladar hendido. La incidencia de carcinoma de laringe, que obliga a la extirpación quirúrgica de la misma, es de unos 9 000 casos al año. Los problemas de lenguaje (dislexia y dislalia), a menudo ligados a problemas de desarrollo del habla, aparecen en el 2 al 3% de los niños de tres años, y en el 1% o menos de los escolares.

La mayor parte de los trastornos del habla no entorpecen gravemente la comunicación, pero una pequeña proporción de problemas profundos tienen consecuen-

cias muy diversas en esta capacidad. Muchos de los trastornos graves derivan de otros padecimientos o deficiencias importantes, o se acompañan de ellos.

#### 43.2.2 Amplificación acústica para personas con deficiencias auditivas

El **audífono común**, la prótesis para audición más utilizada de las que aplican el procedimiento electrónico de señales, es básicamente un amplificador ordinario cuya salida se ha limitado para no sobrecargar el aparato auditivo.

Algunos factores dificultan el diseño y uso de las prótesis auditivas:

1. La tasa demográfica de la población con deficiencias auditivas ha cambiado sustancialmente desde el decenio de 1940; quienes entonces utilizaban las prótesis sufrían algún tipo de trastorno del oído medio. Con el desarrollo de la medicina preventiva y las técnicas médicas y quirúrgicas para mejorar el problema, los individuos con enfermedades y trastornos del oído medio ya no son los usuarios básicos de las prótesis; sin embargo, los resultados de los primeros estudios clásicos que comprendieron a personas con problemas de oído medio, aún influyen notablemente en el diseño y colocación de las prótesis modernas.
2. Los factores de estética intervienen decisivamente en el diseño de nuevas prótesis auditivas. Muchos progresos técnicos se han orientado a reducir el tamaño de las prótesis auditivas y hacerlas menos visibles, en vez de mejorar su eficacia global.
3. La anacusia o la hipoacusia no son simples pérdidas de la sensibilidad auditiva, sino deficiencias de la capacidad global de procesar sonidos hablados. Aun amplificando los sonidos, los individuos con deficiencias auditivas no detectan cambios en sus características, y no pueden diferenciar una palabra de otra.
4. La transmisión desde la fuente sonora hasta la membrana del tímpano es muy compleja: hay que considerar los efectos desviadores de la cabeza y el cuerpo, los ecos del pabellón y la reverberación del local. La ruta de transmisión también cambia continuamente como resultado de los movimientos de la cabeza y cambios en la ubicación de la fuente sonora.

La técnica más importante para valorar disfunciones auditivas es el audiograma, que muestra la pérdida de la sensibilidad en función de la frecuencia. Pero ello no constituye en sí el problema fundamental en la hipoacusia o la anacusia. La pérdida de la sensibilidad de la audición se puede corregir fácilmente por una amplificación con selectividad de frecuencia, en la que se restaure la deficiencia en cada frecuencia al uniformar la ampliación acústica. La enorme ganancia que se necesita en altas frecuencias para que los sonidos se vuelvan audibles hace también que los sonidos más inten-



Los ruidos sean muy molestos y potencialmente peligrosos para la audición residual. De este modo, se necesita algún método para aminorar la gama o rango de intensidad (dinámico) de las señales del habla. Un problema fundamental es la forma de lograrlo sin reducir la inteligibilidad.

En el caso de un trastorno de conducción puro, tal como la otosclerosis, en que hay neoformación ósea, simplemente se atenúa y disminuye la transmisión del sonido por el oído medio. Muchos de los problemas de este tipo se corrigen con técnicas médicas o quirúrgicas, y ya no es necesaria la prótesis auditiva, pero muchísimas personas aptas para una amplificación acústica tienen deficiencias sensoriales, nerviosas o de ambos tipos, que no pueden ser curadas por medios médicos.

Una característica de la deficiencia neurosensorial de la audición es que disminuye la gama o rango dinámico, o sea, el intervalo desde el umbral de audibilidad hasta el nivel de molestia. El umbral auditivo puede aumentar de manera sustancial, pero no hay un incremento correspondiente en el nivel al cual el sonido pasa a ser un ruido molesto. De hecho, el nivel de molestia para una persona con una deficiencia neurosensorial puede ser menor que el de algunas personas con audición normal. Dentro de este rango dinámico limitado se aminoran la resolución de frecuencia en el oído afectado. En particular, la persona con disfunción auditiva por lo común tiene mayor dificultad para distinguir las palabras escuchadas en un medio ruidoso que la persona con audición normal.

Las técnicas de procesamiento de señales son útiles para ajustar automáticamente la característica de ganancia de frecuencia en los amplificadores de audífonos, con el fin de poner dentro de la región de audición residual casi todo el contenido informativo de las señales del habla. Los investigadores del Central Institute for the Deaf, en St. Louis, el MIT, y la City University of New York<sup>1,2,3</sup> han identificado por separado conjuntos semejantes de características electroacústicas que es necesario considerar en esta tarea, y que dependen de cada persona con deficiencias auditivas. La realización física del sistema de amplificación individualizado en un dispositivo práctico que puede llevarse detrás de la oreja o en el conducto auditivo es un problema difícil de resolver, que recibirá los beneficios de la aplicación inteligente de las técnicas modernas de procesamiento de señales.

Está en investigación la magnitud en la que las especificaciones electroacústicas de la prótesis deben ajustarse automáticamente para un mejor acoplamiento a las características cronovariantes del habla. Hay una pequeña duda acerca de la utilidad del control automático de ganancia, pero no se conoce otra forma más eficaz de ajuste dependiente de señales, en las características de una prótesis. Edgar Villchur, de la Foundation for Hearing-Aid Research, Woodstock, Nueva York, piensa que el sistema de canales múltiples, con un control independiente de ganancia automática en cada uno es una técnica prometedora<sup>4</sup>. Los datos de evolución de los experimentos preliminares con esta técnica no han mostrado importantes ventajas, pero

existen razones teóricas de peso para pensar que dicho sistema servirá adecuadamente en ciertos tipos de deficiencias de audición, tales como los de las personas con un rango dinámico muy estrecho.

Las técnicas actuales de procesamiento de señales mejoran las prótesis al intensificar señales en presencia de ruido. Abundantes datos de experimentos señalan que los efectos perniciosos del ruido en la inteligibilidad del habla son mucho peores para los que sufren deficiencias de audición que para aquellos con audición normal. En la comunicación diaria y directa, las personas tienden a elevar el volumen de la voz en presencia de ruido, incrementando así la proporción señal/ruido en un grado suficiente para un oyente con audición normal. Sin embargo, para los oyentes hipoacúsicos es muy difícil captar y ajustar estas proporciones señal/ruido. Por medio de técnicas de procesamiento de señales para mejorar la proporción efectiva mencionada se obtendrían resultados mucho mejores, pero tal mejora no debe hacerse a costa de distorsionar las señales del habla y aminorar su inteligibilidad.

Es difícil mejorar la proporción señal/ruido, aunque algunos factores contribuyen a una solución positiva. La comunicación directa, cara a cara, es la más común para el lenguaje, y las fuentes de ruido ocupan espacialmente sitios separados. Como resultado, existen importantes diferencias interaurales entre el lenguaje y el ruido, que utiliza con provecho el sistema auditivo binaural normal. Sin embargo, las personas con deficiencias de audición al parecer no utilizan eficazmente estas diferencias entre uno y otro oídos, y algunos estudios muestran mínima o nula ventaja binaural en tales oyentes disminuidos<sup>5</sup>. Para ellos, algún grado de procesamiento interaural antes de emitir las señales puede incrementar efectivamente la proporción señal/ruido. El preprocesador de dos canales o canales múltiples, a diferencia de las prótesis actuales, no debe limitarse a "señales de entrada" microfónicas en los dos oídos (podría utilizarse un conjunto de micrófonos); tales sistemas tienen la posibilidad de mejorar la inteligibilidad del habla hasta el punto en que sea realmente mejor que para las personas de audición normal, con sus aspectos de ventaja binaural.

La reverberación excesiva del recinto también aminoran la inteligibilidad del lenguaje hablado, y la reducción es mucho mayor en personas con deficiencias del oído que en las normales. Se han creado técnicas de procesamiento de señales para aplacar los efectos de la reverberación ambiental, pero la aplicación práctica en una prótesis portátil no ha sido satisfactoria<sup>6</sup>.

En circunstancias limitadas, se han logrado soluciones relativamente sencillas al problema doble de incrementar el cociente señal/ruido y aminorar la reverberación. En una técnica que se ha probado en teatros, iglesias y otros grandes sitios de reunión, la señal del hablante es transmitida a toda la estancia por medio de luz infrarroja de frecuencia modulada (FM). Los oyentes con deficiencias auditivas usan receptores ligeros de FM con señales de salida acopladas acústicamente a los dos oídos, por medio de audífonos. Se eliminan así los ruidos extraños generados dentro del

recinto, y las señales que provienen del escenario o del púlpito llegan directamente a los oídos, con mínima o nula reverberación.

Estos sistemas de frecuencia modulada han tenido la entusiasta aceptación de los hipoacúsicos. Los factores estéticos parecen no tener gran consecuencia en estas situaciones, simplemente porque los dispositivos, aunque de mayor tamaño que las prótesis comunes, se usan en cómodo anonimato, en un teatro o auditorio a media luz, donde otra persona ocupa el foco de la atención.

La utilidad de la amplificación acústica es inversamente proporcional al grado de la deficiencia auditiva. En individuos con deficiencias profundas o muy graves, la prótesis aporta pistas auditivas para complementar la "lectura labial" y también pistas para auxiliar en la producción transmitida del habla. También es posible recodificar la señal transmitida hablada cuando la deficiencia es profunda, de tal modo que queden dentro del intervalo limitado de audición residual las pistas importantes.

#### 43.2.3 Dispositivos de análisis del habla para personas con deficiencias auditivas

Los analizadores del habla son aparatos que recodifican las señales habladas, para expresar la información de otra forma. En el caso de disfunción auditiva neurosensorial grave o profunda, es muy común que se conserve una función moderada en bajas frecuencias (1 000 a 2 000 Hz), y mínima, si es que subsiste, por encima de 2 000 Hz. Una forma de recodificación acústica, conocida como transposición de frecuencia, pasa la energía del habla inaudible de altas frecuencias a la región de baja frecuencia, donde produce pistas claramente audibles<sup>7</sup>.

La transposición es adecuada en el caso de sonidos fricativos mudos. Dado que contienen muy poca energía de baja frecuencia, la superposición de señales codificadas que representan la estructura de alta frecuencia menoscaba muy poco la información de baja frecuencia.

No se han corroborado los resultados de la transposición con recodificación de sonidos que contienen información en frecuencias bajas y altas.

Las valoraciones experimentales de algunos sistemas de transposición señalan mejoras en la recepción del habla y sonidos en condiciones restringidas, tales como serían las tareas de identificación del habla de una sola palabra, o en el empleo de dispositivos de rehabilitación foniátrica destinados a mejorar la producción de los sonidos fricativos<sup>8</sup>. Las valoraciones en circunstancias más generales han tenido resultados antagónicos<sup>9,10</sup>. Algunos estudios señalan poca ventaja respecto de la amplificación acústica corriente<sup>11</sup>. Un gran problema para usar los transpositores de frecuencia y evaluarlos, si modifican radicalmente la señal fónica y del habla, es que las personas que los usan deben aprender un nuevo código. Podría argüirse que los resultados experimentales negativos se deben más bien a que el sujeto no ha aprendido el código del habla transpuesto.

También se ha dicho que un código nuevo radicalmente diferente de palabras se aprende mejor durante la niñez, cuando los pequeños comienzan a imitar los sonidos del habla<sup>12</sup>; dicha hipótesis es muy difícil de probar y, en todo caso, entrañaría también problemas éticos. Es concebible que un niño con disfunción auditiva puede comenzar a emitir palabras y lenguaje con mucha mayor facilidad si se transponen las pistas importantes del lenguaje a la región de audición residual. Sin embargo, si tal experimento fallara, el niño tardaría más en aprender a hablar que en una situación ordinaria. La dificultad para medir con veracidad la audición residual en un lactante hipoacúsico dificulta todavía más este tipo de experimentos. Los niños con algo de audición residual pueden desarrollar razonablemente bien sus facultades de habla y lenguaje, con la amplificación acústica común. Las distorsiones radicales de la señal hablada les causan a veces un daño irreparable en sus procesos normales de desarrollo.

Muchos investigadores afirman que el aparato auditivo posee en sí detectores de características del habla, que limitan en grado sumo la capacidad de aprender códigos lingüísticos radicalmente diferentes<sup>12</sup>. Es más, afirman que la capacidad de información en el aparato auditivo muy deficiente es extraordinariamente limitada, y que, para ser inteligible, el contenido informativo de las señales recodificadas del habla rebasa necesariamente dicha capacidad.

En un experimento importante que está todavía en marcha en el MIT, Louis Braida y sus colaboradores intentan aclarar si una persona con audición e inteligencia normales puede aprender un nuevo código del habla, cuyas pistas acústicas estén todas en la región de baja frecuencia<sup>13</sup>. En el nuevo código se pretende aprovechar al máximo la distancia perceptual entre los sonidos del habla. El experimento debe demostrar si es posible aprender un código radicalmente diferente de baja frecuencia en circunstancias óptimas. Si los resultados son positivos, queda todavía el problema importante de crear un dispositivo de procesamiento del habla de utilidad práctica que traduzca los vocablos hablados a dicho código.

#### 43.2.4 Estimulación eléctrica directa

La estimulación eléctrica directa del sistema auditivo es la técnica quirúrgica más nueva para aprovechar la audición residual; prescinde de las células sensoriales no funcionales y aporta una entrada útil al sistema auditivo a nivel nervioso. Beneficia a las personas con disfunción muy profunda en la esfera sensorial, pero sólo si se ha conservado indemne la esfera neurológica. No se sabe el número de personas que sean aptas para la estimulación eléctrica directa, pero representa sólo una pequeña fracción del total de personas con profunda deficiencia de audición.

La técnica de estimulación directa más inocua es, con mucho, la eléctrica extracoclear, en la cual se emite el estímulo en un punto periférico al caracol<sup>14</sup>. La operación es reversible, de modo que el estimulador puede extraerse sin lesionar el aparato auditivo. La principal limitación de la estimulación extracoclear es

que se cuenta con sólo un canal, con anchura de banda limitada. Brinda el beneficio psicológico de recuperar la audición, aunque en grado muy pequeño, y ha sido útil para aportar información según el tono de la voz a individuos profundamente sordos. Las pistas sobre tono y entonación constituyen un complemento útil de la lectura labial, y permiten una retroalimentación importante al controlar la propia voz. Se hallan en fase de investigación métodos para procesar señales verbales y así aprovechar al máximo la estimulación extracoclear. La colocación de electrodos dentro del caracol o cóclea constituye otro método de estimulación eléctrica directa<sup>15</sup>. Cada región del caracol es sensible a distintos componentes de frecuencia de la señal verbal; para la transmisión del habla inteligible, es necesario estimular independientemente varias regiones de frecuencia. Pueden utilizarse electrodos independientes en el implante coclear, lo cual abre la posibilidad de estimulación por múltiples canales. Los campos eléctricos generados por la estimulación intracoclear son bastante difusos, y por ello se necesita una combinación compleja de cirugía muy hábil e ingeniería precisa, para lograr un verdadero implante coclear en canales múltiples.

En Estados Unidos y otros países, varios grupos de investigadores eminentes trabajan en este problema. Graeme Clark, de la Universidad de Melbourne, Australia, fue uno de los primeros en colocar un electrodo con canales múltiples en el caracol y obtener mejores resultados en la recepción verbal<sup>16</sup>. La mejoría fue impresionante, pero no se alcanzó la meta de hacer totalmente inteligible el habla. Otros grupos de investigadores han logrado recientemente resultados impresionantes con implantes de canales múltiples<sup>15</sup>. Cuando menos una compañía estadounidense importante, la 3M, se interesa en la creación de implantes cocleares.

La investigación se ha orientado hacia la forma de procesar la señal verbal para implantes de canales múltiples, y así llevar al máximo su inteligibilidad. A pesar de lo mucho que se han comentado en los medios masivos los implantes cocleares, los investigadores aún se plantean la misma pregunta fundamental: ¿La señal verbal puede ser recodificada para que sea inteligible a un sistema auditivo deficiente, con limitada capacidad de canales? Esta pregunta no es muy diferente de la planteada respecto a la recodificación de baja frecuencia del habla. (También es la misma que se ha planteado, aunque en forma diferente, en la investigación actual sobre los medios de expresar en forma visual y táctil la palabra hablada.)

Los investigadores también han experimentado con el implante coclear de un solo canal, pero es uno de los menos prometedores, porque conlleva todos los peligros del implante y las desventajas de la estimulación limitada. Por ejemplo, no hay pruebas de que dicho implante sea superior al extracoclear, que es mucho más seguro. Además, cualquier implante coclear lesiona irreversiblemente las delicadísimas estructuras internas del caracol, y destruye algunas de las células sensoriales que se conservaban intactas. En algunos casos, los datos señalan que el implante coclear altera el sentido del equilibrio, por estar muy cerca de los

conductos semicirculares. A pesar de sus desventajas bien definidas y la disponibilidad de una alternativa mucho más segura, el uso del implante de un solo canal sigue aumentando.

La tercera forma de estimulación eléctrica entraña la colocación de electrodos en el nervio auditivo. Blair Simmons, de la Stanford University, usó múltiples electrodos en su trabajo precursor sobre esta técnica<sup>17</sup>. Con este procedimiento se han obtenido resultados semejantes a los obtenidos con otros implantes cocleares. La desventaja del implante del nervio es que es imposible situar con la suficiente precisión la red de electrodos para que haya una estimulación tonotópica constante (es decir, que cada electrodo de la red estimule una región de frecuencia especificada). Sin embargo, por la disposición perfectamente organizada de las fibras nervioauditivas en regiones de diferente frecuencia en el caracol, puede lograrse la estimulación tonotópica precisa y constante con el implante multielectrodo.

La estimulación de la propia capa cortical auditiva constituye la cuarta técnica. Un grupo de investigadores dirigidos por William Doherty, entonces en la Universidad de Utah, colocó electrodos en la superficie del área auditiva del cerebro, para estudiar directamente la estimulación eléctrica del oído<sup>18</sup>. Tal técnica entraña problemas de enorme complejidad en la colocación del electrodo y procesamiento de las señales, y es demasiado difícil y peligrosa para poder considerarla como un auxiliar auditivo asequible a corto plazo.

#### 43.2.5 Prótesis no auditivas para personas con deficiencias de audición

La complementación o el "esquivamiento" (derivación) del sistema sensorial dañado por medio de otra técnica es una opción muy atractiva en la fabricación de prótesis sensoriales para el hipoacúsico. En caso de disfunciones de la audición, el empleo de pistas visuales, táctiles o de ambos tipos para facilitar la comunicación brinda innumerables beneficios.

Los primeros ensayos de este procedimiento simplemente presentaban las ondas de forma verbales en modo táctil o visual. El individuo podía separar los sonidos débiles de los fuertes, y saber si había expresión verbal, pero no mucho más. Desde entonces se han creado métodos más complejos que presentan en forma espectral o gráfica la señal emitida por el hablante. Se han obtenido con ello resultados muy útiles, pero todavía no se ha alcanzado la meta de la comunicación verbal eficaz por medio de otra técnica.

En esta búsqueda de procedimientos no auditivos han surgido diversos criterios y escuelas. Una de ellas arguye que el habla es un código especial y el sistema auditivo un decodificador singular<sup>19</sup>. Según tal criterio, es poco realista y práctico esperar que la vista o el tacto sustituyan eficazmente a la audición dañada. El argumento anterior se emplea para reforzar las ventajas relativamente pequeñas de las técnicas no auditivas. Los partidarios de esta escuela piensan que las manifestaciones visuales o táctiles han sido complementos

útiles para la lectura de labios o de dispositivos para rehabilitación foniatría, pero no buenos sustitutivos del aparato auditivo.

Robert Houde, del Center for Communications Research, Rochester, Nueva York, ha contradicho tal argumento<sup>20</sup>. Afirma que los avances logrados en comunicar el habla por modalidades no auditivas han sido modestos, debido a factores tales como la poca resolución de los primitivos dispositivos experimentales, el empleo de estrategias inapropiadas para la rehabilitación y el contacto demasiado breve con las presentaciones mostradas. En su opinión, un individuo puede entender un mensaje verbal expresado por medios visuales si la información se le presenta debidamente y se le adiestra en la mejor forma posible. Victor Zue, del MIT, ha demostrado que una persona puede leer y entender una imagen espectrográfica de la comunicación verbal<sup>21</sup>. Aunque este proceso es muy lento e impráctico como forma de comunicación para los sordos, los métodos de Zue pueden ser muy útiles como punto de partida en el diseño de formas gráficas más eficaces.

Puede haber en el desarrollo del niño periodos críticos en los que la capacidad de aprender el lenguaje hablado alcance su máximo; si se le facilitaran expresiones gráficas eficaces en esas etapas de desarrollo, este medio sería mucho más eficaz en una etapa ulterior, como auxiliar de la comunicación.

El tercer criterio afirma que, por muy especializado que sea el lenguaje hablado, es posible la comunicación eficaz por medio de símbolos visuales o táctiles que reflejen en forma perfectamente organizada las características del habla<sup>22</sup>. Por ejemplo, la persona puede entender el lenguaje hablado a través de la palabra impresa y de la lectura de labios, aunque sean mínimos o nulos los estímulos auditivos. En el método de comunicación Tadoma, que es bastante lento y difícil, los sordos y ciegos captan pistas de lo hablado al tocar la cara de los interlocutores y percibir sus movimientos articulatorios.

Los resultados de estos métodos hacen surgir interrogantes en cuanto a si es posible diseñar medios gráficos más eficaces para transmitir sólo las características importantes del habla. Se han creado varios dispositivos experimentales que aportan pistas complementarias para aminorar la ambigüedad de la lectura labial<sup>23-27</sup>. Con muchos de ellos se han obtenido resultados positivos, por lo común en la forma de una mejor percepción del lenguaje; sin embargo, como ocurre con los implantes, la mejora es bastante pequeña en comparación con la meta global de un habla totalmente inteligible.

Uno de los grandes problemas técnicos para crear medios eficaces de expresión visual es la extracción automática de las características importantes del habla, problema esencialmente igual al de su reconocimiento automático.

Si pudiera crearse un dispositivo automático fiable para el reconocimiento del habla basado en el habla continua e irrestricta, sería relativamente sencillo transformarlo en un indicador fidedigno de características del habla o viceversa.

La Sensory Aids Foundation, de Palo Alto, California, ha emprendido investigaciones para aplicar la tecnología del reconocimiento automático del habla al problema de crear un sistema práctico para su reconocimiento visual, destinado a auxiliar a los sordos<sup>28</sup>. En un proyecto de investigación que está en marcha en la City University of New York, se intenta alcanzar un término medio entre las expresiones visuales de las palabras habladas, fáciles de generar automáticamente, pero difíciles de leer por los seres humanos (p. ej., el espectrograma), y la creación de medios de expresión de lectura fácil, que son difíciles de generar automáticamente (como el impreso de un dispositivo de reconocimiento automático de lenguaje hablado<sup>29</sup>).

Mientras tanto, las personas con hipoacusia o anacusia usan cada vez más dispositivos de prótesis que aprovechan las palabras impresas, como los subtítulos de la televisión o de los teletipos. Tales métodos pueden ser de enorme eficacia en la comunicación, pero también tienen diversos inconvenientes y carencias. Para que los dispositivos de reconocimiento automático de la palabra hablada pudieran ser de uso práctico habría que resolver uno de los grandes problemas de los subtítulos de la televisión: el tiempo y el dinero que se requiere para producirlos.

Quizá no se alcance pronto la meta de hacer un dispositivo de reconocimiento automático y fiable del habla ordinaria (irrestricta), pero existen ya sistemas semiautomáticos. Uno de ellos, TOMCAT, está en valoración como complemento didáctico para estudiantes sordos en el National Technical Institute for the Deaf, de Rochester, Nueva York<sup>30</sup>. Una taquígrafa transcribe textualmente una cátedra o conferencia en una máquina estenográfica cuyo teclado está conectado a una computadora. Ésta convierte las señales de entrada en texto ordinario, y las proyecta en una pantalla de televisión, todo en cuestión de segundos. Un abogado sordo que defendió un caso histórico ante la Suprema Corte estadounidense, usó el sistema TOMCAT. Otras aplicaciones posibles son la preparación más eficaz de los subtítulos de televisión, o la facilitación de la comunicación telefónica entre una persona sorda y una normal.

Los dispositivos telefónicos auxiliares para las personas con deficiencias auditivas pueden mejorar muchísimo si se les aplican inteligentemente las tecnologías modernas de procesamiento de señales. En muchos casos bastarían pequeñas y económicas modificaciones de los sistemas actuales de computación. Muchas computadoras de bolsillo de bajo precio tienen una salida de audio utilizada para grabar programas y datos en audiocasetes. Con un cambio mínimo de la frecuencia, los sordos e hipoacúsicos podrían utilizar dichas señales de audio para comunicarse por teléfono. En fecha reciente, un dispositivo de este tipo recibió el premio Johns Hopkins First National Search in Personal Computing to Aid the Handicapped<sup>31</sup>.

Las computadoras personales económicas tienen algunas ventajas como dispositivos de comunicación: son mucho más económicas que los teletipos corrientes, y tienen memoria y lógica. Por ejemplo, los procesadores de palabras diseñados específicamente para sor-

dos almacenan palabras y frases de uso frecuente en un formato accesible, después las imprimen al oprimir un botón, y así aminoran el tiempo necesario para la escritura de mensajes en los dispositivos de telecomunicación corrientes.

Para las personas con deficiencias auditivas, las computadoras pueden parecer un aparato de uso difícil, y por ello es importante que las programadas para operar como medio de telecomunicación sean tan fáciles de usar como los teletipos comunes.

En muchos de los aparatos de telecomunicación para personas con deficiencias auditivas se utiliza el código Baudot, relativamente lento, mientras que en casi todas las computadoras personales se utiliza el código ASCII de telecomunicaciones; dicha incompatibilidad podría resolverse dando a los sordos dispositivos que comuniquen con uno y otro código, o con acceso telefónico a un convertidor central de códigos.

Sería recomendable la adopción de un código común o, como otra posibilidad, la creación de convertidores económicos de códigos, para que así las personas con deficiencias auditivas reciban los beneficios completos de las computadoras personales como aparatos de comunicación.

#### 43.2.6 Dispositivos para rehabilitación foniátrica

Muchos de los niños con deficiencias auditivas tienen un doble problema muy grave: dificultad para entender la palabra hablada y para generar palabras inteligibles, lo cual se debe a que no recibieron los estímulos sensoriales necesarios durante los primeros años críticos en que se adquiere la facultad del lenguaje, y porque no pudieron "cotejar" y controlar eficazmente su propia producción del habla.

Los dispositivos de rehabilitación foniátrica han obtenido resultados medianos en lo que se refiere a la mejora del lenguaje de los deficientes auditivos; por lo regular aportan expresiones visuales o táctiles de las características de lenguaje, que complementan las pistas auditivas que se les hace llegar por amplificación acústica. Los investigadores intentan conocer las características del lenguaje hablado que deben ser expresadas gráficamente (en pantalla), y la forma en que puede lograrse tal tarea.

Las expresiones gráficas de mejor calidad son las que muestran el contorno de frecuencia fundamental, el grado de nasalización y las características espectrales de los sonidos fricativos. Raymond Nickerson y Kenneth Stevens, de la firma Bolt, Beranek y Newman, en Cambridge, Massachusetts<sup>32</sup>, crearon un sistema de rehabilitación foniátrica basado en computadora, que incluía muchas de tales características. Los resultados positivos obtenidos con el sistema han permitido crear dispositivos relativamente económicos de rehabilitación en esta área, por empleo de computadoras personales.

Los dispositivos más eficaces de rehabilitación foniátrica todavía no cuentan con procedimientos fiables para la extracción automática de las características del habla; la tarea no es tan difícil como lo sería crear dispositivos de reconocimiento automático del habla,

porque en los primeros se necesita extraer y expresar gráficamente sólo una característica cada vez. Además, para la rehabilitación pueden colocarse sensores miniaturizados en el micrófono, a fin de obtener información articuladora que sea muy difícil extraer automáticamente de la señal acústica.

El tamaño del aparato de rehabilitación foniátrica es un factor limitante de su eficacia. Muchos de ellos están fijos a un pupitre, de tal forma que el niño debe acudir al aparato para usarlo, lo cual limita gravemente su acceso. Serían muy útiles aparatos portátiles que permitieran la retroalimentación continua de características específicas del habla producida por el propio niño (y también de los buenos ejemplos obtenidos del maestro), para facilitar el proceso de rehabilitación foniátrica.

El problema pedagógico de integrar aparatos analizadores del habla en los programas de rehabilitación foniátrica está en fase de valoración en la Lexington School for the Deaf, de Queens, Nueva York, escuela en que el plan de enseñanza general del lenguaje hablado incluye un sistema de adiestramiento del habla por minicomputadora relativamente económico<sup>33</sup>. La computadora sirve como dispositivo sensorial para el alumno, y como medio de diagnóstico y archivo de registros para el profesor.

#### 43.2.7 Controversias

La controversia entre oralismo y manualismo ha rebasado diversos aspectos del uso intrínseco de los dispositivos protésicos. Intervienen puntos de enorme complejidad, y cada bando tiene criterios y opiniones de todos los matices.

Los oralistas piensan que debe aprovecharse al máximo la audición residual y que, por amplificación acústica y adiestramiento eficaz del habla y la audición, que incluyan lectura labial, los sujetos con deficiencias auditivas pueden adquirir la habilidad que necesitan para actuar y comportarse eficazmente en un mundo de oyentes. Insisten en el aprendizaje en los primeros años de la niñez de la palabra hablada y oída, porque el niño con deficiencias auditivas estará en mayor desventaja para adquirir más tarde el lenguaje oral. Destacan el hecho de que las habilidades de comunicación de niños que adquirieron la deficiencia auditiva cuando ya habían aprendido a hablar, a escribir y entender lo hablado son por lo regular mejores que las de los que sufren la deficiencia en la etapa prelingual.

Los manualistas piensan que el lenguaje por señas es el natural de los sordos, y que el lenguaje hablado es de poca importancia. Por consiguiente, a su parecer, cualquier intento de enseñar técnicas de comunicación en un lenguaje hablado y su captación por el oído en un niño con profunda deficiencia auditiva casi seguramente culminará en fracaso, lo cual, a su vez, aminorará la autoestima del pequeño y tal vez le causará daño psicológico. Algunos niños con hipoacusia profunda nunca tendrán la más mínima eficiencia en el lenguaje hablado, pero, según los oralistas, algunos pueden obtener habilidades de comunicación oral y desenvolverse eficazmente en el mundo de la gente normal.

En el fondo del asunto, las líneas divisorias en cuanto a los aspectos teóricos de los dos grupos se han trazado precisamente sobre el punto de integrar al deficiente auditivo en el mundo más amplio de los oyentes. Muchos oralistas piensan que la integración es necesaria y deseable, en tanto que los manualistas no lo creen así.

La filosofía educativa de la comunicación total adopta una posición intermedia en cuanto a que debe enseñarse a hablar y el lenguaje de señas a los niños con deficiencias auditivas profundas. Muchas de las escuelas para sordos han adoptado sin ambages tal criterio, pero hay enormes diferencias en ellas en cuanto a la importancia que asignan a la rehabilitación foniatría. A pesar de la etiqueta pedagógica, muchas de las escuelas de comunicación total de hecho siguen el criterio de los manualistas.

Otra posición intermedia sería el lenguaje a base de pistas, que recomienda a quien habla utilizar los ademanes o señas para reunir la ambigüedad de los sonidos que sean idénticos visualmente cuando se leen los labios.

Cada grupo recomienda la creación de prótesis que funcionen según su propio criterio y filosofía. Los manualistas, que son un segmento pequeño pero de enorme influencia en la población con disfunciones auditivas, son más bien individuos con trastornos profundos de la audición, muchos de los cuales fueron criados a base de señas y ademanes como el primer lenguaje. Se interesan más bien en dispositivos sensoriales que faciliten la comunicación por medio de la palabra impresa, y dispositivos que faciliten el aprendizaje del lenguaje de señas.

Como dato interesante, aún no han demostrado gran interés en aparatos que permitan la comunicación por señas con el teléfono y por medio de canales de vídeo de baja anchura de banda.

El criterio oralista es adoptado por muchos individuos con deficiencia moderada y grave de la audición, y una fracción pequeña de los que la tienen en grado profundo. Este grupo se interesa en todos los tipos de prótesis, excepto las que abarcan el lenguaje de señas, pero tienen particular interés por las de tipo auditivo, tales como las comunes, las que complementan la lectura labial, y las que auxilian en la rehabilitación foniatría.

El grupo de comunicación total consiste más bien en personas con deficiencias graves o profundas de la audición. Muchas escuelas estadounidenses para sordos han adoptado en fecha reciente la filosofía de la comunicación total y, por ello, ha crecido cada vez más la proporción de adultos con deficiencias auditivas que la adoptan. Su interés por las prótesis sensoriales es ecléctico; es decir, aceptan con beneplácito cualquier recurso que les permita comunicarse mejor, sea oral o manualmente.

El grupo de lenguaje a base de pistas es muy pequeño, porque el hablante y su interlocutor necesitan aprender pistas especiales con las manos; si se creara un dispositivo automático y práctico para pistas, aumentarían en un grado extraordinario el tamaño y la importancia de dicho grupo.

#### 43.2.8 Prótesis para personas con deficiencias visuales

Las disputas teóricas que han entorpecido la creación de prótesis para personas con deficiencias auditivas no son tan graves ni tan diversas en la comunidad que sufre defectos visuales. La ceguera no impide aprender a hablar y, por ello, sus efectos en el desarrollo infantil son menos dañinos que la sordera intensa o profunda. Los aspectos educativos al parecer no son tan formidables, y se han trazado en forma más pragmática "líneas de batalla".

El auxiliar visual más común lo representan con mucho las lentes correctoras, sea en forma de anteojos o lentes de contacto. Aunque en sí no requieren procesamiento de señales electrónicas, su especificación y fabricación se facilitan con estas técnicas. Los métodos manuales para especificar graduaciones son aún muy eficaces, pero resultan harto lentos y poco precisos; su eficacia y precisión mejorarían mucho con técnicas computarizadas, cuya aplicación práctica aún debe superar la inercia de la tradición.

Las prótesis para personas ciegas o con graves deficiencias visuales se clasifican en dos grandes grupos: auxiliares para la lectura y para la movilización.

Los dispositivos más comunes para auxiliar la lectura son los que compensan la visión deficiente, es decir, los que mejoran un sistema visual con función insatisfactoria, y los dispositivos de sustitución sensorial en los que, en vez del sistema de visión disminuida, se usa otra modalidad, como sería la del tacto o del oído. Los dispositivos para visión deficiente suelen ser sencillos e incluyen amplificación óptica. Los sistemas fibrópticos de buen diseño tienen la posibilidad de generar una imagen de campo plano, sin las aberraciones esféricas de muchos de los cristales de aumento comunes.

El empleo cada vez mayor de terminales de vídeo en los puestos de trabajo y en el hogar ha abierto nuevas posibilidades para usar dispositivos útiles que auxilien a las personas con poca visión. Los sistemas de televisión en circuito cerrado a menudo se utilizan para auxiliar a los que tienen visión parcial, al amplificar un texto u otro material y proyectarlo en la pantalla televisora. Con el empleo creciente de computadoras ha sido necesario mejorar los formatos visuales en las terminales mencionadas.

Los auxiliares para lectura, que dependen de otras modalidades sensoriales, van desde los sencillos hasta los muy complejos. Entre las técnicas más conocidas de sustitución están la escritura y lectura Braille, aunque no se usa tanto como se pensaba. El alfabeto común de Braille es difícil de aprender, y bastante costosa la elaboración de los materiales. Se han creado varios alfabetos simplificados, pero son de uso limitado. Los progresos actuales en la impresión por computadora han vuelto factible la elaboración de materiales Braille más económicos. Una posibilidad excitante para su manufactura económica sería la vinculación de los procesadores de palabra, relativamente accesibles en precio, con los troqueladores Braille.

Otro sustitutivo sensorial sencillo sería el registro de audio de material impreso, aunque la producción de

tales "libros parlantes" es costosa; los costos podrían disminuir si se automatizara su elaboración por medio de un lenguaje generado por computadora. Se han creado convertidores prácticos de texto-habla y cabe vislumbrar alguna aplicación de esta técnica para asistir a los débiles visuales.

Con cualquier sistema de sustitución sensorial, la transferencia de datos suele ser mucho más lenta en la modalidad sustituida que en el sistema sano. Este problema fundamental no es tan grave en el caso de los libros parlantes, que mejoran la velocidad de "fondo de apoyo" del lenguaje, y así incrementan la velocidad con que se recibe el mensaje hablado. Al aumentar la velocidad del "fondo de apoyo sonoro" disminuye la inteligibilidad, y por ello se han creado métodos para procesar más rápidamente el lenguaje y mejorar dicho parámetro. El método más común es reducir las componentes de frecuencia de la señal acelerada del lenguaje hablado, lo cual puede hacerse fácilmente con técnicas digitales.

Los dispositivos de barrido fotoeléctrico que, como el Braille, permiten una presentación táctil de la palabra impresa, son más complejos. Entre ellos, el que ha brindado mejores resultados es el Optacon, creado por James Bliss y John Linville, en la Stanford University<sup>34</sup>. Una cámara en miniatura barre la página impresa, cuya imagen es transferida electrónicamente a una matriz de microvibradores que estimulan las yemas de los dedos del usuario. Con adiestramiento podrá reconocer por tacto facsímiles de letras y otros símbolos impresos. Un impedimento serio del empleo eficaz de los dispositivos de barrido fotoeléctrico táctil es que la transferencia de información resulta bastante lenta. Una de las razones de los buenos resultados del Optacon es que con un buen adiestramiento su velocidad de lectura puede ser de 50 palabras por minuto; tales ritmos hacen que el aparato sea práctico en el caso de lectores bien capacitados, pero la velocidad es menor que en la comunicación hablada de ritmo normal (100 a 200 palabras por minuto) y que la velocidad de lectura de las personas videntes (más de 400 palabras por minuto).

En los últimos 10 años el avance más importante en el campo de los aparatos de sustitución sensorial ha sido la creación de un convertidor texto-habla. Con la creación de un aparato práctico se ha intentado resolver un problema doble: transformar los grafemas en fonemas, y los fonemas en palabra hablada. El trabajo original de la conversión texto-habla en los laboratorios Haskin de New Haven permitió crear métodos prácticos para la síntesis automatizada de lenguaje hablado, y la investigación en los laboratorios Bell y otros sitios demostró que una computadora podría generar lenguaje inteligible. Raymond Kurzweil eliminó las limitaciones impuestas por el empleo de fuentes limitadas y perfectamente definidas de texto impreso, con las limitaciones estadísticas del inglés, para así crear una estrategia de reconocimiento práctico. Kurzweil combinó la síntesis automática de lenguaje hablado con su método para la identificación óptima de caracteres al crear su máquina de lectura, el cual está en uso en bibliotecas e instituciones para ciegos. La máquina

mencionada, aunque constituyó un progreso notable, no es perfecta. La investigación actual se ha orientado a aminorar los errores en la identificación de caracteres y a mejorar la calidad demasiado mecánica y antinatural del habla sintetizada.

Los intentos de idear dispositivos electrónicos para auxiliar en la movilidad han comprendido el uso de sondas ultrasonoras u ópticas, que aportan datos por medio de imágenes auditivas o táctiles de objetos del medio ambiente. Dos adelantos notables han sido el bastón de láser y el sensor sonar binaural. A base de señales ópticas, el bastón genera datos semejantes a los que aportaría un bastón común, pero también utiliza señales táctiles y auditivas para dar señales de alarma y precaución sobre objetos cercanos o desigualdades del suelo. El sensor de sonar creado por Leslie Kay, de Christchurch, Nueva Zelanda, genera una imagen sonora binaural de objetos en la vecindad inmediata. Es un aparato muy sensible e indica al usuario no sólo la localización espacial de grandes objetos, sino también su composición. Por ejemplo, el ciego puede diferenciar entre una superficie lisa y dura, como una pared, y otra desigual, como sería una cortina.

Los aparatos que han intentado sustituir el bastón común y el perro lazarillo quizá no ofrezcan nuevas ventajas significativas. Las técnicas modernas de procesamiento de señales pueden aportar información que no se obtiene fácilmente por los medios comunes, como es usar el radar para diferenciar objetos móviles o estacionarios, o para identificar los objetos tal vez peligrosos que se desplacen hacia el usuario, y a la larga generarán importantes avances para la investigación.

#### 43.2.9 Dispositivos para disfunciones foniátricas

El diseño de prótesis para personas con deficiencias vocales o verbales depende en grado sumo del cuadro de presentación de la enfermedad o trastorno, y también de las causas subyacentes y de la alteración que ha producido en otras esferas sensoriales, motoras o psicológicas.

Las disfunciones más comunes del habla son problemas relativamente menores de articulación o fonación inapropiadas, y se observan más bien en niños. En raros casos se aplican prótesis, aunque a veces se usan dispositivos de rehabilitación foniátrica simples, semejantes a los que se usan para enseñar a hablar a personas con sordera profunda. En estos casos se usan técnicas de procesamiento de señales para extraer características importantes del habla, como serían vocalización, nasalidad y fricción, y presentarlos por medios visuales o táctiles.

Cuando la extracción automática de las características del lenguaje es muy difícil de obtener de una señal verbal acústica, se usan sensores especiales para vigilar los articuladores importantes. Por ejemplo, el **palatógrafo** es una lámina finísima de plástico que se adosa al paladar y contiene minúsculos sensores que vigilan la colocación y movimientos de la lengua. Otro instrumento utilísimo, el **laringógrafo**, mide con gran exactitud la abertura y cierre de las cuerdas vocales, al me-



dir los cambios en la capacitancia eléctrica a través de la garganta. Además de su utilidad para diagnosticar problemas foniátricos, estos instrumentos y otros semejantes también son útiles para obtener información básica en el proceso de generación del habla (fonación).

Poco a poco ha aumentado el empleo de analizadores del habla como dispositivos de rehabilitación foniátrica e instrumentos para diagnóstico. El oído humano educado es un instrumento muy sensible para detectar e identificar problemas del habla, pero no es infalible. Aquellos aspectos de las deficiencias foniátricas en los que el oído no sirve para el diagnóstico pueden ser estudiados por medio de una valoración instrumental (como serían el control inadecuado de la nasalidad y la forma del contorno de las frecuencias fundamentales), y muchos aspectos de las deficiencias que apenas identificaría una máquina (como sería la sustitución de fonemas) los puede identificar con bastante facilidad el oído. Los investigadores en patología foniátrica necesitan ponderar las ventajas de las dos modalidades y así plantear técnicas diagnósticas que las combinen eficazmente.

A menudo se usan dispositivos de procesamiento de señales en casos de deficiencias graves del habla; tales aparatos mejoran un sistema deficiente o lo sustituyen. Uno de los primeros aparatos electrónicos creados específicamente para personas con deficiencias foniátricas profundas fue la laringe artificial, que emite estímulos acústicos en pulsos, para sustituir la estimulación nacida de la vibración de las cuerdas vocales. Otros dispositivos de ayuda intensificadora amplifican la voz débil o generan pistas sincronizadas para la persona con poco control del ritmo del habla.

Casi todos los aparatos de sustitución permiten generar mensajes mediante actividades motoras que no dependen del habla. Los mudos que lo son a causa de parálisis, trastornos nerviosos o disfunciones psíquicas, pero que aún conservan algún control motor, suelen utilizar un dispositivo que comunica un mensaje breve por medio de un teclado de máquina de escribir, botones marcados con símbolos especiales o diagramas, o un grupo limitado de movimientos corporales. En las versiones más recientes, un sintetizador fónico que produce el mensaje deseado puede sustituir o intensificar la "salida" impresa.

Estos aparatos, aunque lentos, son muy útiles para que las personas con deficiencias foniátricas envíen mensajes de urgencia u otros datos importantes. Los sistemas de símbolos especiales utilizados con tales aparatos han abierto nuevas puertas a personas que no pueden comunicarse con palabras, pero que pueden transmitir conceptos. Una limitación importante de los dispositivos es el número limitado de diagramas que generan, pero puede utilizarse tecnología de computadora para ampliar la velocidad y diversidad de diagramas generados.

Para personas con un buen control manual pero que no pueden hablar en forma inteligible, puede ser de gran utilidad un sintetizador electrónico de lenguaje, tal como el Votrax, de empleo amplio, aunque la integración de secuencias de fonemas en un teclado ma-

nual puede ser lenta. La comunicación puede acelerarse si se usan abreviaturas para palabras y frases comunes, o un teclado con abreviaturas que introduzca los datos del mensaje al sintetizador fónico. Un sistema cómodo de recuperación computerizada podría mejorar la velocidad de ingreso y egreso de datos. Sin embargo, se necesita un adiestramiento muy amplio para que la persona alcance un ritmo de comunicación semejante al de los individuos normales.

Se necesitan ingenio y creatividad para adaptar el dispositivo de síntesis verbal a la capacidad y necesidades del usuario, y también se requieren mejores métodos de codificar los datos que se introducen en los aparatos. Los métodos de codificación deben reflejar la estructura inherente del habla en un formato conciso y de fácil aprendizaje.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. M. W. Pascoe, "An Approach to Hearing Aid Selection", *Hearing Instruments* 29:12-16, 36-37.
2. L. D. Braida, N. I. Durlach, R. P. Lippman, B. L. Hicks, W. M. Rabinowitz y C. M. Reed, *Hearing Aids—A Review of Past Research of Linear Amplification, Amplitude Compression and Frequency Lowering*, ASHA Monografía N.º 19, Rockville, MD; American Speech-Language-Hearing Association.
3. H. Levitt, A. Neuman, R. Mills y T. Schwander, "A Digital Master Hearing Aid", *Journal of Rehabilitation Research and Development*.
4. E. Villchur, "Signal Processing to Improve Speech Intelligibility in Perceptive Deafness", *Journal of the Acoustical Society of America* 53:1646-1657.
5. H. Levitt, J. M. Pickett y R. A. Houde, eds., *Sensory Aids for the Hearing Impaired*. Ver la introducción a la Parte III, IEEE Press, Nueva York.
6. J. B. Allen, D. A. Berkley y J. Blauert, "Multimicrophone Signal-Processing Technique to Remove Room Reverberation from Speech Signals", *Journal of the Acoustical Society of America* 62:912-915.
7. B. Johannson, "The Use of the Transposer for the Management of the Deaf Child", *International Audiology* 5:362-373.
8. N. Guttman y J. R. Nelson, "An Instrument that Creates Some Artificial Speech Spectra for the Severely Hard of Hearing", *American Annals of the Deaf*, 113:295-302.
9. D. Ling, "Speech Discrimination by Profoundly Deaf Children Using Linear and Coding Amplifiers", *IEEE Transactions Audio and Electroacoustics* AU-17:298-303.
10. M. Mazor, H. Simon, J. Scheinberg y H. Levitt, "Moderate Frequency Compression for the Moderately Hearing Impaired", *Journal of the Acoustical Society of America* 62:1273-1278.
11. K. O. Foust y R. W. Gengel, "Speech Discrimination by Sensorineural Hearing Impaired Persons Using a Transposer Hearing Aid", *Scandinavian Audiology* 2:161-170.



12. H. Levitt, J. M. Pickett y R. A. Houde, eds., *Sensory Aids for the Hearing Impaired*. Ver la introducción a la Parte IV, IEEE Press, Nueva York.
13. K. K. Foss, *Identification Experimentation on Low Frequency Artificial Codes as Representation of Speech*, B.S., Massachusetts Institute of Technology.
14. E. Douek, A. J. Fourcin, B. C. J. Moore y G. P. Clark, "A New Approach to the Cochlear Implant", *Proceeding of the Royal Society of Medicine* **70**:379-383.
15. C. W. Parkins y S. W. Anderson, eds., *Cochlear Prostheses: An International Symposium, Annals of the New York Academy of Sciences* **405**, Nueva York. Una descripción de las diferentes aproximaciones realizadas por grupos de investigadores de todo el mundo.
16. G. M. Clark, Y. C. Tong, R. Black, I. C. Forster, J. F. Patrick y D. J. Dewhurst, "A Multiple-Electrode Cochlear Implant", *Journal of Laryngology and Otology*.
17. F. B. Simmons, "Electrical Stimulation of the Auditory Nerve in Man", *Archives Otolaryngology* **84**:2-54.
18. W. H. Dobelle, S. S. Stensaas, M. G. Mladejovsky y J. B. Smith, "A Prosthesis for the Deaf Based on Cortical Stimulation", *Annals of Otology, Rhinology, and Laryngology* **82**:445-462, con la aportación de H. Davis y cols. 462-463.
19. A. M. Liberman, F. S. Cooper, D. P. Shankweiler y M. Studdert-Kennedy, "Why Are Spectrograms Hard to Read?", *American Annals of the Deaf* **113**:127-133.
20. R. A. Houde, "Visual and Tactile Aids for Speech Reception: Spectrum and Temporal Displays", en H. Levitt, J. M. Pickett y R. A. Houde, eds., *Sensory Aids for the Deaf*, IEEE Press, Nueva York, pp. 243-246.
21. V. W. Zue y R. A. Coles, *Proceedings of ICASSP-1979*, IEEE Press, Nueva York, pp. 116-119.
22. H. Levitt, "Speech Processing Aids for the Deaf: An Overview", *IEEE Transactions in Audio and Electroacoustics* **AU-21**:269-273.
23. H. Upton, "Wearable Eyeglass Speech Reading Aid", *American Annals of the Deaf* **113**:222-229.
24. W. O. Beadles y B. Wilson, "Research on the Autocuer", *Gallaudet Research Conference on Speech Processing Aids for the Deaf*, J. M. Pickett, ed., Gallaudet College, Washington D.C.
25. A. J. Goldberg, "A Visible Feature Indicator for the Severely Hard of Hearing", *IEEE Transactions Audio and Electroacoustics* **AU-20**:16-23.
26. M. Rosenstein, "A Vowel Meter and Its Application to Constrained Speech", *IEEE Transactions Audio and Electroacoustics* **AU-13**:135-141.
27. M. Rosenstein, "Feasibility of Supplying High-Frequency Speech Information via Visual Channels", *Journal of the Acoustical Society of America* **46**:82(A).
28. W. R. Huggins y R. A. Houde. (Comunicación personal.)
29. M. Weiss y P. Chien. (Comunicación personal.)
30. R. Stuckless, "Real-Time Graphic Display and Language Development for the Hearing Impaired", *Volta Review* **83**:291-300.
31. H. Levitt, "Use of a Pocket Computer as Communication Aid for the Deaf", *American Annals of the Deaf* **128**.
32. R.S. Nickerson y K. N. Stevens, "Teaching Speech to the Deaf: Can a Computer Help?" *IEEE Transactions Audio and Electroacoustics* **AU-21**: 445-455.
33. N. McGarr, J. Head, M. Friedman, A. M. Behrman, y K. Youdelman, "Phonatory Problems in Hearing-Impaired Children: Systematic Speech Training and Sensory Aids", *Journal of Rehabilitation Research and Development*.
34. J. C. Bliss y J. G. Linvill, "A Direct Translation Reading Machine", en R. Dulton, ed., *Proceedings of the International Conference on Sensory Devices for the Blind*, St. Dunstons, Londres.

### 43.3 PRÓTESIS ELÉCTRICAS (MIEMBRO SUPERIOR)

William Lembeck

#### 43.3.1 Antecedentes

Aunque datan del siglo pasado los primeros apuntes y notas que describían prótesis accionadas por energía externa para los amputados, fue apenas en el decenio de 1920 cuando se contó con esquemas prácticos de miembros accionados por electricidad.

Hacia 1944 en Alemania se demostró públicamente el primer dispositivo controlado electrónicamente, en el que se utilizaban tubos de vacío y un enorme aporte de energía. Después de que en la Feria Mundial de Bélgica en 1958 los rusos demostraron el uso de una mano controlada mioeléctricamente (señales generadas por los músculos), a base de transistores de germanio, se desencadenó una gran actividad; fue el comienzo del control mioeléctrico (que en la prensa lega se describió como "activado cerebralmente") de articulaciones protésicas con mecanismos accionados por motores que recibían energía eléctrica de corriente directa de una batería.

En esencia, los decenios de 1950 y 1960 fueron un lapso de tiempo de experimentación en el cual los científicos recibían poca presión para producir aparatos eficientes y confiables que mejoraran el nivel de rendimiento de los amputados. La presión aumentó radicalmente en los últimos años del decenio de 1960, en que nacieron innumerables bebés con graves deformaciones en miembros superiores causadas por la talidomida. Los gobiernos de Alemania, Suecia, Inglaterra y Canadá, que habían autorizado el uso del fármaco, sintieron la responsabilidad de aportar fondos y ayuda tecnológica.

En el comienzo se utilizaron pequeños cilindros de CO<sub>2</sub> comprimido que impulsaban diversos fluidos accionadores, pero en los primeros años de la década de

los setenta como principal fuente de energía y activación externas se usaron ya baterías para alimentar pequeños pero potentes motores de corriente directa.

A pesar de los avances tecnológicos actuales, no debe creerse que el empleo de prótesis impulsadas por fuentes de energía externas se haya extendido mucho. En la actualidad, todavía se depende en gran medida de los aparatos comunes, impulsados por energía corporal.

#### 43.3.2 Prótesis accionadas por energía corporal

Antes de que surgieran los aparatos eléctricos, la energía corporal era la única fuente de energía y el mecanismo que controlaba no sólo las manos o los garfios, sino también todas las prótesis funcionales de miembros superiores.

En el sistema típico accionado por fuerza corporal se utiliza un cable flexible unido en un extremo a un arnés en la cintura escapular y, en el otro extremo, al elemento móvil de la prótesis de prensión. La prótesis se acciona por un movimiento de tracción. La relajación del cuerpo devuelve la prótesis a su estado normal. Velocidad, fuerza y posición de los "dedos" de prensión guardan relación directa con el movimiento de los músculos corporales y estructura esquelética de la cintura escapular.

Por su esencia, los dispositivos accionados por energía corporal ofrecen un control proporcional y cierto grado de retroalimentación propioceptiva. Estos atributos positivos, junto con la sencillez mecánica y el bajo costo, los hacen mecanismos confiables que seguirán usándose en el campo de las prótesis en un futuro previsible.

Sin embargo, sus inherentes desventajas han motivado la búsqueda de otras nuevas prótesis, impulsadas por energía externa. Las grandes cantidades de energía corporal requerida, en particular en los amputados congénitos que tienen otras deformaciones, la falta de amplitud y fuerza que experimentan en un elevado nivel y las presiones dolorosas en el tronco cicatrizado y sensible a causa de las correas del arnés en un amputado accidental, constituyen graves impedimentos para usar las prótesis accionadas por energía corporal.

#### 43.3.3 ¿Por qué usar energía eléctrica?

La fuente de energía de una prótesis accionada por mecanismos externos debe ser lo suficientemente confiable y abundante para las funciones diarias del individuo. También debe ser portátil y, de preferencia, recargable en el hogar, durante las horas de sueño.

La batería de níquel y cadmio cumple con todos estos requisitos, y lo logra durante unos 1 000 ciclos de recarga. Por ejemplo, una mano protésica eficiente de un adulto utiliza tres a seis W-hora de energía durante un periodo de empleo de 12 horas. Cinco baterías AA, que cuestan 1.50 dólares cada una, pueden impulsar la mano durante tres años, y el costo adicional de recargar todas las noches la batería es de sólo un dólar por los tres años. Los factores clave que pueden mejorar

todavía más este aspecto son las proporciones elevadas de energía/peso y energía/volumen. Si las celdas de litio fueran recargables, se cuadruplicarían tales proporciones de energía, lo que las haría la fuente ideal para accionar prótesis. Sin embargo, dado que no son recargables, el empleo de las celdas de litio costaría de cuatro a ocho dólares diarios.

#### 43.3.4 ¿Por qué nos ocupamos únicamente de las prótesis de miembro superior?

Si la batería de níquel y cadmio puede aportar la energía necesaria para prótesis de miembros superiores, es natural preguntarse por qué no se investiga más creando prótesis de miembros inferiores, dado que la mayoría de los amputados lo son de estas extremidades.

Además de la mayor cantidad de energía que se necesita para accionar prótesis de miembros inferiores, muchos de los amputados de miembros superiores no tendrían ninguna actividad de sus prótesis sin una fuente externa, en tanto que las prótesis actuales de miembros inferiores, o las sillas de ruedas, permiten suficiente actividad sin necesidad de fuerza eléctrica. De este modo, las necesidades de las personas con amputaciones de miembros superiores gravemente impedidas son las mejor satisfechas por la energía y el control eléctricos. Conforme se vuelvan más eficaces y compactas las fuentes de energía, es probable que las aplicaciones comerciales de la energía externa también incluyan las prótesis de los miembros inferiores.

#### 43.3.5 ¿Qué articulación anatómica?

En la tabla 43-11 se describen las principales articulaciones del miembro superior y su arco promedio de movimiento. Obviamente, para llevar alimento a la boca o acercar un objeto a los ojos, son esenciales una prótesis de prensión (llamada por costumbre dispositivo terminal, sea una mano artificial o un garfio) y un aparato para la flexión del brazo (que también en protesología se llama codo). Menos importante para la actividad es la rotación de la muñeca (llamada pronación y supinación), la cual, como dato interesante, no ocurre a ese solo nivel, como suele pensarse, sino a todo lo largo del antebrazo. El hombro, que es una articulación triaxial, es básico para la colocación espacial de la mano, pero no necesita energía externa para ejecutar la función rudimentaria que requiere una amputación de alto nivel en la vida diaria. La función menos importante en un amputado sería la flexión de la muñeca. En la tabla 43-11 también se incluye la importancia relativa para impulsar las articulaciones del miembro superior. Por ejemplo, a un amputado que tenga un muñón corto supracondíleo (por encima del codo) lo más probable es que se le ajuste una mano o garfio accionado por energía corporal, un rotador de muñeca por fricción pasiva, y un codo impulsado por energía corporal o eléctrica.

En circunstancias óptimas, si se contase con suficiente energía eléctrica, podrían accionarse todas las articulaciones del miembro superior, pero en realidad para tal función se necesita un control adecuado de

Tabla 43-11. Articulaciones principales del miembro superior, arco de movimiento y tipo de prótesis disponibles

Huesos que intervienen en el movimiento articular	Arco de movimiento anatómico normal	Nomenclatura común para diversos niveles de amputación	Articulaciones protésicas disponibles	Tipos de prótesis utilizadas para varias subclases de amputaciones <sup>b</sup>		
				Muñón largo	Muñón corto	Muñón ultracorto
Metacarpo y falange	Flexión: hasta 90° Extensión activa: hasta 40° Extensión pasiva: hasta 90°	Parcial de mano	Prótesis parcial mano	P-VV; B-V; E-X		
Muñeca (el carpo pivota sobre el radio)	Extensión: hasta 85° Flexión: hasta 85°	Desarticulación del codo	Garfio prensil Mano prensil Flexor de muñeca	P-X; B-VV; E-V P-V; B-VV; E-V P-V; B-X; E-X		
Antebrazo (el radio rueda sobre el cúbito)	Pronación: 85° Rotación (palma hacia abajo) Supinación: 90° Rotación (palma hacia arriba)	Infracondílea	Garfio o mano prensil Rotador de muñeca Flexor de muñeca	P-X; B-VV; E-V; P-X; B-VV; E-VV; P-X; B-VV; E-V P-VV; B-X; E-X; P-VV; B-V; E-V; P-VV; B-X; E-X P-V; B-X; E-X; P-V; B-X; E-X; P-X; B-X; E-X		
Codo (el cúbito pivota sobre el húmero)	Extensión: 0° (mujeres y niños logran hiperextensión hasta 10°) Flexión activa: hasta 145° Flexión pasiva: hasta 160°	Supracondílea	Garfio prensil Mano prensil Rotador de muñeca Flexor de muñeca Codo (incluye rotación humeral pasiva)	P-X; B-VV; E-V; P-X; B-VV; E-V; P-X; B-VV; E-V P-V; B-VV; E-V; P-V; B-VV; E-V; P-V; B-V; E-V P-VV; B-X; E-V; P-VV; B-X; E-X; P-VV; B-X; E-X P-V; B-X; E-X; P-V; B-X; E-X; P-X; B-X; E-X P-X; B-VV; E-V; P-X; B-VV; E-VV; P-V; B-V; E-VV		

Tabla 43-11. Articulaciones principales del miembro superior, arco de movimiento y tipo de prótesis disponibles (continuación)

Huesos que intervienen en el movimiento articular	Arco de movimiento anatómico normal	Nomenclatura común para diversos niveles de amputación	Articulaciones protésicas disponibles	Tipos de prótesis utilizadas para varias subclases de amputaciones <sup>b</sup>		
				Muñón largo	Muñón corto	Muñón ultracorto
<p>Hombro</p> <p>(la superficie esférica de la cabeza del húmero se desplaza en tres ejes dentro de la cavidad glenoidea. Ocurren movimientos extra a nivel de las articulaciones acromioclavicular, escapulotorácica y esternoclavicular)</p>	<p>Rotación humeral (siguiendo el eje longitudinal del húmero):</p> <p>Rotación lateral: 80°</p> <p>Rotación interna: 90°</p> <p>Abducción humeral (el miembro superior se aleja del cuerpo): 180° (dirección vertical)</p> <p>Aducción humeral (el miembro superior se acerca al cuerpo): 30° si el brazo se desplaza por delante del cuerpo</p> <p>Flexión humeral: 180° (el brazo se dirige verticalmente hacia arriba)</p> <p>Extensión humeral: 50° (el brazo se coloca hacia el dorso del cuerpo)</p> <p>La aducción y la abducción del omóplato permiten unos 15 cm de desplazamiento interno/externo</p>	<p>Desarticulación del hombro (en amputaciones del cuarto anterior se usan las mismas articulaciones protésicas, con mínimas variaciones en su activación y control)</p>	<p>Garfio o mano prensil</p> <p>Rotador de muñeca</p> <p>Flexor de muñeca</p> <p>Codo</p> <p>Flexor de hombro</p> <p>Abductor de hombro</p> <p>Abductor y flexor de hombro</p>	<p>P-V; B-VV; E-VV</p> <p>P-VV; B-X; E-V</p> <p>P-V; B-X; E-X</p> <p>P-V; B-VV; E-VV</p> <p>P-VV; B-X; E-X</p> <p>P-V; B-X; E-X</p> <p>P-VV; B-X; E-X</p>		

<sup>a</sup> Los niveles están dispuestos desde la mínima hasta la máxima pérdida, y cada nivel sucesivo necesita una prótesis articular por pérdida de las articulaciones anatómicas en la misma hilera y en las anteriores.

<sup>b</sup> P = articulación pasiva, de fricción o ambas; B = articulación impulsada por energía corporal (transformada por cable); E = articulación impulsada por electricidad (control de interruptor o mioeléctrico).

Claves: VV = muy usada; V = usada a veces; X = usada pocas veces y, en algunas clases, nunca.

dicha articulación, lo que constituye el factor limitante al elegir la articulación por impulsar. Los sitios de control insuficiente, aunados a la escasa capacidad del cerebro para aprender a gobernar de modo uniforme y sincrónico las prótesis, en muchos casos han limitado a dos el número de articulaciones que pueden ser impulsadas por electricidad en cada lado del amputado, y en la actualidad el número máximo en la práctica es de tres articulaciones.

Otro factor que rige la selección de una articulación para impulsar por energía externa es la edad de la persona. Los niños de corta edad no necesitan la habilidad manipulativa de los adultos, y en ellos suelen ser adecuadas las articulaciones por fricción pasiva o dispositivos de resorte. Los codos y garfios con impulsión externa, en combinación con componentes protésicos comunes que reciben energía corporal (llamados sistemas híbridos), son los más idóneos para amputados de 5 a 12 años.

Los adolescentes en especial sienten la necesidad de que la prótesis tenga un buen aspecto, y por ello, con frecuencia cada vez mayor se han adaptado manos accionadas por energía externa.

Por lo común los adultos eligen manos o garfios accionados por energía corporal o eléctrica, según su deseo de buen aspecto o de función. Por lo común se considera más funcional el garfio que la mano estética, porque los dedos de ésta obstruyen la visibilidad, haciendo difícil su uso.

Otras consideraciones en el adulto son si la disfunción es unilateral o bilateral, así como otros factores, como el costo, confiabilidad, facilidad de adaptación, comodidad y peso. Muy a menudo se utiliza un sistema híbrido en el que se aprovecha la energía corporal y la eléctrica.

### 43.3.6 Dispositivos de prensión (manos y garfios)

Es muy difícil reproducir en una prótesis la mano humana, muchísimo más compleja que innumerables máquinas. Su función básica es la prensión, sea fina o burda. En el pasado, el amputado de mano tenía que elegir entre la prensión finamente controlada por medio de un garfio "dividido en dedos" y la prensión de control burdo (que mejoraba notablemente el aspecto) por empleo de una mano artificial cubierta por un guante.

La diferenciación funcional clara entre la mano y el garfio ha tenido menor importancia desde la creación de manos mioeléctricas impulsadas también por electricidad.

En los primeros años del decenio de 1970 se pudo contar en el comercio con manos accionadas por electricidad, de diversos tamaños y para amputados de todas las edades. Los diseños y mecanismos básicos de operación son semejantes, pero difieren en el tipo de motor, método, reducción de velocidad y acoplamiento cinemático de los dedos. Al tipo de prensión que ejecutan se le ha llamado prensión de mandril mecánico de tres garras, con el pulgar para regular como oponente, entre el segundo y tercer dedos. El cuarto y quinto dedos son miembros flexibles pasivos, a me-

nudo hechos de un relleno similar al caucho, dentro de un guante externo que favorece el aspecto. El pulgar y los dos dedos oponentes son estructuras rígidas articuladas, que simplemente giran alrededor del eje metacarpiano. En la figura 43-27 se muestra el diseño típico de tales manos.

El mecanismo de acción es un motor de corriente continua de imán permanente, fabricado por MicroMo Electronics\*, compañía que suministra casi todos los motores utilizados en prótesis eléctricas. El motor tiene incrementado su momento de torsión y su velocidad disminuida en proporción por varios mecanismos de fricción y engranaje, diseñados ingeniosamente para ser silenciosos. Se introduce en el mecanismo un embrague unidireccional para conservar la fuerza de prensión en todos los dedos cuando cesa la acción del motor. Un engranaje final de salida aporta un par de rotación al dedo pulgar móvil, por lo común a través de un dispositivo de unión de cuatro barras a los dos dedos contrarios, y así completa la configuración de este tipo de prensión. La marcha atrás del motor abre los dedos.

Entre los muchos fabricantes comerciales de manos eléctricas, algunas compañías o países se especializan en tamaños o grupos de edad particulares. En el caso de niños de dos a seis años, es posible adaptar una mano de Systemteknik de Suecia, o de Hugh Steeper de Inglaterra, que es controlada por mecanismos mioeléctricos y usa un control de electrodo de superficie de apagado-encendido. Modificaciones sencillas pueden transformar esta mano en otra con control mioeléctrico; en el Ontario Crippled Children's Center, de Canadá, se puede obtener una mano semejante.

Hugh Steeper, de Inglaterra, fabrica una mano de diseño semejante, para niños de cinco a nueve años.

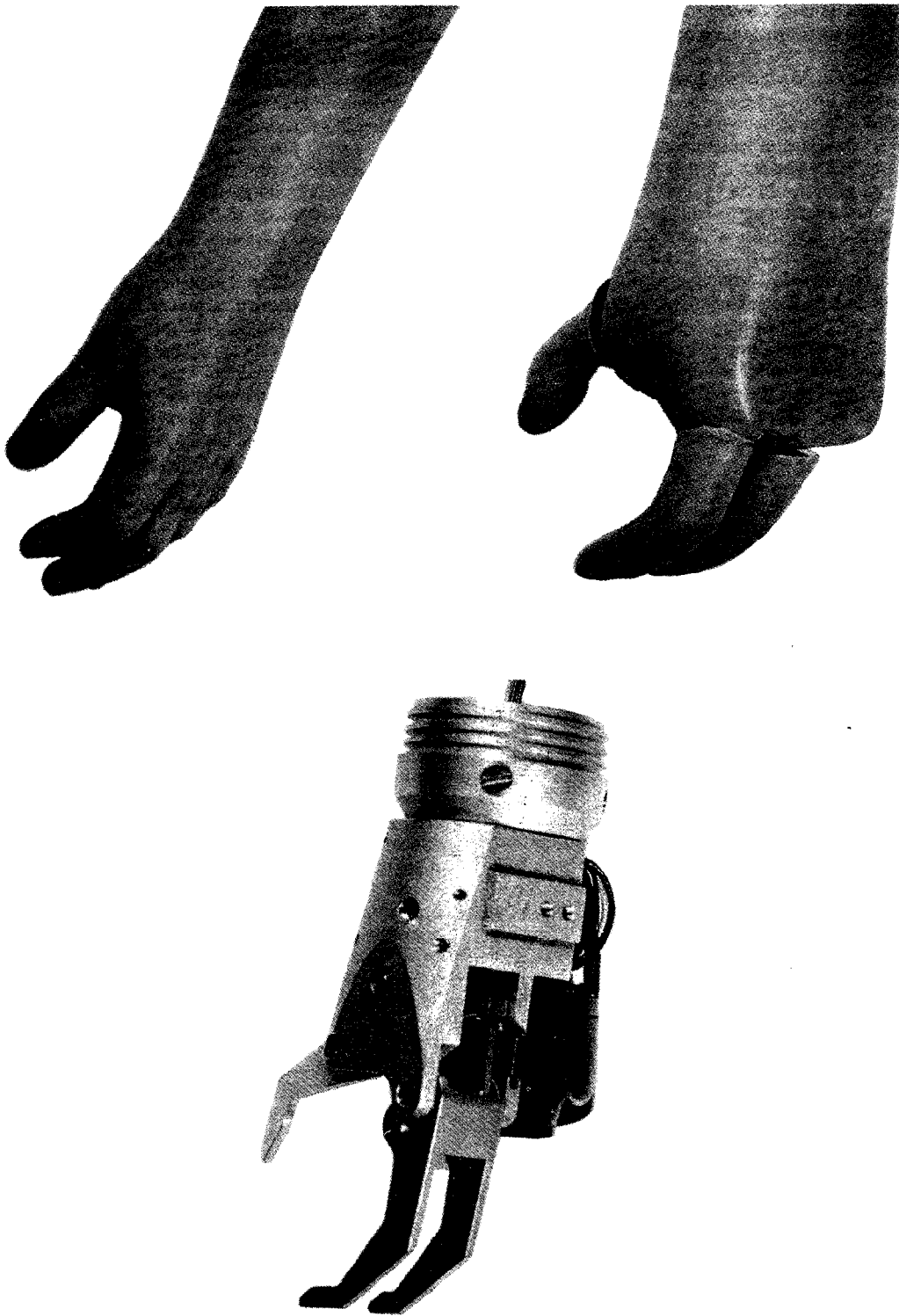
Para los amputados de más de nueve años, diversas compañías fabrican manos eléctricas. Otto Bock Company las produce en cuatro tamaños, cuyos componentes constituyen los estándares para las prótesis manuales eléctricas. Las manos fabricadas por dicha compañía pueden controlarse por interruptor o mioelectricidad.

Otra mano con control mioeléctrico fabricada por Fidelity Electronics es fruto de la investigación combinada del Veterans Administration Prosthetic Center (VAPC) y la Northwestern University. Se hace para adultos solamente, y con su control proporcional tiene una extraordinaria respuesta a las señales de entrada.

La mano Viennatone, hecha en Austria, es un dispositivo antiguo y confiable, que se usa de manera extensa en varios países europeos. Se fabrica en varios tamaños para adulto, y puede controlarse por interruptor o mioelectricidad.

Se han hecho grandes investigaciones sobre garfios eléctricos, pero el único modelo comercial con que se cuenta es el de tamaño infantil, diseñado por la Northwestern University, modificado en la New York University y fabricado por Hosmer/Dorrance Corp. En

\*Al final de este capítulo se dan las direcciones de compañías y departamentos universitarios donde puede solicitarse mayor información.



**Fig. 43-27.** Aspectos de prótesis suecas de la mano de tamaño infantil con control mioeléctrico en que se advierten tres fases de su hechura: guante cosmético exterior, recubrimientos internos de interés estético y mecanismo interno.

el comercio tiene el nombre de garfio Michigan, y se controla con un interruptor sencillo de apagado-encendido.

Otro aparato de prensión accionado por electricidad y hecho por Otto Bock Co., son unas pinzas de tamaño para adulto, con garfios o quijadas que permanecen paralelos durante el movimiento. Su nombre es Greifer, y puede generar enorme fuerza de pinzamiento, con un mecanismo de anulación manual, así como abrirse muy ampliamente, lo cual es muy útil en algunos medios laborales, a pesar de su aspecto poco estético.

Un dispositivo de tracción eléctrica recientemente creado en la New York University es el llamado actuador por prensión, que opera a semejanza de una cabria o malacate potente en miniatura, dentro del antebrazo hueco del amputado. Este mecanismo de tracción, controlado por un interruptor o mioelectrodo, puede accionar muchas de las manos o garfios impulsados por energía corporal; lo fabrica Hosmer/Dorrance Corp.

### 43.3.7 Codos

El amputado a nivel supracondíleo que ha perdido las articulaciones del codo o del hombro necesita mucho más la prótesis de impulsión externa que el que ha sufrido la amputación a nivel infracondíleo. Por desgracia, el primero, que tiene menos músculos disponibles para control, necesita articulaciones con mayor fuerza externa para el funcionamiento apropiado de la extremidad. De este modo, la mejora en las prótesis de codo ha constituido un objetivo muy particularizado de varios centros de investigación, porque brinda mayor satisfacción personal a quien las crea (dado lo difícil de su diseño) y también al paciente, cuando se busca un funcionamiento lo más semejante al normal.

En general, el investigador en prótesis considera el codo una articulación monoartrodia, con arco de movimiento de 140°. Sin embargo, al analizar las necesidades de energía se advierte que, para flexionar totalmente el codo en un segundo elevando una carga nominal de 1.8 kg sostenida en la mano a una distancia de 30 cm del eje de flexión del codo, se necesitan 9 W. Si se consideran las restricciones prácticas de peso y tamaño para la prótesis de codo, y la necesidad de un motor más potente de corriente directa dentro de tales limitaciones, los requerimientos de eficiencia y momento de torsión del mecanismo de reducción de velocidad llegan a cifras inalcanzables. Por ello se han intentado métodos ingeniosos y poco ortodoxos para remediar el movimiento antropomórfico. Las siguientes descripciones de cinco diseños de codo que han alcanzado distribución comercial son simples menciones de las características singulares de tales prótesis.

**Codo diseñado por el Ontario Crippled Children's Center (OCCC).** Fabricado por Variety Village Electro-Limb Production Centre, es el dispositivo más común para lograr la función de esa articulación. El mecanismo de impulsión está dentro de un módulo cilíndrico de fondo redondeado, montado en el extremo inferior del corte humeral, y la diáfisis aporta la impul-

sión de salida, siguiendo el eje natural de flexión del codo. Un motor plano y circular de corriente directa, situado en el extremo superior del módulo, genera energía para un tornillo sinfín con autobloqueo y, por una serie de engranajes cilíndricos, transmite al eje de impulsión la velocidad y el momento de torsión requeridos.

Las especificaciones de los movimientos de elevación globales creadas para niños son un poco menores que para los codos de adulto (en la tabla 43-12 se presentan las especificaciones de todos los codos descritos). Su baja eficiencia y silenciosidad se compensan por su tamaño reducido, sencillez, costo relativamente bajo, y otras características no esenciales, pero de gran utilidad; por ejemplo, el giro libre del antebrazo en la posición extendida, un embrague de sobrecarga en caso de caída accidental del brazo, compatibilidad dimensional de los componentes protésicos estándares de miembro superior, y un interruptor de control integral opcional, activado por una técnica de cable de tracción, usual para los amputados supracondíleos que usan prótesis de energía corporal. El codo en cuestión, controlado más bien por microinterruptores, es muy común en Estados Unidos.

**Codo de New York University-Hosmer/Dorrance Corp.** Está pensado para amputados mayores de siete años; cuenta con huecos para el codo, de dos tamaños, para todos los grupos de edad, aunque utiliza el mismo mecanismo interno. Es un sistema accionado básicamente a 5 V, y la sustitución por una batería intercambiable de 6.3 V incrementa la capacidad del movimiento de elevación hasta llegar a los tamaños del adulto.

El mecanismo de impulsión dentro de un módulo del corte humeral es dimensionalmente compatible con los componentes comunes. Un motor de CD MicroMo 2233 montado en el eje de flexión del codo aporta el impulso por medio de un mecanismo de reducción de velocidad de 650:1. La operación casi del todo silenciosa se logra por medio de un impulsor de polea especial de aro tórico, acoplado a tres pares de engranajes cilíndricos de precisión, después de pasar por un embrague de sobrecarga. El autobloqueo de posición se asegura sobre un dispositivo de bloqueo mecánico a prueba de fallas, impulsado por un mecanismo independiente de leva y caja de engranaje-motor.

Aparte de su mecanismo silencioso y de alta eficiencia, el codo en cuestión constituye una prótesis compacta, ligera, confiable y de bajo costo entre los aparatos de esta índole.

**Codo Fidelity.** Es otro ejemplo de mecanismo de codo completo dentro de un dispositivo encajado en un alojamiento adaptado al extremo del corte humeral. Fue creado por el Veterans Administration Prosthetic Center, y se usa únicamente para adultos.

El codo Fidelity de 8.5 V, con control de interruptor, utiliza un motor MicroMo 2233 modificado, que impulsa directamente un reductor de velocidad armónico; por desgracia este mecanismo, que se basa en los progresos actuales, no ha alcanzado la meta propuesta, dado el ruido excesivo con el funcionamiento

**Tabla 43-12. Especificaciones funcionales de cinco tipos de codos eléctricos**

Características	Variety Village	NYU-Hosmer	Fidelity	Liberty-Boston	University of Utah
Baterías	12 V, níquel-cadmio 10 celdas @ 500 mAh	5 V, níquel-cadmio 4 celdas AA, @ 500 mAh	8.4 V, níquel-cadmio 7 celdas @ 450 mAh 1 h de carga con sensor térmico	12 V, níquel-cadmio, 10 celdas @ 450 mAh	12 V, níquel-cadmio 10 celdas @ 450 mAh
Peso					
Codo solo	370 g	420 g	383 g	1 130 g	950 g
Empaque de las baterías	321 g	140 g	175 g	(sistema completo)	(sistema completo)
Arco de movimiento	0 a 135°	5 a 135°	5 a 140°	0 a 135°	5 a 140°
Movimiento de elevación					
Momento de torsión máximo hasta la detención	5.4 N-m	5.7 N-m	6.1 N-m	6.1 N-m	5 N-m
Tiempo para la flexión completa del brazo sin carga	2.5 s	1.5 s	Aprox. 1 s	Aprox. 1 s	0.9 s
Momento de torsión de carga máxima antes que deslice el embrague de seguridad					
Dimensiones del codo	16 a 23 N-m 5.6 cm de diámetro, 7.0 cm del eje del codo hasta el final del receptáculo	20 a 24 N-m Tamaño medio: 6.0 cm de diámetro; grande, 7.1 cm de diámetro; ambos: 6.4 cm del eje del codo hasta el final del receptáculo	68 N-m máx (sin embrague) 7.5 cm de diámetro, 5.7 cm del eje del codo hasta el final del receptáculo	70 N-m 7.5 cm de diámetro, 5 cm del eje del codo hasta el final del receptáculo, 21 cm de longitud mínima del antebrazo Limitado a 30°	95 N-m máx (sin embrague) 7.0 cm de diámetro, 4.8 cm del eje del codo hasta el final del receptáculo, 17 cm de longitud mínima del antebrazo A través de la transmisión, amortiguación ajustable Muy bajo
Capacidad de oscilación libre	En extensión completa	En extensión completa	Mecanismo externo en extensión completa		
Nivel de ruido (subjetivo)	Siempre audible y aumenta en intensidad con mayores cargas	Apenas audible con todas las velocidades y cargas	Muy intenso y a veces molesto	Audible, pero no objetable	
Control	Opciones: interruptor interno de doble función por tracción; interruptor externo de empuje o tracción; control mioeléctrico de tres estados ON/OFF	Interruptor de doble función, empuje o tracción; control mioeléctrico de doble función	Interruptor de doble función por tracción	Microinterruptor de activación ON/OFF o mioeléctrico proporcional	Mioeléctrico proporcional



"de un solo paso" del reductor de engrane armónico. Aunque existe en el comercio, rara vez se usa, porque es muy ruidoso.

**Codo Liberty Mutual Boston.** El primer intento fructífero de control mioeléctrico en el sistema del codo fue el creado por la Liberty Mutual Insurance Co. y el Massachusetts Institute of Technology (MIT). Los principales rediseños de este codo se han hecho en el centro de investigación de aquella compañía.

Esta unidad es para trabajo pesado y diseñada para adultos; tiene un mecanismo de impulsión montado en un módulo humeral, en tanto que la batería de 12 V y circuitos electrónicos están alejados en el hueco del antebrazo amputado. El impulsor incluye un embrague unidireccional, piñones planetarios y un reductor de engranes armónico final, para aportar un gran impulso par de salida en un espacio compacto. El sistema comprende casi todas las características buscadas para el codo, en especial un control mioeléctrico proporcional, pero el costo impide su empleo generalizado en el campo de las prótesis.

**Brazo artificial de Utah.** Es el sistema más avanzado, producto de la University of Utah y la Motion Control, Inc. Sus sistemas estructurales, mecánico y electrónico, aplican la tecnología más avanzada.

En cuanto a su estructura, para la construcción del exosqueleto se han utilizado nilón reforzado con fibra de vidrio y carbono moldeado por inyección. Desde el punto de vista mecánico una banda de sincronización de bajo ruido, en combinación con dos etapas de piñones helicoidales Evoloid de alta eficiencia, proporcionan una reducción de velocidad relativamente baja de 323:1, lo que permite que el antebrazo gire libremente a través de la transmisión. Un piezodeformímetro de torsión, un tacómetro retroalimentado por velocidad, un termistor implantado en el motor y un mecanismo motorizado de detención separado permiten la retroalimentación de este complejo sistema de control electrónico.

Una batería de 12 V (constituye el componente más pesado y por ello está en la sección humeral inferior) energiza electrónicamente un control proporcional que utiliza señales mioeléctricas. El circuito híbrido permite llevar al mínimo el peso, volumen y consumo de energía, y puede adaptarse para controlar otras funciones del brazo y el codo. Precisamente la respuesta dinámica global del sistema lo diferencia de otros, y su aspecto es el de un codo con movimiento real.

Por razones de espacio no se hará aquí una exposición detallada de las múltiples capacidades de diseño de este aparato. Su funcionamiento avanzado conlleva un factor de costo superior en un orden de magnitud al de los tres sistemas de codo antes mencionados.

#### 43.3.8 Muñecas y otras prótesis accionadas externamente

Como ya se dijo, el movimiento del codo y la prensión constituyen las articulaciones primarias para el funcionamiento mínimo del miembro superior. La falta de

sitios apropiados de control suele limitar a las dos categorías mencionadas el número de aparatos que pueden ser activados. Por ello se ha visto limitada la fabricación comercial de otros aparatos eléctricos, y la investigación continúa sólo en el área de rotadores de muñeca.

Otto Bock y Viennatone fueron los precursores en este campo, pero otras firmas están en fase de producir sus propios rotadores de muñeca. La técnica común es impulsar un tornillo sinfín por medio de una combinación de caja con engranaje y motor subminiatura MicroMo, dado que no son esenciales un gran par de torsión ni una gran velocidad. Lo esencial es el posicionado del dispositivo de prensión; de este modo, los mecanismos de impulsión para el rotador de muñeca pueden ser compactos, ligeros y de poca potencia. Su activación se logra por interruptor o controles mioeléctricos.

Todavía están en fase experimental o de diseño otras prótesis de impulsión externa, como las que ejecutan flexión de la muñeca, rotación humeral y movimiento cinemáticamente acoplado de hombro y codo y, por supuesto, toda una generación de aparatos para la prensión.

#### 43.3.9 Sistemas de control

Los controles de prótesis pueden clasificarse en dos tipos: de apagado-encendido (ON/OFF) y control proporcional, aunque guardan relación íntima con los dispositivos generadores de movimiento, y en muchos casos están diseñados específicamente para ellos. Cada tipo puede subdividirse en interruptor mecánico y activación mioeléctrica. Sin embargo, en la práctica los interruptores tienen la sola función de ON/OFF, en tanto que el dispositivo mioeléctrico se divide por igual entre los interruptores de esas características y el control proporcional.

El tipo más sencillo de control es el interruptor mecánico o mioeléctrico, que desempeña una función sencilla apagado-encendido (SPST) de un motor unidireccional. Como ya se explicó, el "garfio Michigan" y el "actuador por prensión" son activados por un control monofuncional de ese tipo.

El siguiente nivel de activación ON/OFF es el control de doble función, que pueden ser dos interruptores SPDT montados independientemente o dentro de un receptáculo activado por un solo movimiento de empuje o tracción, como serían el interruptor Bock, NYU-Hosmer, o el OCCC. La activación suele hacerse en la secuencia OFF-1 ON-OFF-2 ON (APAGADO-ENCENDIDO 1-APAGADO-ENCENDIDO 2). La misma función doble puede obtenerse con dos mioelectrodos colocados separados, como serían los de tipo Bock, o por un sensor mioeléctrico de tres niveles, como los electrodos Bock y de la University of New Brunswick. Este control de función doble se usa para activar codos OCCC, NYU-Hosmer y Fidelity, así como los aparatos prensiles Systemteknik, Viennatone y Bock.

El tercer nivel de activación ON/OFF es el control de triple función, cuyo mecanismo operativo es: OFF-1

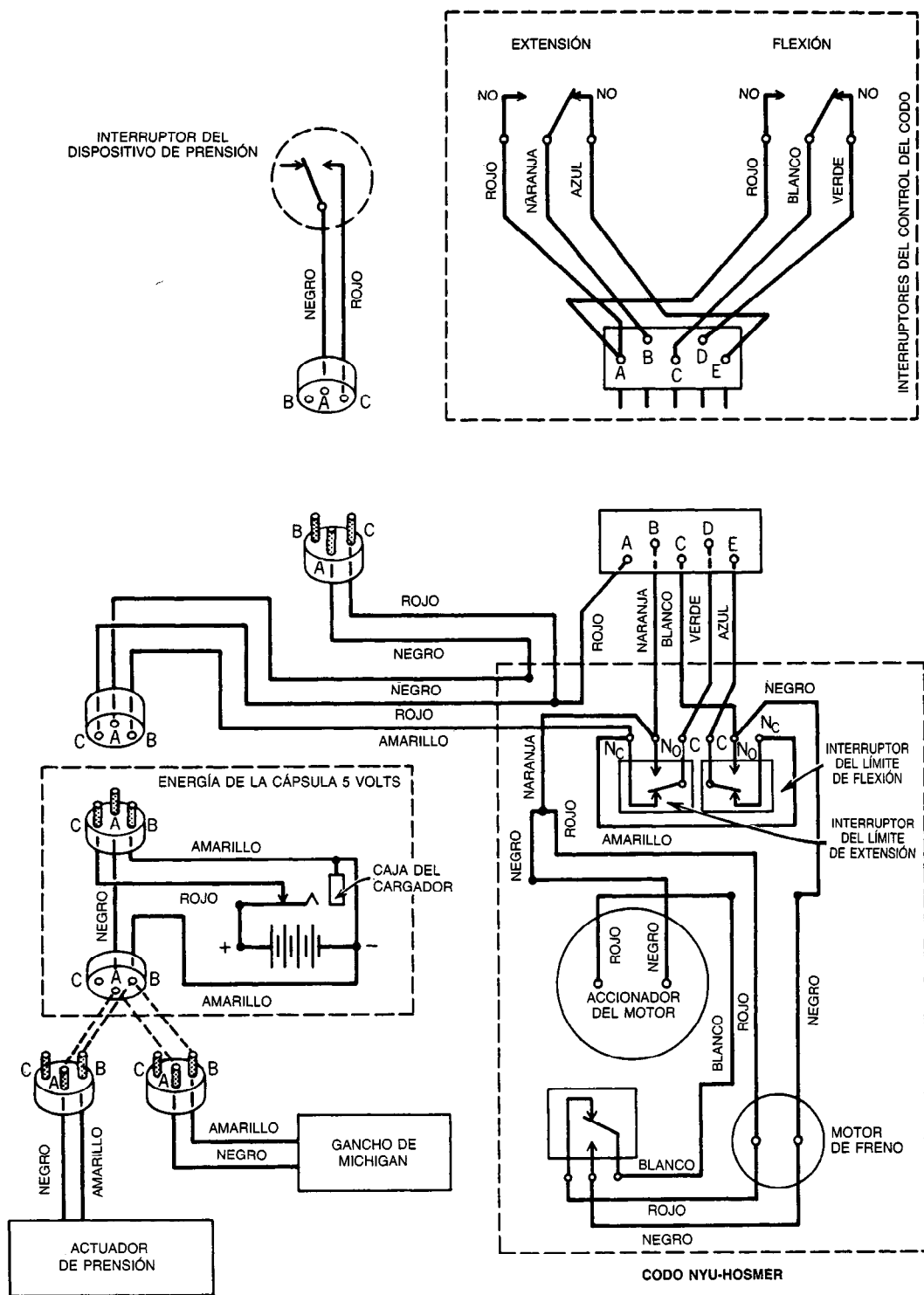


Fig. 43-28. Diagrama eléctrico de los componentes de una prótesis de brazo controlada por un interruptor de encendido/apagado de New York University-Hosmer/Dorrance Corp.

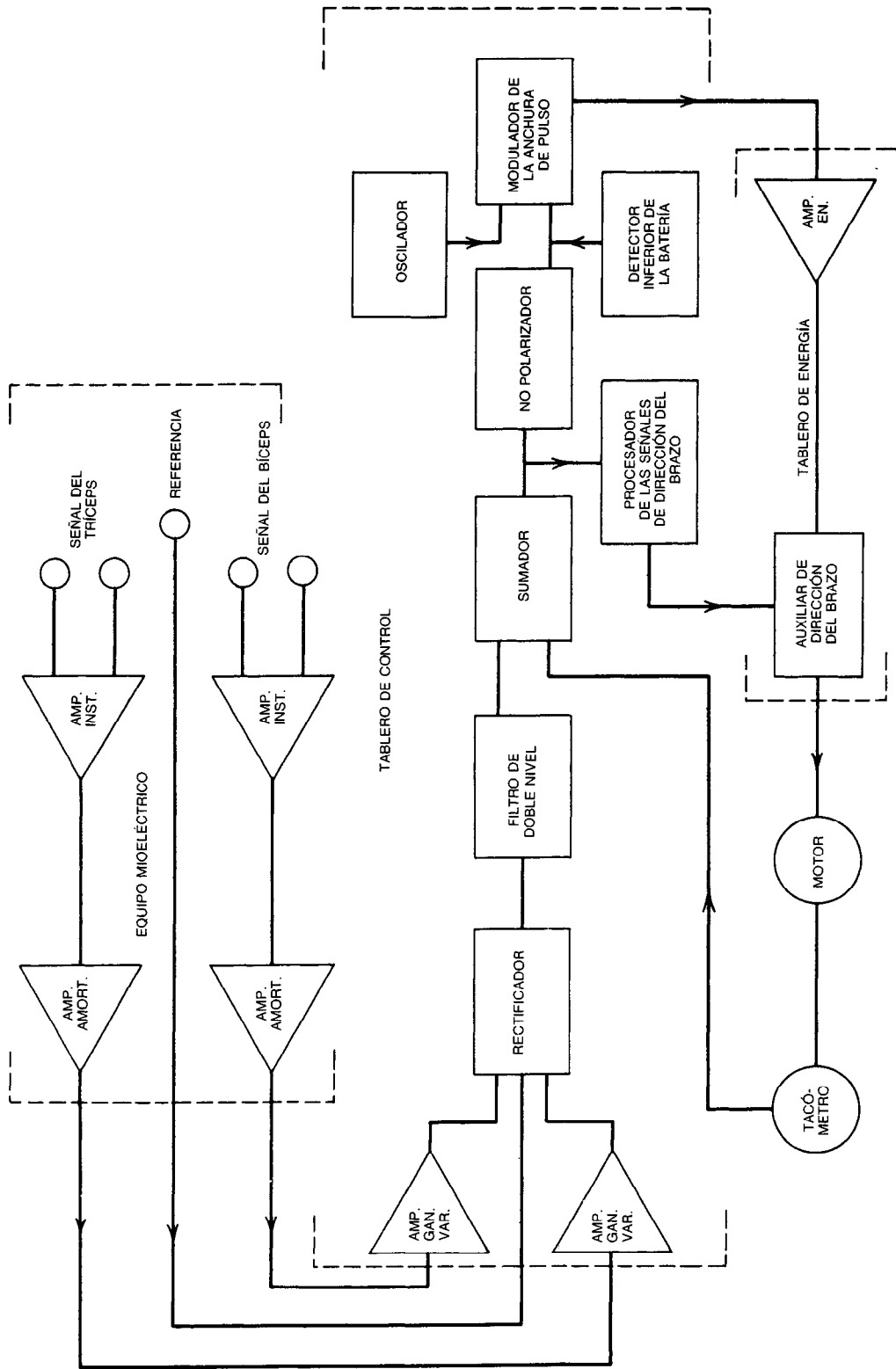


Fig. 43-29. Diagrama electrónico general del sistema mioeléctrico proporcional de codo, hecho por Liberty Mutual Boston. AMP. GAN. VAR. = amplificador de ganancia variable; AMP. AMORT. = amplificador amortiguador; AMP. INST. = amplificador instantáneo; AMP. EN. = amplificador de energía.

ON-OFF-2 ON-OFF-3 (APAGADO-ENCENDIDO 1-APAGADO-APAGADO 2-APAGADO-ENCENDIDO 3). El aparato NYU-Hosmer posee esta triple función dentro de un receptáculo activado por tracción para controlar los dispositivos combinados de codo y prensión. En la figura 43-28 se muestra un diagrama eléctrico de las prótesis controladas por interruptor, utilizadas a menudo en amputaciones supracondíleas.

Combinaciones infinitas de controles de función sencilla y doble activan cualquier combinación de prótesis eléctricas. A pesar de que a nivel mundial hay muchos fabricantes de estos aparatos, es alentador advertir el carácter muy intercambiable de los sistemas de control.

Las prótesis con control proporcional representan otro avance hacia el logro de un movimiento natural del brazo. El control mioeléctrico constituye la mejor forma de lograr un movimiento variable, aunque se cuenta con algunos transductores lineales para producir la respuesta posicional.

Básicamente las señales mioeléctricas cutáneas, por lo común preamplificadas en la misma fuente, son procesadas en una fase de control, hasta producir una señal de mando para un amplificador de potencia con modulación de anchura de pulso; éste es el mecanismo general para lograr velocidad variable en un motor accionado por corriente directa. En la figura 43-29 se muestra el diagrama electrónico general del sistema del codo Liberty Mutual Boston. Además del movimiento más natural, el control proporcional permite velocidades rápidas para la colocación inmediata en una posición dada, y menor velocidad para localización precisa.

En la actualidad se cuenta con cuatro sistemas de control proporcional para prótesis: el Liberty Mutual Boston para su codo, el Fidelity Electronics para su mano, el de la University of Utah para su codo y para la mano Bock, y el de la Northwestern University, que es adaptable a varias prótesis.

#### 43.3.10 Objetivos futuros

El problema de fabricar prótesis de miembros superiores cuya acción se semeje a la del miembro natural es que, con la tecnología actual, apenas se alcanzan soluciones intermedias que aún distan mucho de la meta de gran alcance de hacer un "duplicado" del miembro amputado. Sin embargo, estas soluciones parciales han progresado conforme lo han hecho las nuevas tecnologías. Las eras espacial y electrónica han generado adelantos que no se concebían hace unos 20 años.

Los mecanismos de impulsión mecánica, que mejoran constantemente, están a la espera de algún adelanto de orden mayor en cuanto a sistemas de con-

trol interactivo y de retroalimentación, que permita múltiples grados de libertad y supere su actual limitación a dos o tres grados. Al mejorar las técnicas de control, podrán llevarse a la práctica el movimiento independiente y natural de los cinco dedos, la flexión y rotación proporcional de la muñeca, los movimientos del hombro accionados en triple eje, y quizá todos los movimientos simultáneamente.

Es muy probable que en un futuro lejano la prótesis de brazo será un brazo electromecánico-biológico, con vinculación directa a los sistemas esquelético y nervioso. Según las tendencias vistas en genética y microbiología, no sería difícil que la prótesis llegue algún día a ser un brazo natural y biológico.

#### Lista de firmas e instituciones especializadas en prótesis del miembro superior:

- Fidelity Electronics, Ltd., 8800 N.W. 36 St., Miami, FL 33178.
- Hosmer/Dorrance Corp., P.O. Box 37, Campbell, CA 95008.
- Hugh Steeper Ltd., 237-239 Roehampton Lane, Londres SW15 4LB, Gran Bretaña.
- Liberty Mutual Research Center, 71 Franklin Rd., Hopkinton, MA 01748.
- Massachusetts Institute of Technology, Departamento de Ingeniería Mecánica, 77 Mass Ave., Cambridge, MA 02139.
- Micro Mo Electronics, 742 Second Ave. So., St. Petersburg, FL 33701.
- Motion Control, Inc., 1005 So. 300 West, Salt Lake City, UT 84101.
- New York University Post Graduate Medical School, Prosthetics & Orthotics, 317 E. 34. St., Nueva York, NY 10016.
- Northwestern University Medical School, Laboratorio Investigador de Prótesis, Chicago, IL 60611.
- Ontario Crippled Children's Center, 350 Rumsey Rd., Toronto M4G 1R8, Canadá.
- Otto Bock Orthopedic Industry, Inc., 610 Indiana Ave. No., Minneapolis, MN 55422.
- Systemteknik AB, Vasavagen 76, S-181-41 Lidin-go, Suecia.
- University of New Brunswick, Bio-Engineering Institute, Fredericton, Nueva Brunswick, Canadá.
- University of Utah, Instituto de Ingeniería Biomédica, 3168 Merrill Engineering Bldg., Salt Lake City, UT 84112.
- Variety Village ElectroLimb Production Centre, 3701 Danforth Ave., Scarborough, Ontario, Canadá.
- Veterans Administration Prosthetic Center, 252 Seventh Ave., Nueva York, NY 10001.
- Viennatone, Viena, Austria; Dist. by Hosmer/Dorrance Corp.



## NOVENA PARTE

---

# **Grabación y reproducción de audio y vídeo**



## CAPÍTULO 44

# Características del sonido

**Robert B. Newman  
y Cuerpo Técnico**

Bolt Beranek and Newman, Inc.  
Cambridge, Massachusetts

**Stanley A. Gelfand**

Veterans Administration Medical Center  
East Orange, New Jersey

### 44.1 Acústica

- 44.1.1 Introducción
- 44.1.2 Terminología y definiciones fundamentales
- 44.1.3 Criterios para los ambientes acústicos
- 44.1.4 Absorción de sonido
- 44.1.5 Aislamiento acústico
- 44.1.6 Sistemas de refuerzo acústico

### 44.2 Psicoacústica

- 44.2.1 Introducción
- 44.2.2 Escalas de medición
- 44.2.3 Métodos de medición
- 44.2.4 Dominio auditivo
- 44.2.5 Sensibilidad diferencial
- 44.2.6 Sonoridad y tono
- 44.2.7 Enmascaramiento y desplazamiento temporal del umbral (TTS)
- 44.2.8 Audición biauricular



## 44.1 ACÚSTICA

**Robert B. Newman y cuerpo técnico de Bolt Beranek and Newman, Inc.**

### 44.1.1 Introducción

Esta sección ayudará al diseñador de edificios a comprender los principios básicos de la acústica arquitectónica, y a diseñar construcciones en que no sean necesarias "correcciones" posteriores. El ambiente acústico adecuado para cualquier clase de actividad en un edificio puede determinarse por adelantado, y es posible tomar las providencias necesarias durante el diseño.

Con frecuencia los problemas acústicos no son reconocidos de manera explícita por el diseñador o por el propietario del inmueble. Por ejemplo, todo el mundo sabe que la acústica requiere atención especial en el caso de un auditorio o de una escuela de música, pero son pocas las personas conscientes de que todo motel, hospital y edificio de apartamentos o de oficinas presenta importantes problemas acústicos. Muchas de estas dificultades se pueden controlar con un ligero aumento de los gastos para los elementos acústicos. Cada elemento del diseño y construcción de un edificio tiene cierta influencia sobre sus características acústicas, y, a menos que durante el diseño de la construcción se entiendan con claridad y se incorporen de manera adecuada todos los factores implicados, rara vez y por casualidad se obtendrán resultados satisfactorios. Lo importante es entender cuánta influencia y de qué tipo tienen esos diversos elementos.

Como se expondrá en esta sección, la acústica no sólo interviene en la elección del material final de los recintos; también influye en la disposición básica de las secciones del inmueble (por ejemplo, ubicando las zonas ruidosas lejos de las silenciosas).

Es posible evitar muchos de los fuertes desembolsos en construcciones especiales aislantes del sonido mediante la simple aplicación del sentido común durante el diseño.

#### Fuente, trayectoria, receptor

Casi toda situación acústica puede describirse en términos de una fuente de sonido, una trayectoria para su transmisión y un receptor. En ocasiones es posible reducir o incrementar el volumen de la fuente, hacer menos o más efectiva la trayectoria y hacer más atento al receptor, ya sea porque se eliminan los distractores o porque se hace más tolerante la perturbación.

Si, por ejemplo, una unidad de aire acondicionado ruidosa (fuente) molesta al ocupante de una oficina (receptor), el problema debe analizarse en términos de qué es posible hacer a fin de reducir el ruido en la fuente (selección del equipo más silencioso posible, un montaje apropiado, etc.), de reducir la transmisión (trayectoria) mediante estructuras y ductos (separación elástica, forros absorbentes, etc.), y de que el receptor tolere un poco de ruido. Atacar un solo punto puede dar por resultado un sobrediseño o una solución insatisfactoria.

#### Problemas y criterios básicos

La acústica es uno de los diversos aspectos del medio en que vive el ser humano. Los sonidos pueden distraer, causar entusiasmo o desaliento. La cantidad de sonido y su contexto determinan el efecto global. El ruido intenso de un avión que vuela a muy baja altura puede interferir en una conversación telefónica o incluso causar una sensación de temor. Una cárcajada en un aula vecina puede distraer a los estudiantes atentos a una clase; saber que algo gracioso ocurre en el salón vecino distraerá a los alumnos, a pesar de que el volumen del sonido transmitido no interfiera en la audibilidad del maestro.

El objetivo fundamental de la acústica arquitectónica es proporcionar un ambiente acústico acorde con el uso para el cual se proyectó el espacio. En un edificio de oficinas, es probable que el diseñador desee proporcionar libertad de distractores o privacidad para conversar. En una sala de conciertos buscará proveer la máxima comunicación entre los ejecutantes y el auditorio, permitiendo que el recinto realce la calidad de los sonidos musicales. En casi cualquier situación, el diseñador puede definir de manera precisa cuáles son los requerimientos del entorno y entonces proceder a resolverlos.

#### Factores que influyen en el ambiente acústico

Los atributos que caracterizan el ambiente acústico deseado varían en forma considerable según el uso del espacio, cuán exigentes sean los usuarios y cómo se relacione el espacio con otras áreas del edificio. Por ejemplo, la sala de lectura de una biblioteca debe estar libre de sonidos distractores. Esto se logra manteniendo en silencio la sala (prohibiendo toda clase de sonidos perturbadores) o permitiendo que haya un sonido de fondo moderado y continuo, de carácter irreconocible y discreto, que disimule o disfraze las diversas pequeñas perturbaciones inevitables (gente que entra y sale, libros que se depositan en anaqueles y repisas, máquinas de escribir en uso, etc.). Esto último suele ser el enfoque más realista. En una oficina grande hay más tolerancia al ruido; pero aquí también hay límites, más allá de los cuales los empleados podrían encontrar dificultades para realizar sus tareas. Normalmente, las personas toleran mejor un ruido carente de información que uno que le diga algo acerca de las actividades en un espacio vecino. Con frecuencia es más tolerante un ruido esperado que uno inesperado de la misma magnitud.

Además de describir la magnitud y características dinámicas del sonido de fondo, también es necesario describir el carácter del espacio ocupado. Si se termina un recinto con materiales que reflejan bastante el sonido, éste permanecerá largo tiempo y parecerá provenir de todas las direcciones (reverberación); es probable que el sitio sea menos agradable que uno con una pequeña cantidad de terminados absorbentes. Todo el mundo ha tenido la experiencia de estar en una casa vacía sin muebles, y constatar que es más placentera después de alfombrarla, encortinarla y colocar muebles tapizados en su sitio. Sin embargo, un recinto puede estar demasiado "sordo" y debido a ello ser de-

masiado opresivo. Hay intervalos óptimos para el tiempo de reverberación en sitios ocupados. Todos estos puntos se deben considerar con cuidado al planificar un inmueble.

Un aspecto importante del ambiente acústico, con frecuencia descuidado, es la oportunidad de introducir una sucesión de grados de sonido conforme se pasa de un área a otra de la construcción. Un ambiente acústico uniforme en todo el edificio puede ser tan monótono como un ambiente luminoso uniforme. Es agradable pasar de un lugar reverberante, cuyos atributos incrementan la sensación de monumentalidad, a un espacio "sordo", donde quizá la comunicación es importante, o donde uno sólo desea sentarse y leer o experimentar la sensación de encierro y quietud. Ambos tipos de espacio ganan por el contraste. Así pues, es de esperar que la vieja especificación "el mismo recubrimiento acústico para todos los techos" acabe por ser descartada.

#### Factores que influyen en las condiciones auditivas

Si el ambiente ha de favorecer las buenas condiciones auditivas:

- 1 Debe ser completamente silencioso.
- 2 Los sonidos deseados deben tener suficiente volumen.
- 3 Los sonidos deben estar bien distribuidos en todo el espacio a fin de producir un grado deseable de uniformidad acústica y evitar ecos molestos, convergencia de sonidos o "islas" de baja intensidad.
- 4 El tiempo de reverberación debe ser lo suficientemente largo para proporcionar la mezcla apropiada de sonidos, y lo suficientemente corto para que no haya demasiada superposición y confusión.

Si se cumplen estos sencillos criterios se obtendrán condiciones auditivas adecuadas en cualquier sitio. En ocasiones es posible emplear los sonidos naturales del espacio y, mediante el diseño idóneo de las superficies del recinto, satisfacer todos los requerimientos, incluso para el orador menos audible. En espacios amplios o ruidosos, puede ser necesario utilizar un sistema electrónico cuidadosamente diseñado para el refuerzo del sonido; pero cualesquiera que sean las necesidades del espacio, es posible lograr buenas condiciones auditivas para cualquier tipo de uso.

Como en todo aspecto de la acústica, la cuestión importante es identificar los problemas de antemano y resolverlos en la etapa de diseño del proyecto, no después de que ésta haya terminado.

#### 44.1.2 Terminología y definiciones fundamentales

A fin de abordar efectivamente los problemas acústicos en el diseño de edificios, el arquitecto debe estar familiarizado con algunos de los conceptos y la terminología básicos de la acústica. La evolución inteligente de un producto con frecuencia gira en torno a cuestiones sencillas de la terminología acústica. Evidentemente, no es posible incluir aquí todos los términos y

conceptos que habrán de encontrarse, pero se espera que los presentados cubran muchas situaciones prácticas. (Si se desea información más detallada, consulte la bibliografía.)

#### Términos relacionados con el carácter del sonido

**Frecuencia ( $f$ ).** Es el ritmo de repetición de un fenómeno periódico. Básicamente, las ondas sonoras son fenómenos periódicos (p. ej., en el aire consisten en una serie de compresiones y rarefacciones de partículas de aire que se alejan de alguna fuente vibratoria, lo que determina el "tono" o "altura" del sonido). La frecuencia es básica en la descripción de los sonidos y materiales para controlarlos. Es el recíproco del periodo, o tiempo necesario para que el fenómeno se repita. La unidad SI es el hertz (Hz), equivalente a un ciclo por segundo (cps).

El intervalo de frecuencia audible para el ser humano va aproximadamente de 20 a 20 000 Hz para sujetos jóvenes con agudeza auditiva. Algunos instrumentos musicales abarcan casi la totalidad de este intervalo, como el órgano de tubos. El intervalo del habla humana más importante para la comprensión abarca aproximadamente de 600 a 4 000 Hz. Por otra parte, si se está interesado en las molestias ocasionadas por los sonidos del habla, por ejemplo en una situación de privacidad en una oficina, la frecuencia más baja del intervalo (unos 200 Hz) también puede ser importante.

**Tono puro.** Es el tipo de sonido más simple, porque está compuesto completamente por ondas de sonido de una sola frecuencia. Se puede generar golpeando un diapason, pero pocos de los sonidos ambientales son "puros".

**Tono musical.** Un tono musical es en realidad la combinación de varios tonos puros. Por ejemplo, al golpear el *do* central de un piano (256 Hz), se produce un tono compuesto por su frecuencia fundamental más algunos múltiplos enteros de ésta, llamados armónicos. Estos armónicos determinan la calidad o "timbre" del tono musical.

**Sonidos comunes (habla, música, ruido).** En la vida real, los sonidos que rodean al ser humano son mucho más complejos que el simple tono puro y el tono musical recientemente analizados. Entre estos sonidos más complicados se incluyen el habla, la música y un intervalo mucho más amplio de sonidos, llamados ruido si son sonidos que no se desea escuchar. En la figura 44-1 se muestra gráficamente esta diversidad de sonidos, así como un tono puro y uno musical.

**Banda de frecuencia.** Para el estudio y la especificación de cuestiones de sonido, con frecuencia es conveniente dividir en secciones el intervalo de frecuencias audibles. Una división común es en bandas de una octava, en cuyo caso el intervalo de frecuencias se divide en ocho secciones centradas en las siguientes frecuencias (Hz): 31.5, 63, 125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000 y 8 000. Para análisis más detallados de problemas de sonido se utilizan subdivisiones adicionales. Esto incluye

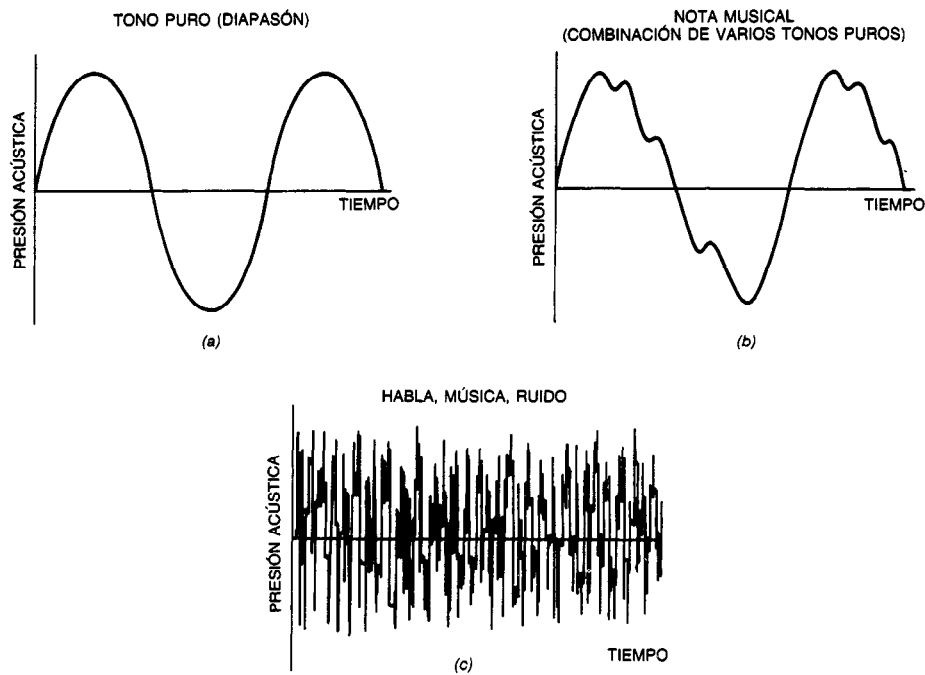


Fig. 44-1. Representaciones esquemáticas del cambio de la presión acústica con el tiempo: a) tono puro (diapasón); b) nota musical (combinación de varios tonos puros) y c) sonidos más complejos (habla, música, ruido).

bandas de media octava, un tercio de octava e incluso divisiones más pequeñas del intervalo de frecuencias.

**Velocidad del sonido ( $c$ ).** Una onda sonora se desplaza con una velocidad que depende básicamente de la elasticidad y densidad del medio. En el aire a temperatura y presión normales, la velocidad del sonido es de unos 340 m/s. Éste es un valor sumamente bajo comparado con el de la velocidad de la luz, de 300 000 km/s.

**Longitud de onda ( $\lambda$ ).** Conociendo la velocidad del sonido, es posible calcular su longitud de onda (es decir, la distancia que viaja la onda en un ciclo) a cualquier frecuencia con la expresión:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

donde  $\lambda$  = longitud de onda, m  
 $c$  = velocidad del sonido, m/s  
 $f$  = frecuencia del sonido, Hz

Los sonidos de alta frecuencia se caracterizan por bajas longitudes de onda y los sonidos de baja frecuencia por longitudes de onda grandes. Por ejemplo, a 100 Hz la longitud de onda del sonido en el aire es de unos 3.4 m, mientras que a 1 000 Hz apenas alcanza 34 cm.

#### Términos relacionados con la magnitud del sonido

**Potencia acústica ( $W$ ).** La potencia acústica en watts describe la energía de la fuente del sonido. Puede ser:

1. La potencia total radiada por la fuente en todo su intervalo de frecuencias.
2. La potencia radiada en un intervalo de frecuencias limitado.
3. La potencia radiada en cada banda de una serie de bandas de frecuencia.

Por supuesto, el intervalo de frecuencia de la potencia acústica (o cualquier otra cantidad relacionada con la magnitud del sonido estudiada a partir de este momento) se debe especificar con claridad.

**Intensidad acústica ( $I$ ).** Es la potencia radiada en una dirección específica a través de un área unitaria normal a dicha dirección; por ejemplo, watts por pie cuadrado o watts por centímetro cuadrado. El término es análogo a la intensidad de la luz.

**Presión acústica ( $p$ ).** En ciertas circunstancias, la presión acústica de una onda sonora equivale a la intensidad acústica. La unidad es el microbar (1 dina/cm<sup>2</sup>). La mayor parte del equipo para medir el sonido es sensible a la presión, y por lo general es más fácil medir fluctuaciones de presión que intensidades.

**Decibeles (dB).** El decibel es una unidad adimensional para expresar la razón de dos valores numéricos en una escala logarítmica. Se emplea esta unidad cuando se trata con potencia, intensidad y presión acústica, debido al enorme intervalo de valores de estas cantidades que percibe el oído. Por ejemplo, el intervalo de inten-

sidad acústica perceptible para el oído humano normal abarca desde el débil susurro de las hojas hasta el estruendo de un motor a reacción, lo cual engloba una razón de intensidades acústicas de  $10^{12}$ : 1. El número de decibels es diez veces el logaritmo de base 10 del cociente de ambas cantidades. Por ejemplo, sean  $W_1$  y  $W_2$  dos potencias,  $I_1$  e  $I_2$  dos intensidades acústicas y  $p_1$  y  $p_2$  dos presiones acústicas. Entonces, el número correspondiente de decibels ( $M$  en cada caso) es:

$$M \text{ potencia acústica} = 10 \log \frac{W_1}{W_2} \quad \text{dB}$$

$$M \text{ intensidad acústica} = 10 \log \frac{I_1}{I_2} \quad \text{dB}$$

$$M \text{ presión acústica} = 10 \log \left( \frac{p_1}{p_2} \right)^2 \quad \text{dB}$$

**Suma de decibels.** Ya que los decibels son unidades logarítmicas y no unidades ordinarias, como metros o libras, no se pueden sumar directamente. Es necesario convertirlos a potencia, intensidad o presión, sumar estas cantidades y, por último, convertir el total de nuevo a decibels. En otras palabras, 50 dB más 50 dB no da 100 dB, sino 53 dB. En la figura 44-2 se presenta una gráfica simplificada para sumar decibels.

**Nivel de potencia acústica (PWL, de *sound-power level*).** Es una designación en decibels de la razón de dos potencias acústicas. La potencia de referencia usual es  $10^{-12}$  W. Por consiguiente:

$$\text{PWL} = 10 \log \left( \frac{W}{10^{-12}} \right) \quad \text{dB}$$

**Nivel de intensidad acústica (IL, de *sound-intensity level*).** Es la designación en decibels de la razón de dos intensidades. La intensidad de referencia normalmente es  $10^{-16}$  W/cm<sup>2</sup>. De este modo:

$$\text{IL} = 10 \log \left( \frac{I}{10^{-16}} \right) \quad \text{dB}$$

**Nivel de presión acústica (SPL, de *sound-pressure level*).** Es la designación en decibels del cuadro de la razón de dos presiones. El valor de referencia siempre es 0.0002 dinas/cm<sup>2</sup>. Por tanto:

$$\text{SPL} = 10 \log \left( \frac{p}{0.0002} \right)^2 \quad \text{dB}$$

Como ya se dijo, en ciertas circunstancias la presión acústica se considera equivalente a la intensidad acústica. Entonces, para la generalidad de los problemas arquitectónicos acústicos el nivel de presión puede considerarse equivalente al nivel de intensidad.

En las figuras 44-3 y 44-4 pueden consultarse algunas mediciones de niveles de presión acústica que son habituales.

**Nivel acústico.** Existen en el mercado dispositivos sencillos para la medición del sonido, que pueden registrar la magnitud física del sonido en términos de números simples. Los niveles acústicos de números simples se definen como la cantidad leída en un medidor estándar del nivel acústico con un circuito apropiado de ponderación de frecuencia. Un sistema de números simples de uso común es el de lecturas de escala A que, para niveles de sonido globales relativamente bajos, corresponden a la forma en que el oído humano responde

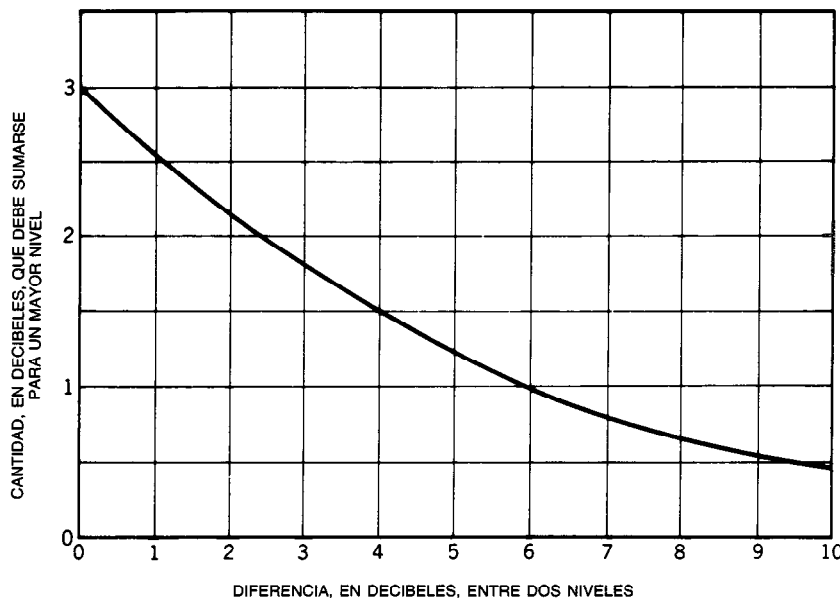


Fig. 44-2. Gráfica para sumar dos niveles de presión (SPL) o de intensidad (IL) acústicas.

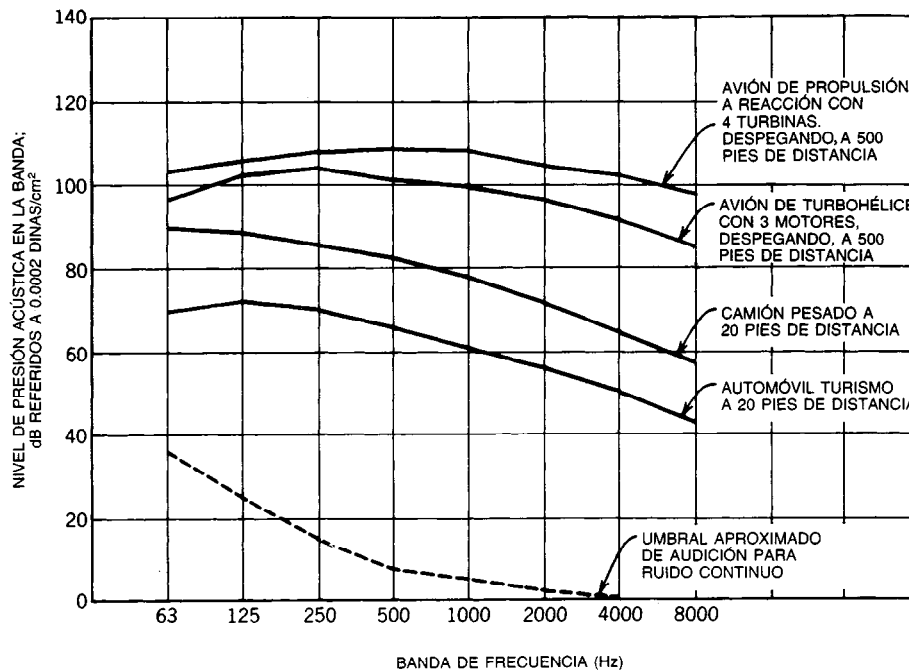


Fig. 44-3. Niveles de presión acústica de algunas fuentes de ruido, medido en el exterior.

al sonido (es decir, ponderan o "ignoran" el extremo de baja frecuencia del espectro del sonido). A fin de evaluar las lecturas de números simples, siempre debe conocerse el circuito de ponderación de frecuencia. En la figura 44-5 se ilustra el intervalo de algunos sonidos comunes medidos en términos de niveles promedio obtenidos en las lecturas del medidor de niveles acústicos con circuitos de ponderación estándar de frecuencia de escalas A, B y C.

**Reducción de ruido (NR, de noise reduction).** Es la diferencia en decibeles de los niveles de presión o intensidad acústicas en dos puntos a lo largo de una trayectoria del sonido; en forma alternativa, es la diferencia en decibeles de los niveles de presión o intensidad acústica en un punto antes y después de un cambio de tratamiento acústico de un área. Por tanto, a menudo se utilizan las siguientes expresiones:

$$NR = IL_1 - IL_2 \quad \text{dB}$$

$$NR = SPL_1 - SPL_2 \quad \text{dB}$$

**Atenuación.** El término "atenuación" se emplea frecuentemente con el mismo sentido que "reducción de ruido", ya descrita.

#### Términos relacionados con el sonido en condiciones de campo libre

**Ley de la inversa de los cuadrados.** En el caso de la radiación acústica en condiciones de campo libre (es decir, sin superficies reflectantes alrededor de la fuente

de sonido), la intensidad acústica disminuye en un cuarto cada vez que se duplica la distancia a la fuente del sonido. Esto se expresa como:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{d_2^2}{d_1^2}$$

donde  $I_1$  e  $I_2$  son las intensidades acústicas a las distancias  $d_1$  y  $d_2$  de la fuente. Este fenómeno es análogo a la reducción de la intensidad de la luz conforme uno se aleja del foco luminoso. En términos de niveles acústicos (IL o SPL), la ley de la inversa de los cuadrados significa que el nivel disminuye en 6 dB cada vez que se duplica la distancia a la fuente.

#### Términos relacionados con el sonido en recintos

**Reflexión y absorción.** Cuando se coloca una fuente de sonido en un espacio cerrado la reflexión de las ondas sonoras que se alejan de la fuente se produce en las fronteras, y las ondas sonoras continúan reflejándose entre las fronteras mismas. Si la fuente es continua, la reflexión establece niveles relativamente constantes. Estos niveles reverberantes o "concentrados" dependen de la cantidad de absorción de la energía acústica de la onda sonora por parte de la superficie limitante. La mayor parte de las superficies duras (concreto, yeso, vidrio, etc.) absorben muy poco sonido y suelen clasificarse como superficies reflectantes del sonido. Otros materiales (por lo general porosos o de paneles delgados) absorben cantidades apreciables de sonido, por lo que se denominan materiales absorbentes del sonido, insonorizantes o simplemente acústicos.

**Coefficiente de absorción acústica ( $\alpha$ ).** Es la fracción de la energía acústica incidente absorbida por una superficie. A menos que se indique lo contrario, se considera que la incidencia del sonido es aleatoria.

**Unidades de absorción ( $A$ ).** Por lo general, las unidades de absorción se expresan en sabins, que son iguales al área en pies cuadrados de una superficie  $S$  por su coeficiente de absorción  $\alpha$ .

En un recinto suelen encontrarse diversos tipos de superficies o materiales, y la absorción total es la suma de las áreas multiplicada por los respectivos coeficientes de absorción.

**Coefficiente de reducción de ruido (NRC, de noise-reduction coefficient).** El coeficiente de reducción de ruido de un material insonorizante es el promedio aritmético de los coeficientes de absorción a 250, 500, 1 000 y 2 000 Hz.

**Sala sorda.** Una sala "sorda", anecoica o sin reflexiones se caracteriza por sus grandes cantidades de absorción.

**Sala reverberante.** Una sala reverberante, ecoica o con reflexiones se caracteriza por sus reducidas cantidades de absorción.

**Reducción del ruido ambiente (NR de noise reduction).** Los niveles de intensidad o presión acústicas en una sala, formados por reflexiones repetidas del sonido proveniente de las superficies del recinto, son modificados por la cantidad de absorción presente.

La diferencia de niveles dada por dos condiciones de absorción total de la sala está dada por la expresión:

$$NR = 10 \log \left( \frac{A_2}{A_1} \right) \text{ dB}$$

donde  $A_1$  y  $A_2$  son las unidades, en sabins, de absorción total de la sala antes y después del tratamiento.

**Reverberación.** Es la persistencia del sonido después de haberse detenido la fuente. Se debe a las reflexiones repetidas del sonido entre las paredes del recinto, incluso después que la fuente del sonido se ha apagado.

**Tiempo de reverberación ( $T$ ).** El tiempo de reverberación de una sala se define como el tiempo en segundos necesario para que el sonido disminuya 60 dB después que la fuente se ha detenido. Se obtiene por:

$$T = 0.05 \frac{V}{A} \text{ s}$$

donde  $V$  es el volumen del espacio en pies cúbicos y  $A$  es la absorción total de la sala en sabins.

**Difusión.** Idealmente, un campo de sonido difuso es aquel cuyo nivel de sonido es el mismo en cualquier parte. La difusión es una característica deseable para muchos espacios donde la audición es importante.

**Eco.** El eco es una onda sonora reflejada o devuelta en otra forma con suficiente magnitud y retraso para ser percibida como un sonido distinto del transmitido.

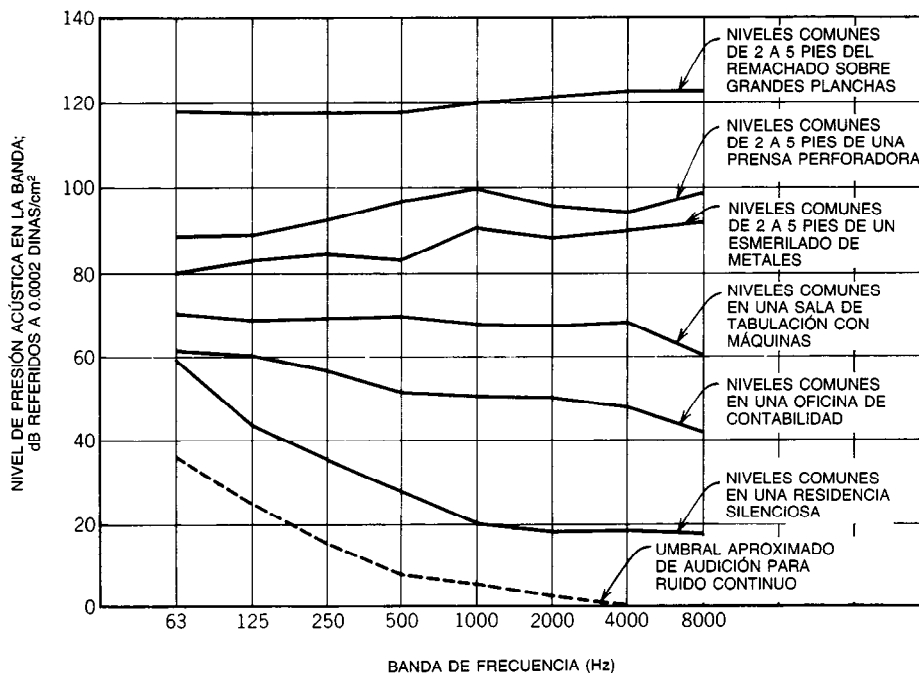
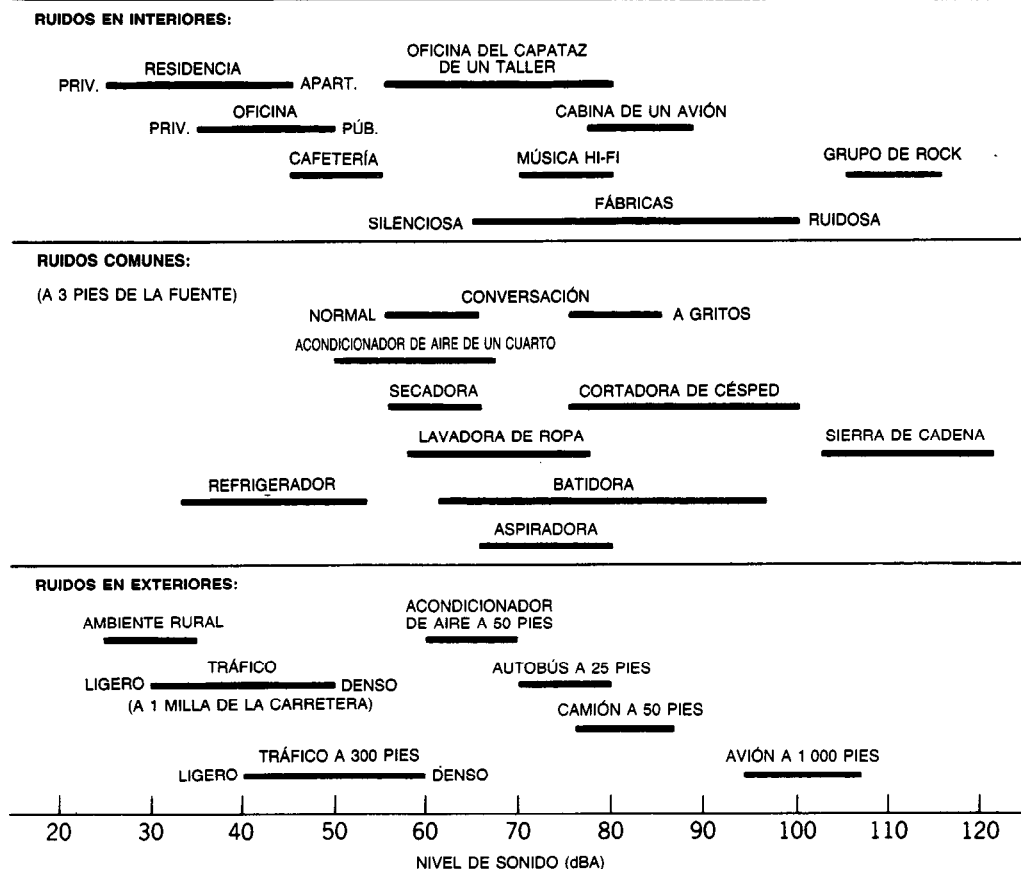


Fig. 44-4. Niveles de presión acústica de algunas fuentes de ruido, medido en el interior.



**Fig. 44-5.** Intervalo de niveles acústicos en unidades de absorción (decibels), en distintos ambientes. Al analizar problemas de ruido deben utilizarse con cuidado los registros de nivel acústico de números simples.

**Eco múltiple.** El eco múltiple es una sucesión rápida de ondas sonoras reflejadas resultantes de un solo pulso. Este fenómeno ocurre a menudo cuando una fuente de sonido se encuentra entre dos muros paralelos duros, y en ocasiones se confunde con la reverberación.

**Deslizamiento.** Es la reflexión del sonido a lo largo de una superficie curva. Ocurre cuando la fuente sonora está cerca de superficies como domos, bóvedas, etcétera, de modo que la energía sonora reflejada se conserva y se puede escuchar con claridad en algún otro punto de la superficie.

**Convergencia.** La convergencia se presenta cuando las ondas sonoras se reflejan en superficies cóncavas y forman los niveles de sonido reflejado en algún punto o área lejos de la superficie reflectante.

**Ondas estacionarias.** Especialmente en salas pequeñas, las ondas sonoras pueden formar nodos y antinodos, los cuales se caracterizan por regiones de máximo y mínimo nivel de presión del sonido. Por lo general, los efectos de las ondas estacionarias se limitan al intervalo de baja frecuencia.

## Términos relacionados con la transmisión de sonido entre recintos

**Coefficiente de transmisión ( $\tau$ ).** El coeficiente de transmisión es la fracción de energía incidente que atraviesa una barrera. Por tanto:

$$\tau = \frac{W_2}{W_1}$$

donde  $W_1$  es la energía acústica incidente en la barrera y  $W_2$  es la energía acústica transmitida, ambas en watts.

**Pérdida de transmisión (TL, de *transmission loss*).** La expresión para la pérdida de transmisión de una barrera es:

$$TL = 10 \log \frac{1}{\tau} \quad \text{dB}$$

Es una propiedad básica de la barrera; varía con la frecuencia del sonido que incide contra ésta y con el peso, rigidez y condición del montaje lateral de la barrera.

**Pérdida de transmisión efectiva (Ef TL).** La pérdida de transmisión efectiva de una barrera que consta de dos o más materiales diferentes está dada por la siguiente expresión:

$$Ef TL = 10 \log \frac{\Sigma S}{\Sigma \tau S} \quad \text{dB}$$

donde  $\Sigma S$  es la suma de las áreas de las partes de la barrera en pies cuadrados y  $\Sigma \tau S$  son las áreas de los materiales multiplicadas por sus respectivos coeficientes de transmisión.

**Clase de transmisión acústica (STC, de *sound-transmission class*).** Este es un simple número de clasificación asignado a una curva de pérdida de transmisión medida que se obtiene por comparación con una curva estándar, conforme a las reglas recomendadas en la ASTM E90 (consúltese también la sección dedicada al aislamiento acústico).

**Reducción del ruido de sala a sala (NR).** La diferencia en niveles de intensidad (IL) o niveles de presión acústicas (SPL) entre una sala "fuente" y una sala "receptora" está dada de manera aproximada por la expresión:

$$NR = TL - 10 \log \frac{S}{A_2} \quad \text{dB}$$

donde TL es la pérdida de transmisión efectiva de la barrera en decibelios, S es el área total de la barrera en pies cuadrados, y  $A_2$  es la absorción total en sabins en la sala receptora.

**Factor de atenuación.** Algunas veces se emplea el factor de atenuación para describir la reducción del ruido de sala a sala de una construcción específica. Por ejemplo, los valores de reducción del ruido a través de configuraciones de techos suspendidos sobre dos salas de prueba adyacentes se informan en términos de atenuaciones en decibelios (consúltese la sección dedicada al aislamiento acústico).

**Transmisión por impacto.** La transmisión por impacto suele ocurrir cuando una fuente de sonidos impulsivos actúa directamente sobre una estructura y provoca radiación de sonido aéreo en el otro lado de la estructura.

**Transmisión a través de la estructura.** En este caso las ondas sonoras se transmiten dentro de una estructura. Estas ondas pueden ser inducidas por sonido aéreo incidente sobre una barrera o por impacto directo de las fuentes sonoras. Si las ondas que viajan dentro de la estructura tienen magnitud suficiente, pueden rerradiarse hacia el espacio como sonido aéreo.

**Ruido de fondo.** El ruido de fondo es el ruido ambiental o ruido generalizado asociado con un entorno dado, y por lo general se debe a una mezcla de sonidos de muchas fuentes, próximas y lejanas.

**Ruido de enmascaramiento.** Este término suele referirse a la capacidad del ruido de fondo de cubrir algún otro ruido ajeno específico. También se denomina perfume acústico.

**Aislamiento acústico (o sonoro) de conversaciones.** Ésta es una condición del aislamiento de sonidos de una sala en la que el ocupante siente que está suficientemente libre (aislado) de sonidos de conversaciones ajenas, de modo que puede realizar su trabajo sin perturbaciones. Esto suele lograrse cuando los niveles de conversación transmitidos al espacio son ininteligibles, o están muy cerca de serlo.

#### 44.1.3 Criterios para los ambientes acústicos

Antes de que un diseñador pueda comenzar el verdadero trabajo de ingeniería de un edificio, debe establecer los criterios. Básicamente, un ambiente acústico satisfactorio es aquel cuyo carácter y magnitud de todos los sonidos son compatibles con el uso satisfactorio del espacio para el fin pretendido. Aunque éste es un objetivo razonable, no siempre es fácil expresarlo en términos cuantitativos. Por ejemplo, con respecto al ambiente térmico no es posible decir sencillamente que 70 °F es una temperatura confortable, sino que es necesario mencionar también la humedad, el movimiento del aire, etc. Respecto a la iluminación, tampoco es posible decir sencillamente que 100 fc es una intensidad de luz adecuada, sino que es necesario hablar acerca de otros factores del entorno lumínico, tales como el resplandor especular, el color y la continuidad. De manera parecida, en acústica no es posible afirmar sencillamente qué nivel de ruido se desea, sino que es necesario especificar la clase de ruido, su tono, si debe ser continuo, esperado o contiene información, etc.

El ser humano es altamente adaptable a los diferentes fenómenos físicos de calor, luz y sonido, y su sensibilidad varía ampliamente. El oído humano es capaz de detectar niveles de intensidad acústica de menos de 10 dB (el suave susurro de las hojas) y resistir sin lesiones auditivas permanentes el poderoso estruendo de un motor a propulsión a chorro; esto es, casi 120 dB, un billón de veces la intensidad del suave susurro de las hojas.

Psicólogos e investigadores en el campo de la acústica han establecido gran parte de las bases que permiten comprender qué magnitud y qué clase de ruidos afectarán la comunicación hablada produciendo molestia y fatiga. También se han realizado investigaciones acerca del problema de las lesiones auditivas debidas a niveles de ruido de alta intensidad, aunque esto rara vez representa un problema importante en las construcciones normales. Si bien los resultados de las investigaciones distan de estar concluidos, conducen a ciertas especificaciones generalmente aceptadas sobre el ambiente de ruido en muchos de los tipos de espacio diseñados por el ser humano.

Con frecuencia se construyen edificios cerca de aeropuertos u otras fuentes bastante ruidosas. En trabajos recientes sobre criterios acústicos ya se incluyen consideraciones acerca de los niveles tolerables de so-



nidos ajenos provenientes de dichas fuentes en los espacios ocupados, así como métodos para predecir la "idoneidad acústica" de los sitios. En espacios críticos es posible permitir la entrada poco frecuente de ruidos con valor máximo de hasta 5 dB por encima del nivel de fondo normal, sin que ello implique una degradación del ambiente. Si el espacio no requiere un ruido de fondo muy bajo, pueden ser aceptables intromisiones ocasionales hasta de 10 dB por encima del nivel de fondo normal. Por lo común, una entrada de más de 10 dB es inaceptable y provoca serias reclamaciones e incluso acciones legales.

En la tabla 44-1 se presentan algunos criterios de ruido recomendados para diferentes tipos de ocupación del local.

Tal como podría esperarse, los espacios en que la audición es importante requieren niveles bajos de ruido de fondo, y las oficinas y fábricas en que la comunicación verbal está restringida a distancias cortas aceptan niveles más elevados de ruido de fondo.

## Criterios para el ruido de fondo

Si bien las lecturas de nivel acústico de números simples (dBA) dan alguna idea acerca de la cantidad de ruido, un método mucho mejor para especificar el nivel del ruido de fondo continuo es el empleo de curvas de criterios de ruido (PNC) (fig. 44-6). Las curvas PNC son un refinamiento adicional de las curvas NC anteriormente utilizadas, en el que se toman más en cuenta los espectros de ruido observados en la realidad en muchas situaciones de construcción. Las curvas PNC constituyen un sistema de clasificación ordenada de diversos espectros de ruido en términos de niveles de presión acústica específicos en cada una de nueve bandas de frecuencia de una octava. Las bandas de una

octava son convenientes para dividir el intervalo de frecuencias audibles en segmentos con fines de medición. Los números PNC son el promedio aritmético de los niveles de presión acústica en las bandas de 500, 1 000 y 2 000 Hz. Estas bandas de frecuencia están muy relacionadas con las frecuencias importantes de la inteligibilidad del habla. Por tanto, la presencia de ruido en dichas bandas puede interferir en la conversación, y la mayoría de las personas consideran que el ruido del ambiente constituye una interferencia.

También en la figura 44-6 se muestra la evaluación subjetiva que un oyente podría hacer de un ambiente acústico específico con niveles de sonido de octavas de banda parecidos a estas curvas. Por ejemplo, por debajo de la PNC-25, la mayoría de la gente juzgaría un espacio como "muy silencioso"; por encima de la PNC-55, como "muy ruidoso"; y entre estos extremos, como "silencioso", "moderadamente ruidoso" y "ruidoso". En términos de la comunicación verbal, un ruido de fondo con espectro de PNC-30 podría permitir la comprensión del habla a niveles normales de voz a distancias hasta de 20 pies. Un espectro de PNC-40 permitiría que una voz elevada fuese comprendida a 20 pies, pero sólo permitiría la comunicación con voz normal a distancias hasta de 6 pies, aproximadamente. Con un espectro de ruido de fondo de PNC-50, se requeriría hablar en voz alta para ser escuchado con claridad a más de 3 pies. Incluso niveles superiores al PNC-50 serían permisibles en una fábrica, donde la comunicación oral y su perturbación no son demasiado importantes. Sin embargo, si los niveles de ruido de fondo continuo exceden de PNC-70, es imposible utilizar un teléfono; y con niveles de espectro hasta de PNC-80 existe la posibilidad de lesiones auditivas permanentes después de una exposición prolongada.

**Tabla 44-1. Criterios de ruido recomendados para diversos usos**

Tipo de espacio	Criterios de ruido recomendados (intervalo o máximo)	Nivel acústico aproximado (dB)
Estudios de emisión y grabación, salas de concierto	PNC <sup>a</sup> 10 a 20	20 a 30
Teatros naturales (sin amplificación), iglesias	PNC 20	30
Grandes salas de conferencias (para unas 50 personas), pequeños auditorios, salones para ensayo de música, salas cinematográficas	PNC 30	38
Salas de clase, salas de conferencias (para unas 20 personas)	PNC 35	42
Dormitorios (hoteles, casas de apartamentos, hospitales, residencias)	PNC 25 a 40	34 a 45
Oficinas privadas o semiprivadas, salas de estar, bibliotecas	PNC 30 a 40	38 a 47
Estadios deportivos (con amplificación)	PNC 35 a 40	42 a 47
Restaurantes, almacenes comerciales	PNC 35 a 45	42 a 52
Oficinas generales (para mecanografía, etc.)	PNC 40 a 50	47 a 56
Fábricas	PNC 50 a 75	56 a 80

<sup>a</sup> PNC, criterios de ruido normalizados.

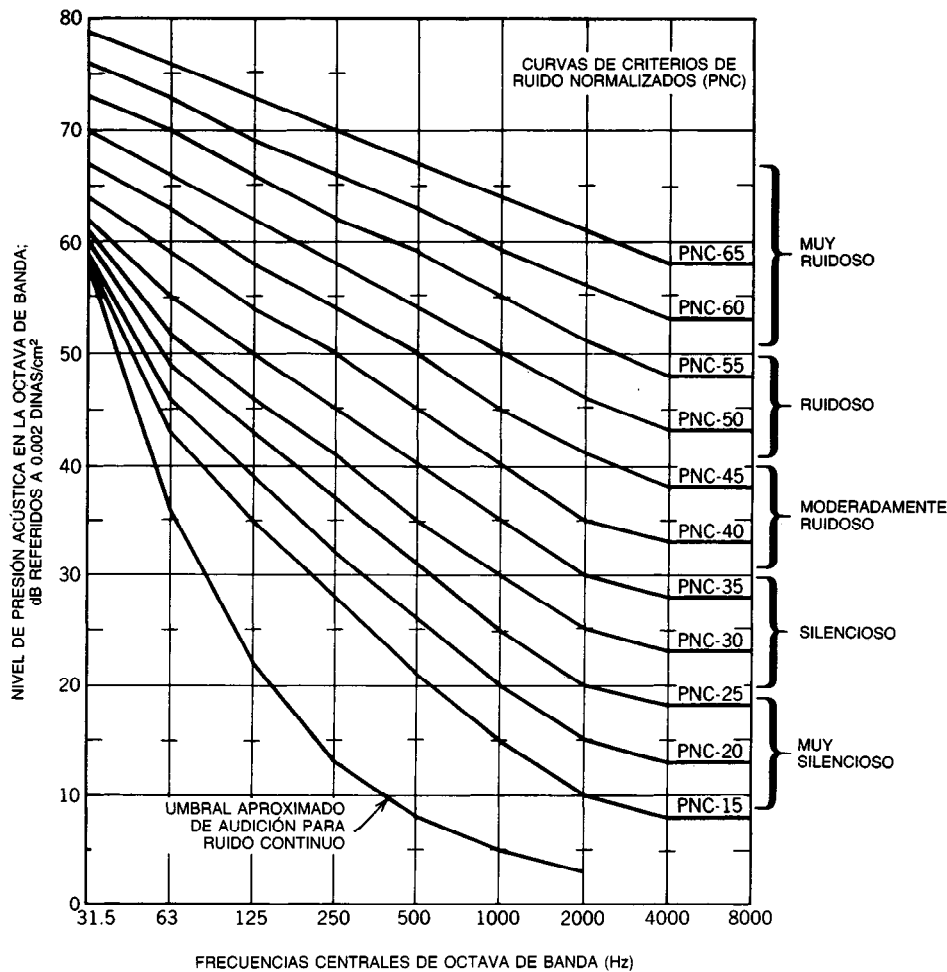


Fig. 44-6. Curvas de criterios de ruido normalizados (PNC).

La Walsh-Healey Public Contracts Act, relacionada con la higiene industrial, fue reformada en 1969 a fin de incluir la especificación de niveles máximos seguros de ruido para diversos tiempos de exposición de trabajadores pertenecientes a industrias contratadas por el gobierno. La Occupational Safety and Health Act de 1970 incorpora los requisitos de la ley Walsh-Healey, y es aplicable a todas las industrias en Estados Unidos. Estas especificaciones de ruidos están dadas en términos de decibeles, no de espectro de bandas de octava detallados. Por ejemplo, el máximo nivel de ruido ambiental no puede ser mayor de 90 dBA si el trabajador está expuesto a él durante ocho horas diarias. Para tiempos de exposición más cortos se permiten niveles superiores.

Es necesario hacer hincapié en que con frecuencia existe el mismo interés por los niveles mínimo y máximo permisibles, tal como están descritos en la tabla 44-1.

En una oficina o incluso en una residencia podría ser aconsejable contar con cierta cantidad de "perfume

acústico" a fin de asegurar el adecuado aislamiento sonoro o "intimidad acústica" entre los espacios, y también podría utilizarse la curva PNC para especificar el límite inferior de los niveles de ruido de fondo, así como el máximo. Por ejemplo, en una pequeña oficina privada al ocupante puede no molestarle el ruido de un espectro de sonido de fondo continuo tan alto como PNC-35 o PNC-40. Con frecuencia dicho espectro es proporcionado por el sistema de ventilación del edificio. Si el sistema de ventilación no es bastante ruidoso, podría elegirse una rejilla más ruidosa, de modo que se logre la intimidad idónea con la ligera y móvil construcción de los muros que separan una oficina de otra. En otras palabras, a la vez que no se desea que el ruido de fondo supere un cierto criterio especificado de espectro, tampoco se desea que caiga muy por debajo de este espectro.

Sin embargo, en un auditorio, donde no es necesario ruido de enmascaramiento alguno, es preciso lograr la mayor inaudibilidad posible del ruido de fondo (PNC-10 a PNC-20).

La guía ASHRAE, en el capítulo sobre control de sonido, describe en detalle los métodos para calcular niveles de ruido debido al equipo de aire acondicionado, así como los criterios para el nivel de fondo. Con la información proporcionada en la guía y en las publicaciones de los fabricantes, actualmente el arquitecto se encuentra en magnífica posición para especificar el ambiente acústico y así elegir los materiales y equipo adecuados a fin de satisfacer las metas del diseño.

## Criterios para el aislamiento sonoro de conversaciones entre oficinas

Como se verá en una sección posterior, el aislamiento sonoro de conversaciones ("intimidad acústica") entre salas está determinado no sólo por la pérdida de transmisión de los tabiques separadores, sino también por el ruido de fondo en los espacios. En la situación especial de la intimidad acústica en oficinas, es posible hacer algunas recomendaciones aproximadas acerca de la pérdida de transmisión que debe ocurrir en los tabiques para condiciones particulares de ruido de fondo. Estos criterios, que indican la pérdida de transmisión requerida como función de la frecuencia en bandas de un tercio de octava, se muestran en la figura 44-7. Las clasificaciones subjetivas del ruido de fondo corresponden con las que se muestran en la figura 44-6. Sin embargo, debe observarse cuidadosamente que la figura 44-7 proporciona valores aproximados de criterios para la pérdida de transmisión, y que en ella se su-

ponen niveles promedio de esfuerzo de habla en la oficina adyacente y que el ocupante de la oficina espera una intimidad promedio (no secreto absoluto).

## Criterios para la reverberación en salas

Todo espacio ocupado presenta alguna clase de característica de reverberación. Tal espacio puede ser reverberante o sordo, pero siempre existe cierta cantidad de retorno de energía reflejada de superficies distantes al oyente que le dan una "sensación" del espacio. No existen criterios acerca de cuál debe ser con exactitud el tiempo de reverberación en una casa o una oficina, pero la experiencia demuestra que, a menos que tales espacios ocupados estén amueblados o terminados con condiciones razonables de material insonorizante, no serán cómodos. En la siguiente sección se analiza el procedimiento para calcular el tiempo de reverberación en un recinto, así como el efecto de las cantidades de tratamiento insonorizante en una sala sobre el nivel acústico general de la sala. Sin embargo, la calidad del sonido en ésta suele ser un factor más importante que el nivel absoluto, por lo menos dentro del intervalo ordinario de interés. El tratamiento insonorizante en un espacio reduce la dispersión del sonido y localiza la dirección de las fuentes: los sonidos no parecen provenir de cualquier parte, y el nivel de molestia de todas las clases de fuentes es menor. En un restaurante, los materiales insonorizantes para reducir el tiempo de reverberación son muy importantes a fin de construir un

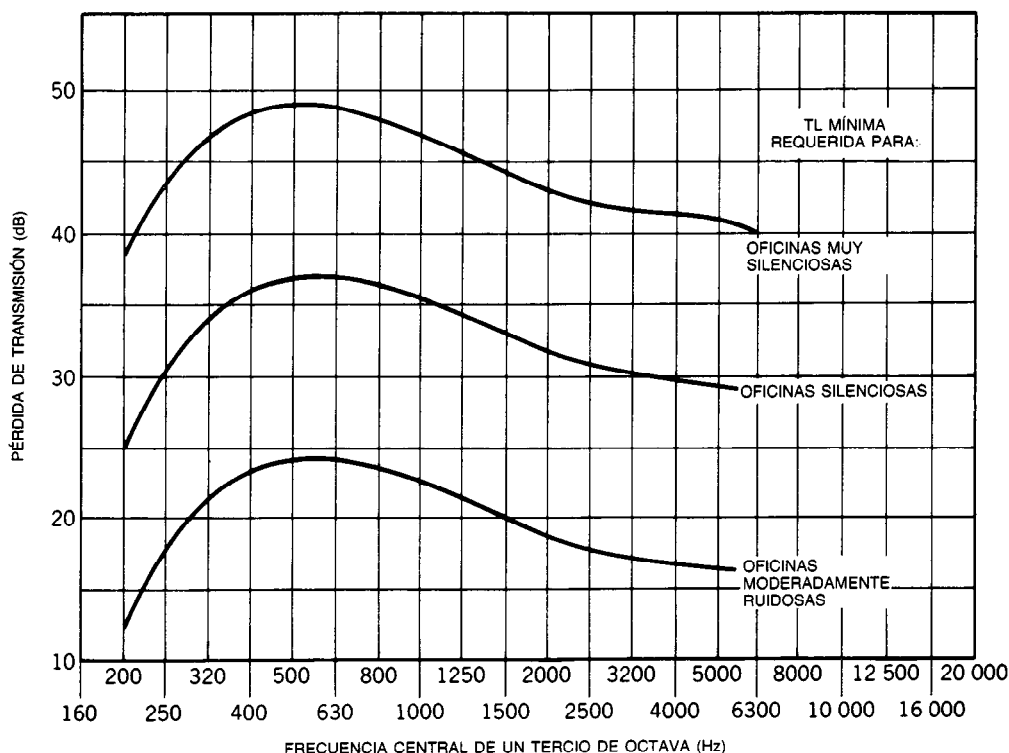


Fig. 44-7. Criterios aproximados de pérdida de transmisión para aislamiento acústico de conversaciones entre oficinas.

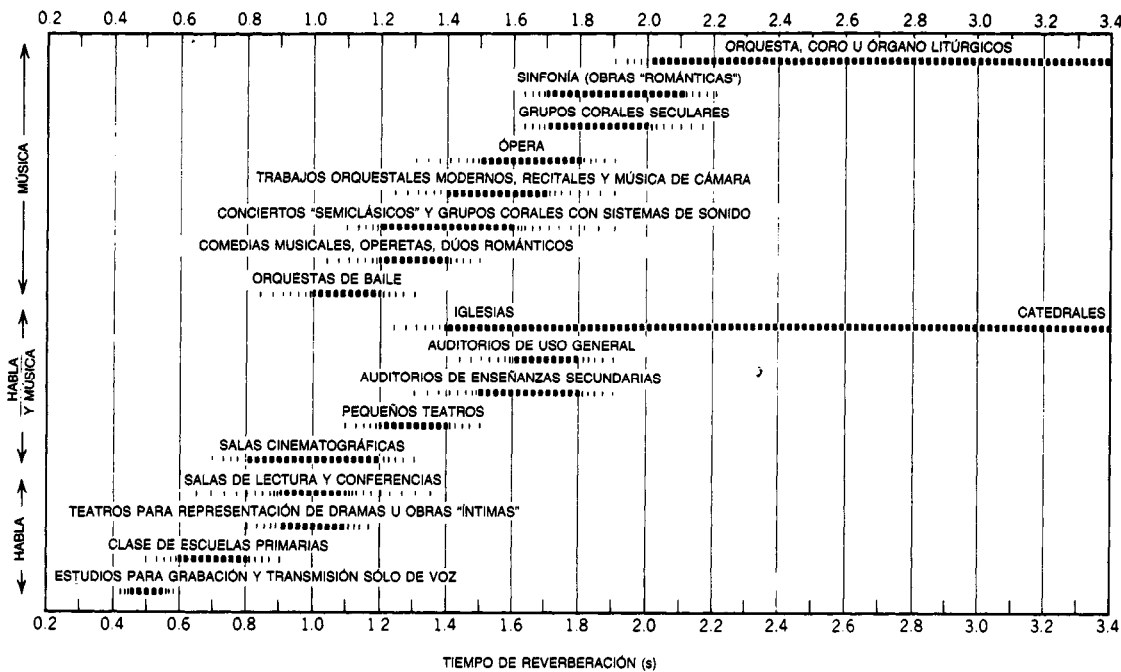


Fig. 44-8. Reverberación óptima (500 a 1 000 Hz) para auditorios e instalaciones parecidas.

ambiente acústico aceptable. Con superficies duras en tales espacios, el estrépito suele volverse insoportable, y posteriormente es necesario tomar medidas correctivas. En la casa con una planta abierta y escaso mobiliario, algo de material insonorizante en la superficie del piso o del techo puede ayudar a mejorar bastante el ambiente acústico.

En salas más grandes en las que la audición es importante, es posible establecer números definidos sobre el intervalo de tiempo de reverberación que parezcan satisfactorios a la generalidad de los oyentes. Una pequeña sala para conferencias o para la lectura utilizada principalmente para la comunicación oral requiere un tiempo de reverberación relativamente bajo a fin de lograr alta articulación y separación de sonidos consecutivos para tener mayor audibilidad. En el otro extremo de la escala se encuentra la gran iglesia catedral, donde la música litúrgica tiene primordial importancia, donde la audibilidad de un sermón puede manejarse con un sistema de reforzamiento de sonido diseñado cuidadosamente, y donde la máxima mezcla de los sonidos musicales debe ser el criterio para el diseño. Entre estos extremos se encuentra toda la gama de tipos de uso. En general, el tiempo de reverberación de un auditorio de cualquier tamaño debe encontrarse entre 1 y 2 s a fin de lograr los mejores resultados. Comúnmente, cuanto mayor sea la sala más grande debe ser el tiempo de reverberación para lograr condiciones de audición satisfactorias. Pero para cada situación existe una gran cantidad de elecciones de tiempo de reverberación de diseño satisfactorias. En la figura 44-8 se muestra el intervalo de tiempos de reverberación que suelen considerarse aceptables para di-

versos tipos de uso. El intervalo preferido para la generalidad de los usos se muestra como una barra negra para la función dada, y las secciones discontinuas indican lo que podría denominarse los extremos de aceptabilidad. Un auditorio para funciones múltiples puede diseñarse con un tiempo de reverberación de término medio. Una mejor solución es proporcionar grandes áreas de tratamiento insonorizante ajustable, a fin de dar cabida a funciones que demanden más o menos reverberación de la que proporciona el diseño básico. Una gráfica como ésta sólo debe considerarse una guía para el diseño, y la elección del criterio para cada situación particular debe considerarse a la luz de los usos reales propuestos para el espacio.

#### 44.1.4 Absorción de sonido

Uno de los intereses del arquitecto es la cantidad de absorción de sonido en un espacio para alguno o todos los siguientes propósitos:

1. Reducir los niveles de ruido (control del ruido).
2. Acortar o alargar la reverberación (control de la reverberación).
3. Eliminar los ecos (control de ecos) o algunas otras reflexiones indeseables de los sonidos (control de la convergencia o del eco múltiple).

Por ejemplo, en un salón de clase típico, el control del ruido (es decir, la reducción de los niveles de ruido de actividad establecidos por la reflexión repetida del sonido en las superficies del salón) puede ser tan importante como el control de la reverberación (evitar la

persistencia excesiva de sonido reflejado después de haberse detenido la fuente). En este caso la reverberación excesiva podría dar por resultado la superposición de sílabas consecutivas, haciendo difícil la comprensión del habla. Por otra parte, en el diseño de una sala de conciertos, el arquitecto puede evitar introducir insonorización además de la debida a la audiencia misma, a fin de lograr el mayor tiempo posible de reverberación. Hasta la inclusión de material insonorizante para el control del eco puede resultar poco aconsejable en una sala de conciertos. Una solución preferible podría ser el rediseño de todas las superficies problemáticas de modo que el sonido reflejado sea redirigido y sólo se escuche como un eco discreto.

Por tanto, la primera tarea del diseñador es determinar cuáles de los siguientes requerimientos deben satisfacerse en el espacio y en qué medida; es decir, como en todo problema de acústica, debe definirse claramente el objetivo del diseño. El éxito en cuanto a lograr estos objetivos depende bastante del conocimiento y la habilidad del diseñador con respecto a la elección y uso de los materiales.

Debe hacerse hincapié en que el principal uso de los materiales insonorizantes es el control del sonido *dentro* de un espacio y no el control de la transmisión del sonido entre los espacios. Existe bastante confusión en este punto, y ha causado muchos desengaños el mal empleo de materiales insonorizantes en superficies de salas o en el espacio hueco de algunas construcciones de tabiques. Tal uso del material insonorizante con frecuencia no establece una diferencia significativa en la transmisión de sonido entre espacios. En la generalidad de los casos, los materiales insonorizantes (especialmente los ligeros porosos) ofrecen poca resistencia a su transmisión. Sin embargo, existen algunos materiales nuevos especialmente diseñados (en particular techos de loseta acústica suspendida) que actúan como insonorizantes y como barreras de reducción de sonidos. (Estos materiales de combinación serán analizados en la sección sobre aislamiento acústico.) No obstante, en general, deben tomarse con precaución los "remedios para todo" que prometen resolver todos los problemas acústicos con un solo material homogéneo de grosor mínimo.

### Mecanismo básico de la insonorización

Todos los materiales y objetos contenidos en un espacio en el que existe un campo acústico absorben algo del sonido que incide en sus superficies. Los materiales porosos y fibrosos, tales como las alfombras, paños, muebles tapizados y ropa, así como los insonorizantes de diseño especial, suelen tener una absorción acústica notable (es decir, no reflejan mucha de la energía acústica que incide en ellos). Los paneles impermeables, delgados y flexibles (de madera terciada, etc.) también insonorizan, pero su efectividad suele limitarse al intervalo de baja frecuencia del espectro audible. En contraste con éstos, la mayor parte de los materiales de construcción de uso común (ladrillo, concreto, cristal, yeso, etc.) son malos insonorizantes y por lo general absorben menos del 5 % de la energía acústica incidente en el intervalo de frecuencias de interés. De

hecho, estos últimos materiales pueden clasificarse como reflectantes del sonido y emplearse efectivamente en el diseño de auditorios a fin de distribuir de manera idónea los sonidos deseados.

La insonorización resulta cuando la energía acústica incidente se convierte en energía calorífica en el cuerpo que la recibe (si bien la cantidad de calor es muy pequeña). En el tipo poroso de material absorbente de sonido, esto ocurre a medida que la presión del aire aumenta y disminuye con la llegada de ondas sonoras consecutivas, lo cual provoca que las moléculas de aire cercanas a la superficie porosa se desplacen dentro del laberinto de túneles casi como capilares en un movimiento rápido de un lado a otro. Así, parte de la energía acústica es convertida en calor por arrastre friccional. La cantidad de fricción proporcionada por el material está determinada por las propiedades físicas reales de la capa porosa: grosor, densidad, porosidad, orientación de las fibras o vías de paso y, de importancia primordial, resistencia que el material opone al paso del aire. El diseño y control cuidadosos de los parámetros es el dominio del investigador en acústica y del fabricante. Sin embargo, es importante que el arquitecto tenga algún conocimiento acerca de lo que está implicado en la absorción que ocurre en los materiales porosos de mayor uso. Sólo así podrá comprender por qué una capa muy delgada de la denominada pintura acústica tal vez podría no absorber eficientemente el sonido ahí donde, por otra parte, una delgada lámina perforada, cuidadosamente diseñada de un material como el que se emplea en aplicaciones insonorizantes en techos lumínicos, puede ser un absorbente efectivo del sonido. Pero incluso con estos últimos materiales la absorción depende del material, en combinación con el volumen de aire encerrado por él, y en este contexto podrían concebirse como materiales gruesos.

Con paneles delgados flexibles impermeables, la absorción resulta cuando la superficie entra en un movimiento de flexión alternativo por efecto de la presión alterna de la onda sonora incidente, y parte de la energía del sonido se convierte en calor a través de amortiguamiento viscoso interno. Pocos paneles absorbentes se fabrican y expenden como tales, y el arquitecto debe confiar en la información publicada en textos de acústica sobre el efecto que tales materiales pueden tener sobre el diseño de la sala. Sin embargo, en términos generales, la absorción por paneles delgados se limita esencialmente al intervalo de baja frecuencia.

En otro tipo de absorbente, denominado resonador de volumen (o resonador de Helmholtz en honor de su descubridor), se utiliza un volumen restringido de aire con una pequeña abertura o perforación expuesta a la onda sonora incidente. Este tipo de absorbente tiene usos algo especializados y limitados en arquitectura acústica, pero puede diseñarse cuidadosamente para una sala particular a fin de proporcionar absorción efectiva a frecuencias específicas. Por supuesto, resonadores de volumen de diversos tamaños pueden distribuirse por toda la sala para obtener absorción en un intervalo de frecuencias más amplio. El mecanismo básico de absorción es, sin embargo, la conversión de

la energía del sonido en calor por arrastre friccional de las moléculas de aire en y alrededor del cuello que conduce hasta el volumen restringido de aire.

En la figura 44-9 se muestran tres tipos básicos de absorción de sonido y sus características relativas en términos de coeficientes de absorción.

#### 44.1.5 Aislamiento acústico

Con frecuencia, la mayor preocupación del diseñador interesado en asegurar un ambiente acústico satisfac-

torio es el control de la transmisión de sonidos no deseados en cualquier espacio dentro de un edificio. Los sonidos indeseables pueden estar representados por ruidos externos de automóviles o aviones, o sonidos generados en espacios circundantes, tales como charlas en un salón de clase adyacente o música o sonidos grabados de un departamento contiguo. También puede considerarse indeseable el sonido directo inducido por impacto, como las pisadas de personas en el piso superior, lluvia caída sobre una construcción ligera, o equipo mecánico vibratorio.

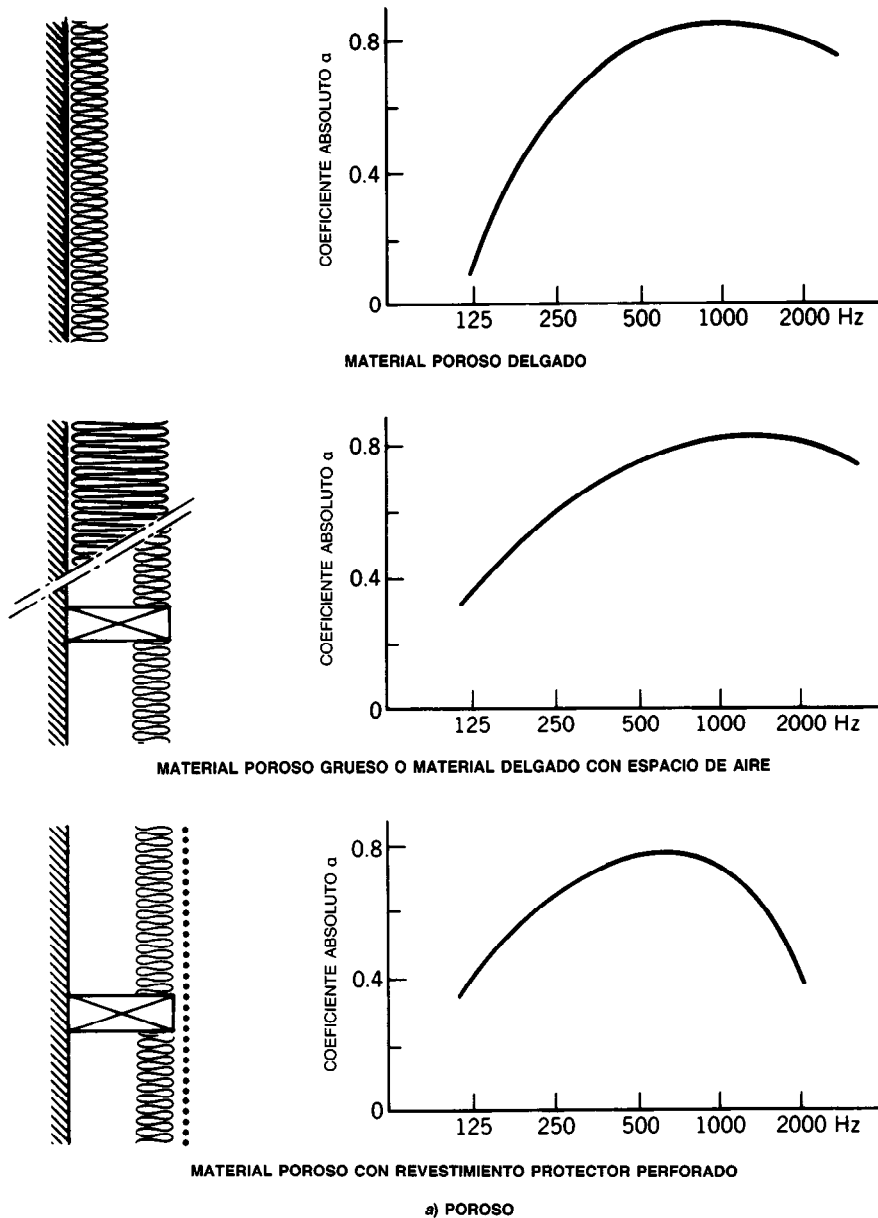


Fig. 44-9. Tipos básicos y eficiencias relativas de materiales absorbentes de sonido: a) poroso.

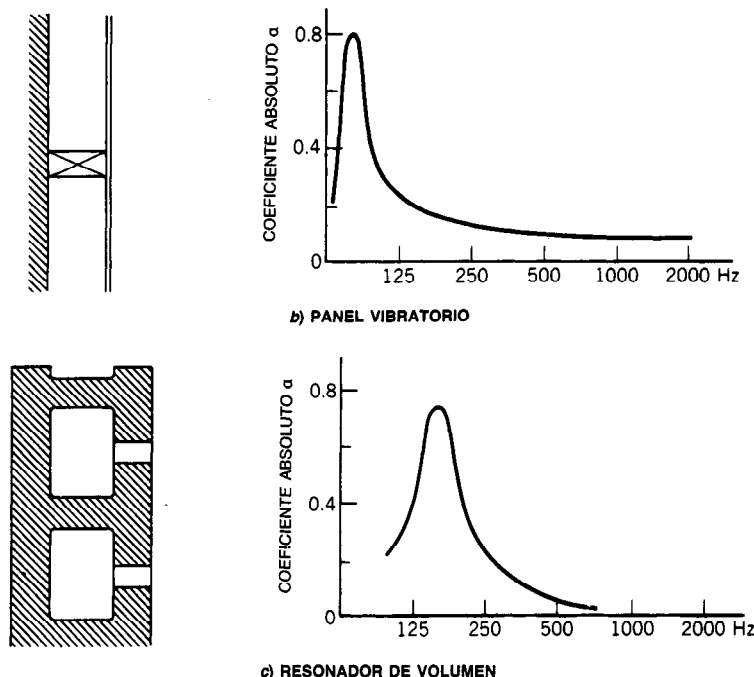


Fig. 44-9 (cont.). Tipos básicos y eficiencias relativas de materiales absorbentes de sonido: b) panel vibratorio; c) resonador de volumen.

Todos estos problemas pueden agruparse bajo la categoría general de aislamiento acústico, pero es obvio que el criterio de diseño para el sonido indeseable específico varía considerablemente, dependiendo no sólo del uso del espacio implicado, sino también de las características del ruido mismo. Por ejemplo, en un auditorio o en cualquier otro espacio para audición, poco o ningún ruido ajeno de cualquier clase puede tolerarse. Por otra parte, en una oficina privada el principal interés puede ser la eliminación de sonidos ininteligibles (como conversaciones del ocupante del espacio contiguo, sonidos de pisadas en el corredor, etc.), mientras que niveles relativamente altos de sonidos contiguos suaves, como el paso del aire en un difusor de aire acondicionado, pueden ser bastante tolerables.

En cualquier construcción, los problemas de aislamiento acústico pueden ser bastante complejos desde el punto de vista no sólo del análisis de las diversas fuentes potenciales de sonidos intrusos, sino también de la evaluación de qué niveles de sonidos extraños pueden tolerar los ocupantes. El diseñador debe conocer no sólo los aspectos generales del análisis de un problema de aislamiento de sonidos, sino también las importantes características físicas de las barreras y la mejor forma en que es posible utilizarlas a fin de aislar un espacio, tanto de sonidos llevados por el aire como transmitidos a través de la estructura.

Los problemas del aislamiento acústico suelen ser considerablemente más complicados que los de absorción de sonidos, e implican reducciones del nivel acústico de mayores órdenes de magnitud que los que

es posible lograr ya sea por absorción o por separación de las fuentes de sonido y el oyente. Estas grandes reducciones de nivel acústico de un espacio a otro pueden lograrse sólo por medio de barreras impermeables continuas y masivas y, si el problema implica también sonidos transmitidos por la estructura, podría ser necesario además introducir discontinuidades o capas elásticas dentro de la barrera.

La cuestión importante es que los materiales absorbentes y aislantes del sonido se utilizan para propósitos completamente diferentes. Así como no se espera que haya mucha absorción del sonido en un muro de concreto de 8 pulg de grosor, tampoco hay razón para esperar alto aislamiento de sonido de un material ligero, poroso, que puede aplicarse a las superficies de una sala. Como ya se dijo, a fin de satisfacer la demanda de materiales se han desarrollado algunos que cumplan de manera simultánea ambas tareas. Sin embargo, los mecanismos básicos de absorción y aislamiento de sonido son bastante diferentes. Nunca será demasiado lo que se insista en este punto, debido a que aún existe demasiada confusión entre los arquitectos y diseñadores de edificios.

#### Caso sencillo de transmisión de sonidos de sala a sala

A fin de ilustrar algunas de las variables importantes en cualquier problema de aislamiento acústico, se intentará presentar un caso sencillo de transmisión aérea de sonidos entre dos salas separadas por una barrera común (fig. 44-10). Una de las salas (denominada sala fuente) contiene una fuente de ruido de funcionamien-

to continuo, y la otra (denominada sala receptora) contiene un oyente. Para mantener sencilla la situación, se supondrá que la única forma de que el sonido llegue a la sala receptora es a través de la pared común, que es completamente hermética, de modo que todo el sonido ha de atravesar el material mismo. El sonido de la sala fuente, que es relativamente uniforme en toda la sala excepto muy cerca de la fuente, choca en la barrera con muchos ángulos de incidencia. En esencia, cuando el sonido choca, trata de mover la barrera, y en la medida en que lo hace, el sonido es rerradiado por la barrera hacia la sala receptora. El nivel del sonido transmitido en esta última (no muy cerca de la pared) depende básicamente de tres factores:

1. Pérdida de transmisión (TL) de la pared.
2. Área de la pared.
3. Cantidad de absorción en el espacio receptor.

Esto puede expresarse aproximadamente como:

$$NR = TL - 10 \log \frac{S}{A_2} \quad \text{dB}$$

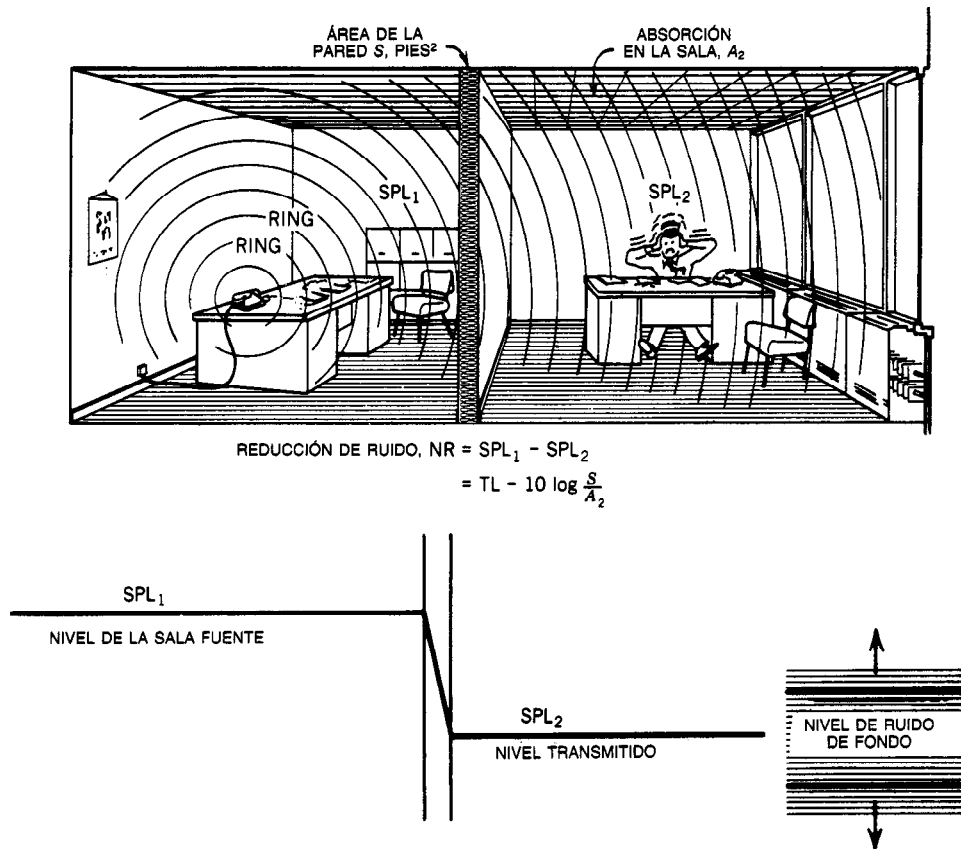
donde NR = reducción de ruido, dB (diferencia en los niveles de sonido reverberante entre los dos espacios en cuestión, en este caso  $SPL_1 - SPL_2$ )

TL = pérdida de transmisión de la pared, dB

S = área de la pared,  $\text{pie}^2$

$A_2$  = absorción total de sonido de la sala receptora, sabins (suma de las áreas de los diferentes materiales de la sala,  $\text{pies}^2$ , multiplicadas por sus respectivos coeficientes de absorción acústica)

La pérdida de transmisión explica la mayor parte de la reducción de ruido de sala a sala, pero, como puede observarse, el área de la pared y la cantidad de material absorbente de sonido en el espacio receptor también tienen algún efecto. Cuanto más grande sea el área de la pared, más energía acústica será transmitida, y cuanto más material absorbente de sonido haya en el espacio receptor, menor será el nivel de sonido reverberante. En la generalidad de las situaciones prácticas, el término de corrección que toma en cuenta el área de la pared y la absorción de la sala receptora suele afectar la reducción del ruido de sala a sala en menos de



**Fig. 44-10.** Ilustración de un caso sencillo de transmisión aérea de sonido entre salas adyacentes a través de una barrera común. Con una fuente de sonido en una sala, el nivel del sonido transmitido depende no sólo de la pérdida de transmisión de la barrera, sino también del área de la barrera y de la absorción de la sala receptora. Los niveles verdaderos de ruido de "enmascaramiento" de fondo determinan si el sonido transmitido será oído.



unos  $\pm 5$  dB. Sin embargo, esta cantidad puede ser bastante importante en muchos diseños de aislamiento acústico.

### Contenido del ruido de enmascaramiento en el aislamiento acústico

El que un sonido transmitido sea escuchado en la sala receptora depende de otro factor que se ha ignorado hasta el momento: el nivel del sonido de fondo en la sala receptora. Se esté consciente o no de ello, siempre existe cierta cantidad de ruido de fondo continuo en cualquier espacio, debido al sistema de aire acondicionado, ruido de tráfico lejano, ruido de actividades en otras partes del edificio, o incluso sonido de grillos o viento en caso de estar en el campo. El efecto de este sonido enmascarador en cualquier problema de aislamiento acústico es tal vez tan importante como las propiedades de aislamiento acústico de la barrera misma. En la figura 44-10 se muestra esto de manera esquemática. Con una construcción dada entre dos espacios, el nivel de sonido intruso está determinado por el nivel acústico en la sala fuente, la pérdida de transmisión y el área de la barrera, y la absorción en la sala receptora. El sonido de fondo, por otra parte, puede variar considerablemente en cualquier edificio, dependiendo de si el sistema de aire acondicionado está funcionando o no, de la realización de otras actividades dentro del edificio, y de la situación del ruido externo. Por ejemplo, el sonido de fondo en un edificio de oficinas típico puede variar hasta 15 o 20 dB, y esta variación en el nivel del sonido de fondo puede significar que dicho nivel caerá por encima o por debajo del nivel del sonido transmitido. El enmascaramiento ocurre cuando el sonido de fondo cubre por completo el sonido transmitido, o por lo menos la parte de éste que contiene información. Un grifo que gotea puede ser extremadamente molesto en el silencio absoluto de la noche. Sin embargo, durante las horas diurnas el mismo nivel de ruido de este grifo suele ser opacado por completo por los sonidos procedentes de la actividad general.

En cualquier espacio cuyas actividades requieran silencio extremo, el sonido de fondo mismo puede ser muy bajo, y por ello se utilizan las barreras a fin de proporcionar grandes cantidades de reducción de ruidos extraños. Esto explica por qué una sala de conciertos, un estudio de transmisión de radio o un laboratorio especial pueden requerir construcciones bastante complicadas, de dobles muros. Por otra parte, en edificios de oficinas es posible tolerar niveles considerablemente mayores de sonidos de fondo siempre que éstos sean continuos y de carácter suave. Esto, por supuesto, reduce la demanda de aislamiento acústico que deba proporcionar la estructura.

No debe ser demasiada la importancia que se dé al ruido de enmascaramiento a fin de obtener aislamiento acústico de conversaciones en oficinas de planta abierta y "paisajes de oficina", puesto que en tales espacios sólo es posible obtener una cantidad limitada de aislamiento acústico por medio de tratamiento insonorizante extensivo en todas las superficies, a través de la distancia existente entre el personal, y mediante barre-

ras o pantallas de mediana altura. El ruido de actividad, aunque relativamente elevado en dichos espacios, es intermitente y variable, y no puede dependerse de él para propósitos de enmascaramiento. A fin de proporcionar aislamiento acústico de conversaciones en oficinas de planta abierta casi siempre se requiere un sistema electrónico de ruido de fondo cuidadosamente diseñado. Por lo general, tal sistema consta de un generador y amplificador de ruido de estado sólido, más filtros y controles para ajustar el carácter y nivel del ruido. Se distribuyen altavoces en o sobre el techo. De este modo se obtiene un sonido uniforme, suave e inocuo por todo el espacio, lo que asegura un máximo enmascaramiento de las conversaciones y molestias mínimas.

En la actualidad se realiza mucha investigación encaminada a comprender mejor los efectos del enmascaramiento de diversas clases de ruidos extraños por sonidos de fondo. En el caso de problemas de aislamiento de conversaciones estos efectos se comprenden bien, y es posible lograr un buen equilibrio entre la elección de tabiques y el ruido de fondo.

El efecto preciso del enmascaramiento sobre otros sonidos ajenos intermitentes, como el ruido de equipo mecánico, música, etc., se comprende menos, y hasta la fecha el diseñador debe incluir algún factor de seguridad en el diseño del aislamiento acústico, de modo que el sonido transmitido se reduzca un poco por debajo de los más bajos niveles de ruido de fondo que realmente existirán en el espacio.

### 44.1.6 Sistemas de refuerzo acústico

En muchas situaciones, a fin de mejorar la claridad y distribución del sonido, es necesario incrementar la transmisión natural desde la fuente al oyente por medio de un sistema de sonido. En los grandes estadios deportivos, edificios de terminales aéreas y otros lugares ruidosos, casi siempre es necesario el refuerzo acústico. Incluso en salas en las que la mayoría de los oradores con voces potentes pueden escucharse con claridad, es necesario amplificar las voces más débiles; y con frecuencia es necesario reproducir material grabado o sonido de películas. Sin embargo, en todos los casos el diseño del sistema de refuerzo acústico debe integrarse con cuidado al diseño y características acústicas de la sala.

Existen dos tipos principales de sistemas de refuerzo acústico: central y distribuido. El primero es el que se prefiere en casi todas las situaciones.

**Sistema de tipo central.** En este sistema, un altavoz (o conjunto agrupado de altavoces) se encuentra colocado directamente sobre la fuente real de sonido. En un sistema de este tipo sólo se emplea una posición del altavoz, y es posible obtener un realismo máximo. Los oyentes pueden localizar con facilidad (gracias a la separación entre los dos oídos) la dirección de la fuente de sonido, y si la señal amplificada proviene de la misma dirección que el sonido original, simplemente se tiene la impresión de mayor claridad o volumen, pero no de sonido artificial "amplificado" (fig. 44-11).

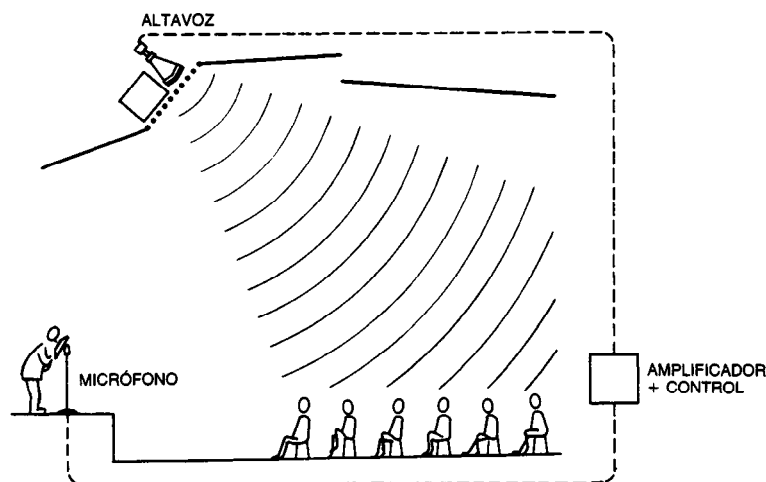


Fig. 44-11. Sistema de altavoz central.

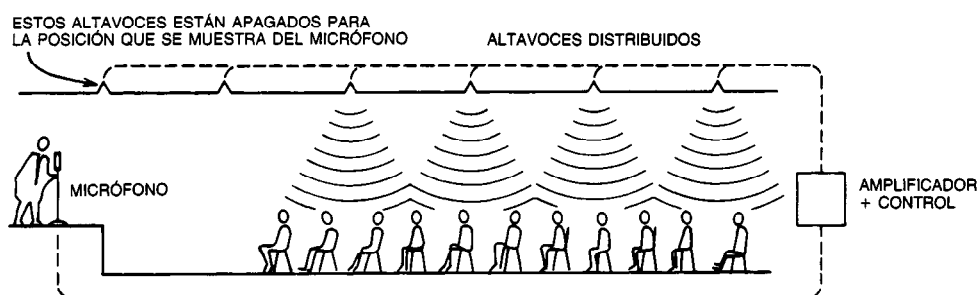


Fig. 44-12. Sistema de altavoces distribuido.

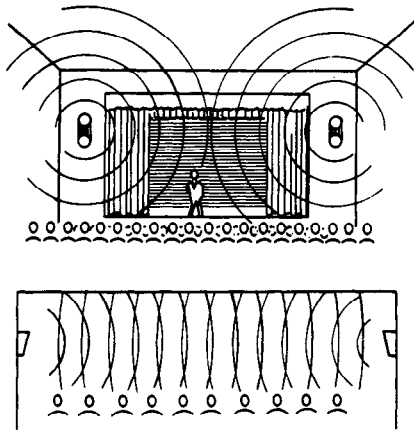
**Sistema de tipo distribuido.** Es el otro sistema más importante de refuerzo acústico. En él se utiliza un gran número de altavoces repartidos uniformemente sobre las áreas del público. Con los altavoces colocados en posiciones elevadas, la operación de este sistema se parece bastante a la de las lámparas de techo. La sala se cubre con pequeñas "fuentes" de sonido, y cada oyente recibe sonido sólo de los altavoces más cercanos. Este tipo de sistema se utiliza en cualquier situación en que la altura del techo es inadecuada para el empleo de un sistema central o donde no todos los oyentes pueden tener una "línea de audición" a partir de un altavoz central. También se utiliza en espacios tales como grandes salones para convenciones, en los que debe haber una disposición muy flexible del espacio para las fuentes de amplificación en cualquier posición dentro del recinto. Es el sistema lógico para casi todos los edificios de terminales aéreas, donde la señal amplificada suele ser algo mayor en cuanto a nivel, a fin de superar los elevados niveles de ruido de fondo debidos a las operaciones de las aeronaves. El sistema distribuido es flexible, y aunque no proporciona máximo realismo en el refuerzo acústico de las actividades, es posible estructurarlo de modo que proporcione alta inteligibilidad en muchas situaciones (fig. 44-12).

En espacios con techos muy elevados o cuando otras consideraciones no permiten el montaje de altavoces en el techo, es posible instalar altavoces en un sistema distribuido dentro de las áreas del público. Pueden fijarse a la parte posterior de los respaldos de las butacas en salones de conferencias, montarse en los escritorios de salas de asamblea o cámaras legislativas, o instalarse en las partes posteriores de los bancos de iglesia.

Los altavoces jamás deben colocarse a ambos lados del espacio del proscenio, y tampoco deben distribuirse a lo largo de los dos lados de la sala o en las cuatro esquinas de un gran espacio reverberante. Esto nunca funciona bien, y las condiciones de audición en un espacio por lo general pueden mejorarse apagando los altavoces (fig. 44-13).

#### Sistemas centrales

El altavoz para un sistema central suele constar de un conjunto agrupado de bocinas direccionales, algunas de las cuales transmiten el extremo de alta frecuencia del espectro audible, y altavoces más grandes que pueden transmitir el extremo de baja frecuencia del espectro. Las bocinas de alta frecuencia suelen ser exponenciales, de celdas múltiples o radiales, y se disponen en grupos a fin de cubrir las áreas específicas del área de asientos. Es importante que los conjuntos



**Fig. 44-13.** La colocación deficiente de los altavoces puede significar un refuerzo acústico ineficaz.

agrupados de las bocinas se diseñen a fin de contar con características direccionales idóneas y que el nivel del sonido de las diferentes unidades sea ajustable individualmente. No es posible lograr amplificación de alta calidad del sonido sin altavoces con características direccionales cuidadosamente controladas. Si un sistema de altavoces sólo habrá de emplearse para voz (conferencias), no es necesario que el sistema cuente con altavoces de baja frecuencia, y puede alojarse en menos espacio que un sistema de intervalo completo de frecuencia (utilizado para música). Por lo general, un sistema para voz se corta a aproximadamente 300 Hz (es decir, estos altavoces no amplifican sonidos por de-

bajo de esta frecuencia). Esto impide la pérdida de realismo y ciertamente mejora la inteligibilidad en salas con características "estruendosas".

El diseñador de un auditorio en el que se incorpore un sistema de altavoces debe tener presente que el sistema ocupará mucho espacio y que no es posible introducirlo convenientemente en una ranura de 1 pie. La parrilla del frente del altavoz debe tener transparencia acústica total y no debe contener elementos de gran escala (fig. 44-14).

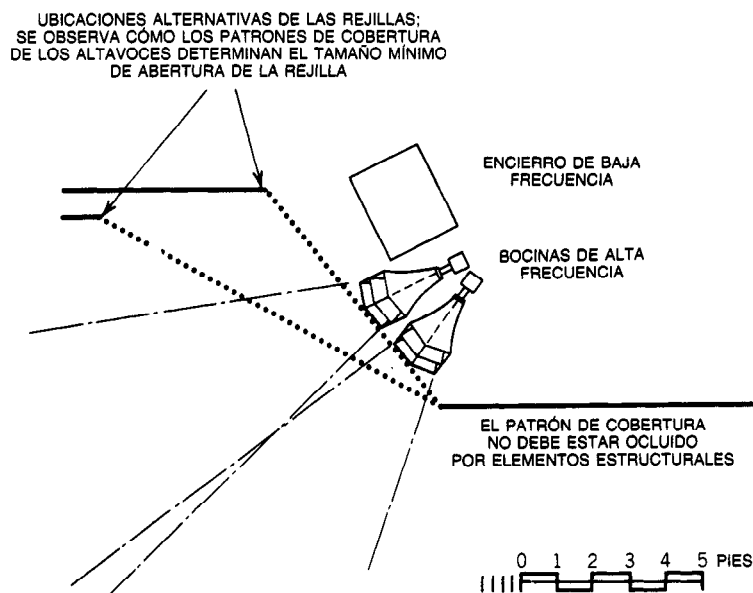
Todo oyente en la sala debe tener línea de audición directa hasta el altavoz; no es posible contar con la reflexión del sonido de las superficies de la sala a fin de llenar cualquier área no cubierta por la línea de audición directa.

El operador del sistema de sonido debe estar ubicado hacia la parte posterior del área de butacas, donde pueda escuchar el sistema como lo escucharía el público. El operador no debe estar detrás de una ventana de vidrio en una cabina, recibiendo el sonido sólo de un altavoz de control.

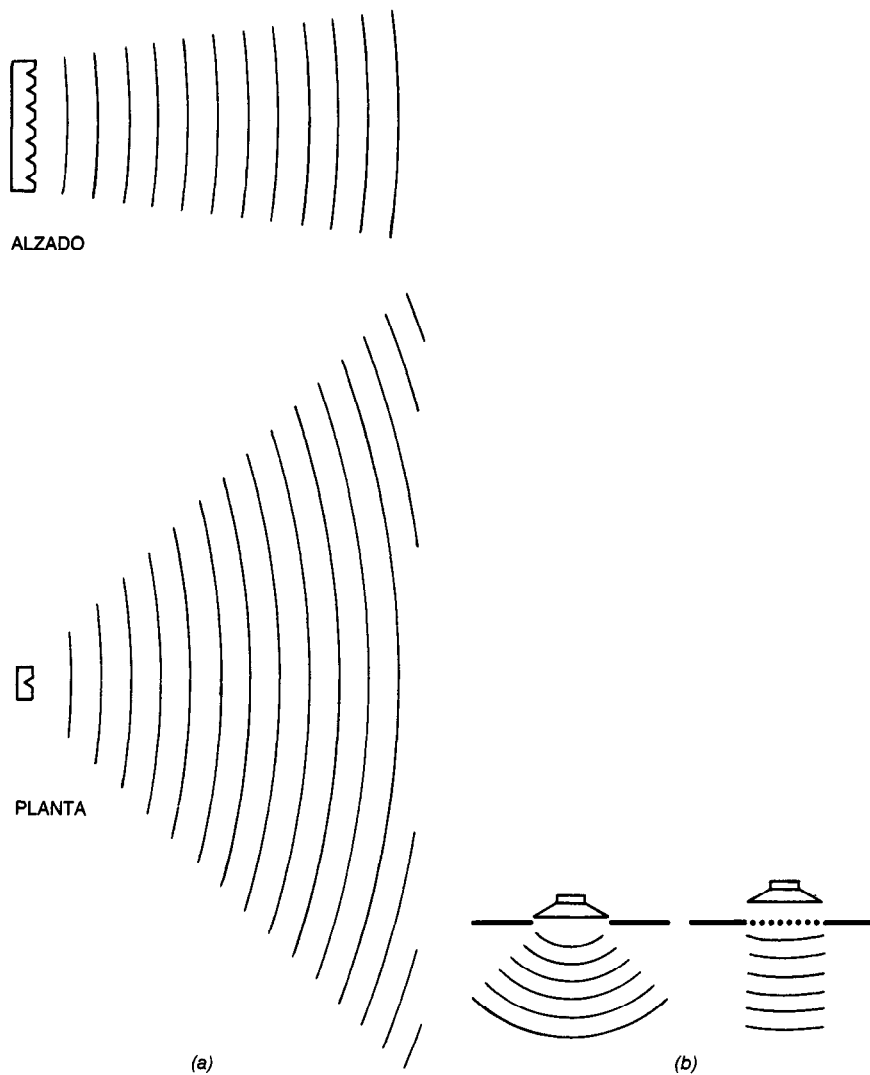
Los amplificadores de potencia pueden estar en cualquier ubicación conveniente, pero el control real debe encontrarse "en la sala".

Los micrófonos deben colocarse cerca de las fuentes de sonido. Si hay muchas fuentes, como en una obra de teatro, debe haber un número suficiente de micrófonos en el área de actuación, escondidos en el escenario, de modo que los actores siempre estén relativamente cerca de estos dispositivos fonocaptadores.

Existe además el importante problema de retroalimentar la energía acústica del altavoz al micrófono, y las ubicaciones relativas de los micrófonos con respecto a los altavoces deben considerarse con cuidado a fin



**Fig. 44-14.** Los tamaños de la rejilla del altavoz están determinados por los patrones de cobertura de los altavoces detrás de ella.



**Fig. 44-15.** a) Altavoz de fuente lineal o de columna y sus características de cobertura. b) La elección poco juiciosa de los materiales para las rejillas de los altavoces puede afectar de manera notable la distribución del sonido desde cualquier altavoz.

de evitar los familiares “chillidos” o “aullidos” de un sistema deficientemente diseñado y operado. Ésta es una cuestión que debe ser considerada en detalle por el diseñador del sistema y no es esencialmente una cuestión arquitectónica, excepto hasta donde concierne a la colocación relativa del altavoz con respecto al micrófono.

En un gran estadio deportivo, por lo general el grupo central de altavoces se suspende sin ningún intento de esconderlo o disimularlo, y suele contarse con alguna posición central que proporcione a todo el público una línea de audición clara en la unidad.

En algunas situaciones son preferibles los altavoces de fuente lineal a las bocinas radiales o de celdas múltiples (fig. 44-15a). Estas unidades, construidas con una

serie de altavoces de tipo cónico, también ocupan considerable espacio, lo cual debe considerarse cuidadosamente en el diseño del edificio.

#### Sistemas distribuidos

En este tipo de sistema de amplificación de sonido es extremadamente importante contar con un número adecuado de unidades de altavoces. Por lo general se colocan en el techo, dirigidas hacia abajo y con rejillas adecuadas. Se considera que cada unidad de altavoz cubre entre 60 y 90°, dependiendo del tipo elegido. Incluso las unidades de más alta calidad con las rejillas más adecuadas no cubren más de 90° de forma apropiada; cuando se ocultan detrás de difusores simulados son menos satisfactorias (fig. 44-15b). Por desgracia,

muchos altavoces empleados en tales sistemas transmiten energía de alta frecuencia en grandes haces, en vez de agudamente. Con estos sistemas no es posible una elevada y uniforme inteligibilidad de conversación; además, deben ser operados a un nivel incómodamente alto para que las personas situadas entre altavoces escuchen adecuadamente.

A fin de evitar la retroalimentación suele emplearse un sistema flexible, con disposiciones de conmutación tales que ciertos altavoces puedan apagarse cuando una fuente de sonido debe colocarse inmediatamente debajo de una de las unidades en un espacio para uso flexible.

Como ya se dijo, los altavoces nunca deben colocarse a lo largo de las paredes laterales de una sala, ya que produciría "fuego cruzado", que siempre hace que el oyente escuche desde varios altavoces a la vez, con muchos retrasos de tiempo que hacen incomprensible el discurso o conferencia. En una iglesia, los altavoces podrían estar situados en las partes inferiores de las arañas de luz (sobre las cabezas de los devotos) o en la parte posterior de los asientos; existen varias formas en que es posible ubicar aproximadamente los altavoces para el público. Algunas veces, cuando se utiliza un sistema central de altavoces para un auditorio en el que hay personas sentadas sobre una plataforma con el conferenciante, participando tal vez en una mesa de trabajo o sencillamente como público, es posible colocar unos cuantos altavoces operados a bajo nivel para conveniencia de estas personas, de modo que escuchen algo más que el ruido reverberante de la sala misma.

### Retraso temporal

Con frecuencia el eco artificial es un problema, particularmente en sistemas distribuidos. Considérese un oyente en la parte posterior de un auditorio en el que se emplea un sistema distribuido de altavoces por cualquiera de las razones analizadas. Este oyente oíría sonido amplificado casi instantáneamente del altavoz más cercano, mientras que el sonido natural llegará en algún instante posterior, dependiendo de la distancia al estrado. Este retraso en la llegada del sonido natural (debido al hecho de que el sonido viaja en el aire a la velocidad aproximada de 340 m/s, en comparación con la mucho mayor velocidad de la señal eléctrica entre el micrófono y el altavoz) puede bastar para provocar un eco discreto si el retraso es del orden de 65 ms o más; si el retraso es algo menor que esto, el eco puede aparecer sencillamente como un efecto confuso sobre el sonido percibido por el oyente. Para resolver este problema, es necesario introducir un dispositivo de retraso en el circuito eléctrico que, en efecto, retrase el sonido del altavoz de modo que llegue aproximadamente al mismo tiempo que el sonido natural. Para una sala bastante grande podrían requerirse dos o más retardadores, situados en diferentes zonas a lo largo de la longitud del salón. Estos dispositivos se han empleado con más éxito en los sistemas distribuidos de altavoces que complementan un sistema central (p. ej., bajo balcones bastante sobresalientes), pero, por supuesto, significan mayores costos iniciales y de mantenimiento.

El retraso temporal suele ser un último recurso, pero puede incluso no ser necesario si el diseño del sistema de sonido se considera en las primeras etapas del diseño del espacio.

### LIBROS Y REVISTAS

- Acoustical and Insulating Materials Association, *Sound Absorption Coefficients of Architectural Acoustical Materials*, Boletín XXX.
- L. L. Beranek, *Noise Reduction*, McGraw-Hill, Nueva York.
- L. L. Beranek, *Music Acoustics and Architecture*, Wiley, Nueva York.
- "Better Architecture for the Performing Arts", *Architectural Record*.
- C. M. Harris, *Handbook of Noise Control*, McGraw-Hill, Nueva York.
- V. O. Knudsen y C. M. Harris, *Acoustical Designing in Architecture*, Wiley, Nueva York.
- R. B. Newman, ed., "Design for Hearing", *Progressive Architecture*.
- P. H. Parkin y H. R. Humphreys, *Acoustics, Noise and Buildings*, Faber and Faber, Londres.
- T. J. Schultz, "Acoustics of the Concert Hall", *IEEE Spectrum*.

## 44.2 PSICOACÚSTICA

*Stanley A. Gelfand*

### 44.2.1 Introducción

La percepción del sonido es de interés para el ingeniero siempre que una aplicación implica una señal que debe ser escuchada. Algunas aplicaciones comunes son sistemas y canales de comunicación, diseño de transductores electroacústicos, sistemas de grabación comercial y para el hogar, sistemas de alarmas y señales acústicas generadas por computadora, para mencionar sólo algunas de las áreas de interés. El ingeniero también debe tener un conocimiento básico de cómo se percibe el sonido, a fin de afrontar los problemas de ingeniería en las áreas de reverberación y acústica de salas, medición y control de ruidos, y aplicaciones semejantes.

Además, el diseño de auxiliares para la audición y otras ayudas protésicas para personas con problemas auditivos (particularmente diseños futuros que podrían emplear métodos de procesamiento de señales) requiere por parte del ingeniero un entendimiento del fenómeno de la audición.

En esta sección se analizan algunos conceptos fundamentales de la percepción del sonido, o psicoacústica. Como lo sugiere el término, la "psicoacústica" está relacionada con la forma en que se percibe el sonido. Representa una categoría de la ciencia más amplia de la psicofísica, que trata de la representación, percepción, etc., del mundo físico por medio de las diferentes modalidades sensoriales y perceptivas. Se analizará la percepción del sonido en términos de señales acústicas

simples (tonos, ruido), en vez de desde el punto de vista del habla, que es una señal extremadamente compleja que varía de forma continua en el tiempo.

#### 44.2.2 Escalas de medición

El experto en psicoacústica trata de cuantificar la forma en que se percibe el sonido, aplicando métodos y escalas de medición apropiados. Cuatro de tales escalas pueden considerarse clásicas (escalas nominal, ordinal, de intervalos y de relaciones). Otras escalas híbridas están fuera de los objetivos de este libro, aunque Stevens las describe en detalle.

El nivel más bajo de aplicación de las escalas implica la simple clasificación de las observaciones en clases, con base en el mismo atributo. Sin embargo, no se establecen hipótesis acerca de las relaciones entre las clases, excepto que las clases son diferentes. Así, es posible clasificar a las personas por su sexo o color de ojos. No existe ordenamiento o jerarquización inherente de ningún tipo entre los grupos por sexo o color de ojos, además del hecho de que son diferentes. Estas son escalas *nominales*. Por otra parte, si fuese posible establecer un orden entre las clases (como los precios relativos de los automóviles), los grupos constituirían una escala *ordinal*. En este caso existe alguna progresión ordenada de grupo a grupo, pero el espaciamiento entre ellos no es el mismo.

Ahora es posible apreciar el impacto de las diferencias entre las escalas. Con las escalas nominales (donde  $A \neq B \neq C, \dots$ ) poco puede hacerse además de contar el número de observaciones en cada clase y establecer modos. El material con escala ordinal (donde  $A > B > C, \dots$ ) puede describirse en términos de medianas, percentiles, etc., de forma que se cuenta con más información a fin de describir los datos.

Si las distancias entre las clases o puntos de datos son iguales (p. ej., las horas en el reloj), se dice que existe una escala de *intervalos*. En este caso es posible efectuar más operaciones matemáticas con los datos, de modo que pueden calcularse promedios (medias). Sin embargo, puede no ser posible expresar cocientes entre los datos debido a que no se ha supuesto un cero verdadero. Las escalas de *relaciones* presentan todas las características de las escalas de intervalos más un origen verdadero. Por ello, las relaciones entre tales datos son posibles, así como el empleo de logaritmos y decibeles. En el terreno de la física, la temperatura en kelvins representa una escala de relaciones.

#### 44.2.3 Métodos de medición

Para estudiar algún atributo de interés debe ser posible realizar mediciones apropiadas (válidas) y repetibles (confiables). Las mediciones físicas son fundamentales para el ingeniero, y sólo es necesario analizarlas en este contexto para obtener alguna analogía con la medición de los parámetros psicoacústicos. Sin embargo, en psicoacústica es necesario considerar más de una medición métrica apropiada (p. ej., el peso en gramos o la longitud en milímetros) y permitir tolerancias físicas: a fin de medir los parámetros de lo que escucha

un individuo (en respuesta a un estímulo físico conocido) es necesario, de hecho, preguntarle qué es lo que escuchó, en vez de efectuar una medición directa de la sensación en sí. Este aspecto indirecto de las mediciones psicoacústicas agrega una dimensión a lo que escucha el sujeto ("capacidad sensorial"), que es la forma en que responde ("disposición favorable a la respuesta"). La última representa una miríada de sesgos que es necesario excluir de los resultados de una medición psicoacústica.

En la psicofísica clásica se han empleado tres métodos generales de medición.

**Método de los límites.** En éste el experimentador controla el nivel (o algún otro atributo) de los estímulos y lo hace variar en una dirección fija hasta que el sujeto detecta un cambio. En la tabla 44-2 se muestran dos ejecuciones de un experimento de umbral. El estímulo puede incrementarse desde debajo del umbral esperado hasta que el sujeto informa que es ya audible (ejecución ascendente), o reducirse desde arriba del umbral esperado hasta que el sujeto informa que ya no escucha el estímulo (ejecución descendente). Cada ejecución termina cuando existe algún cambio (de  $-$  a  $+$  o de  $+$  a  $-$ ), y el umbral se toma como el promedio de los puntos de intersección.

**Método de ajuste.** En éste se pide que el sujeto controle el atributo del estímulo. En el ejemplo del umbral el sujeto desplaza en dirección ascendente (o descendente) un control de nivel hasta que el estímulo se hace audible (o inaudible). Los sesgos en las respuestas se evitan en alguna medida mediante el empleo de una carátula que gire de manera continua sin marcas, y con frecuencia por medio de la inserción de un segundo atenuador bajo el control del experimentador. El "horquillado" o aumento y disminución del nivel alternadamente hasta que se alcanza un punto de cambio, representa una modificación muy empleada de los métodos de ajuste y de límites.

**Método de constantes.** Es el tercer método clásico de medición. Se diferencia de los otros dos en que un número igual de estímulos se presentan aleatoriamente en cada uno de un número predeterminado de niveles de estímulo. Aquí el método de constantes no es un método secuencial, debido a que una presentación no depende de la respuesta a la inmediatamente anterior. Ya que en cada nivel se presenta un número igual de estímulos, el experimentador puede examinar las respuestas a fin de determinar el nivel al que existe el 50 % de probabilidad de respuesta (o alguna otra proporción razonable), que puede entonces considerarse como el valor de umbral.

Con estos métodos también pueden efectuarse juicios como igual/diferente, fuerte/ suave y otros, como en los experimentos de sensibilidad diferencial (que se analizan más adelante).

El espacio de que disponemos no permite una cobertura profunda de todos los tipos de métodos de medición; sin embargo, por lo menos se hace un breve

Tabla 44-2. Ejemplo del método de límites

Nivel del estímulo en dB:	40	38	36	34	32	30	28	26	24	22	20	18	16	14
Ejecución ascendente					+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Ejecución descendente	+	+	+	+	+	+	-							

análisis de los procedimientos adaptativos. Éstos son métodos secuenciales muy parecidos al método de límites, pero se consideran una categoría ajena debido a que la estrategia por medio de la cual se presentan los estímulos depende de la respuesta anterior, de tal modo que las observaciones tienden a concentrarse en la vecindad del valor objetivo y a converger en él (Levitt; Taylor y Creelman).

#### 44.2.4 Dominio auditivo

El dominio auditivo puede concebirse como el intervalo de sonidos audibles y tolerables. En particular, en esta sección el interés se centra en el intervalo de las frecuencias que es posible escuchar, los sonidos audibles más suaves y los sonidos más intensos que son tolerables. También reviste interés el saber cuán breve puede ser un sonido audible.

En la figura 44-16 se muestran los niveles de presión acústica de los sonidos audibles más suaves como función de la frecuencia, obtenidos en diferentes estudios. Estos datos de umbral se presentan en dos formas. Los resultados obtenidos con sujetos que escuchan con audífonos, presiones audibles mínimas (MAP, de *minimum audible pressures*), son unos 6 a 10 dB menos sensibles que los datos obtenidos escuchando a un orador situado en un campo de sonido. Estos últimos son campos audibles mínimos (MAF, de *minimum audible fields*). Esta diferencia entre MAP y MAF (los

"6 dB faltantes") ha sido tema de muchas controversias desde que fue revisada en detalle por Sivian y White (1933). Sin embargo, parece que ahora la diferencia es más aparente que real, y se explica por factores tales como estímulos fisiológicos de enmascaramiento de ruidos presentados que se dan con el empleo de audífonos, diferencias entre medidas electroacústicas refinadas por acoplamiento, y medidas del oído real, y otros factores técnicos (Killion y Rudmose).

La figura 44-17 revela que el umbral de sensibilidad está lejos de ser uniforme a través del intervalo de frecuencia. Estas curvas demuestran que la audición humana es bastante sensible entre aproximadamente 100 y 10 000 Hz; es más aguda en el intervalo de 2 000 a 5 000 Hz, y se vuelve más deficiente a medida que aumenta la frecuencia y disminuye por encima y debajo de este intervalo. (La escala de frecuencia entre 10 000 y 20 000 Hz se ha agrandado a fin de mostrar con mayor claridad este fenómeno.)

Una aplicación particularmente importante de los datos MAP se da en la especificación de niveles de audición normal para los audiómetros utilizados en evaluaciones clínicas de audición. En este caso el número de dB del nivel de presión acústica (dB SPL) requerido para alcanzar el umbral de audibilidad de personas con audición normal se expresa como nivel de audición a 0 dB (0 dB HL, de *hearing level*, ANSI-1969). Por ejemplo, los niveles de referencia para 0 dB HL serían 7 dB SPL a 1 000 Hz y 9 dB SPL a 2 000 Hz,

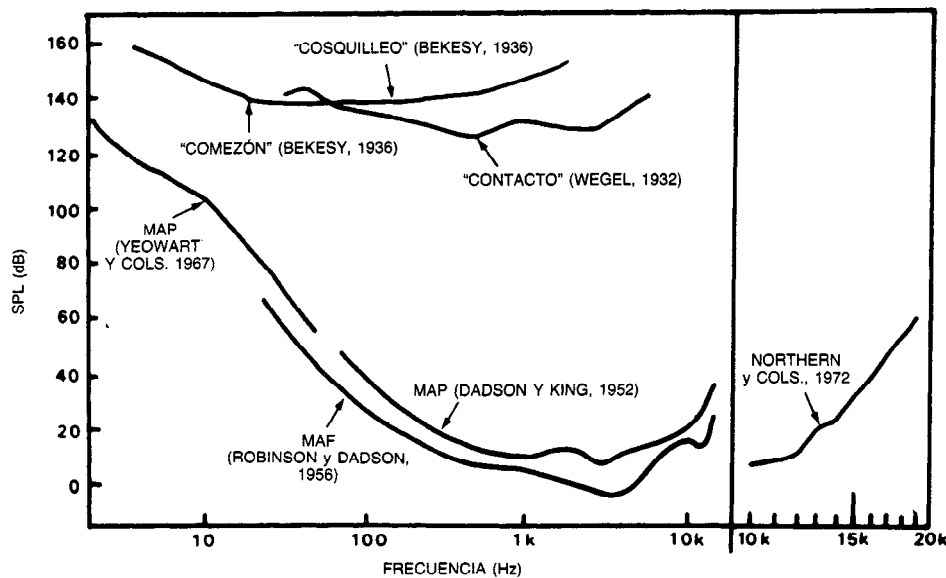


Fig. 44-16. Presiones audibles mínimas (MAP), campos audibles mínimos (MAF) y máximos niveles tolerables de algunas fuentes. Tomado de Gelfand, con permiso.

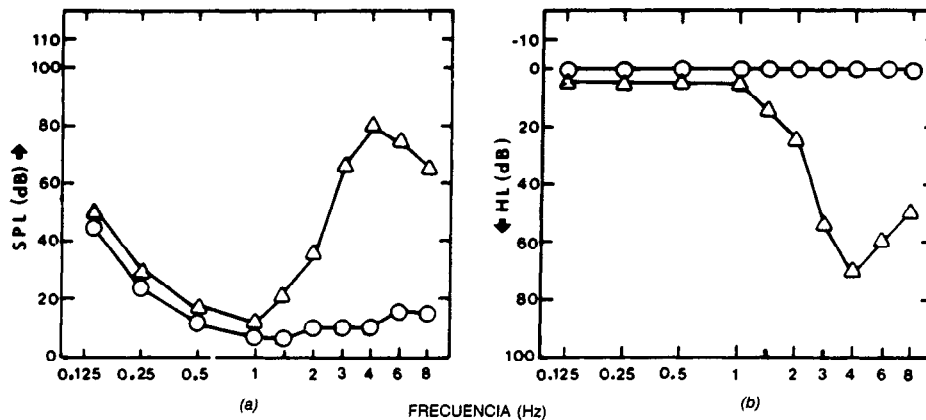


Fig. 44-17. Audiogramas expresados en decibeles para a) sensibilidad a la presión (SPL) y b) nivel de audición (HL) para individuos normales (círculos) y para un paciente con pérdida auditiva debido a exposición a ruidos (triángulos). El nivel creciente se lee hacia abajo en el audiograma clínico. Tomado de Gelfand, con permiso.

utilizando receptores TDH-39. La relación entre el SPL y el HL se muestra gráficamente en la figura 44-17, donde la función curva del umbral normal (círculos) para el SPL en a) se observa como una recta de decibeles HL (b). Los triángulos en las dos figuras son para la misma pérdida de audición inducida por ruidos, expresada en decibeles SPL y en decibeles HL.

En la figura 44-16 se muestran los límites superiores de la audición utilizable, que están expresados en forma de umbrales para sensaciones desagradables, generalmente de naturaleza táctil más que auditiva. Estos niveles caen entre los 120 y 140 dB SPL, dependiendo de la naturaleza de la sensación. Si interesa el volumen desagradable, los niveles superiores deben ser aproximadamente 100 dB SPL (Hood y Poole). Sin importar la sensación (auditiva o táctil), las curvas de los límites superiores son esencialmente planas a través de la frecuencia, en contraste con las curvas del umbral de sensibilidad.

Si la duración de un sonido disminuye bastante por debajo de 1 s, se hace necesario incrementar el nivel de estímulos a fin de superar el efecto de la reducción temporal. Los sonidos con duración mayor de unos 200 a 300 ms requieren la misma intensidad para poder ser escuchados. Sin embargo, duraciones más cortas deben compensarse por medio de un aumento en el nivel de la señal, de modo que un cambio de duración de una decena sea compensado por un ajuste del nivel de 10 dB (Zwislocki), un fenómeno denominado suma temporal (integración). Por tanto, un decremento en la duración de una señal de 500 a 50 ms debe contrarrestarse con un incremento de 10 dB en su nivel a fin de mantener su audibilidad (o volumen), mientras que un decremento en la duración de una señal de 5 s (5 000 ms) a 500 ms no afecta su umbral.

Otro efecto interesante de la duración se relaciona con la sensación de tonalidad (Doughty y Garner). Para frecuencias superiores de aproximadamente 1 000 Hz, una señal debe durar aproximadamente 10 ms para obtener una sensación de tonalidad. Por debajo de

los 1 000 Hz, el umbral de tonalidad aumenta al disminuir la frecuencia (p. ej., 15 ms a 500 Hz y 60 ms a 50 Hz).

#### 44.2.5 Sensibilidad diferencial

Ahora es posible considerar la forma en que son percibidos los sonidos dentro del intervalo audible. El primer paso lógico es preguntar cuál es la menor diferencia perceptible entre dos sonidos audibles, de nuevo en términos de frecuencia, intensidad y duración. En términos absolutos, tal diferencia se denomina diferencia apenas perceptible (jnd, de *just noticeable difference*) o umbral diferencial (DL, de *difference limen*), que también se escribe  $\Delta f$ ,  $\Delta I$  y  $\Delta t$  para los DL de la frecuencia, intensidad y duración, respectivamente. El tamaño absoluto de los cambios de DL depende del valor del parámetro que se esté midiendo. Por ejemplo, el tamaño real del  $\Delta f$  es diferente si la medición se realiza a 100 Hz o a 3 000 Hz. Por ello, también es posible expresar la jnd relativamente como, por ejemplo,  $\Delta I/I$ . Esta relación es la fracción de Weber y se toma como la medida de la sensibilidad diferencial.

Merece mencionarse la clásica ilustración de Hirsh, en la cual el umbral diferencial y la fracción de Weber se expresan en términos de cuántas candelas deben agregarse a un número existente de candelas para percibir la menor diferencia perceptible en brillantez. En la primera columna de la tabla 44-3 se muestra el número de candelas ya encendidas en una sala ( $I$ ), y en la segunda columna se muestra el número necesario para que haya un incremento observable en la brillantez sobre el nivel inicial ( $I + \Delta I$ ). La tercera columna indica el umbral diferencial ( $\Delta I$ ), y en la última columna se muestra la fracción de Weber ( $\Delta I/I$ ). Obsérvese que el número absoluto de candelas que es necesario agregar a fin de producir un DL para brillantez ( $\Delta I$ ) aumenta con el número de candelas que había originariamente ( $I$ ). Sin embargo, el aumento relativo ( $\Delta I/I$ ) siempre es el mismo (0.1 en este ejemplo). La ley de Weber esta-



Tabla 44-3. Ilustración de la ley de Weber (con base en Hirsh)

Número inicial de velas ( $I$ )	Número de velas necesarias para la percepción de más luz que inicialmente ( $I + \Delta I$ )	Umbral diferencial ( $\Delta I$ )	Fracción de Weber ( $\Delta I/I$ )
10	11	1	0.1
100	110	10	0.1
1 000	1 100	100	0.1
10 000	11 000	1 000	0.1
100 000	110 000	10 000	0.1

blece el hecho de que la fracción de Weber es una constante ( $\Delta I/I = k$ ) y, al mismo tiempo, representa un concepto psicofísico importante que se encuentra con frecuencia.

En 1928 Riesz comunicó que la sensibilidad diferencial ( $\Delta I/I$ ) mejora a medida que se incrementa el nivel de prueba por encima del umbral (nivel de sensación)\*, y se vuelve casi una constante de alrededor de 0.3 por encima de 40 dB (fig. 44-18). Aunque Riesz encontró que la sensibilidad diferencial era afectada por la frecuencia (lo cual se muestra por medio de símbolos en la figura) cuando los umbrales diferenciales se obtenían utilizando modulación de la intensidad, esto no ocurre cuando los umbrales de diferencia se obtienen para tonos de pulsos (Jesteadt y cols.). [Como la línea curva muestra con claridad en la figura 44-20, existe un "casi fallo" de la ley de Weber (que debería predecir una recta horizontal, ya que  $\Delta I/I$  debía ser constante). En realidad, otros datos han revelado que sigue cumpliéndose la ley de Weber, por lo menos entre aproximadamente 10 y 40 dB SL (Rabinowitz y cols.).]

El umbral diferencial (DL) de frecuencia es función tanto del nivel de sensación como de la frecuencia, como se muestra en la figura 44-19 (Wier y cols.). Ahí se observa que el DL de frecuencia se hace más grande a medida que aumenta la frecuencia y a medida que disminuye el nivel de sensación. Cuando el DL de frecuencia se convierte en fracciones Weber, se encuentra que  $\Delta f/f$  es más pequeño entre 1 000 y 2 000 Hz y que se hace más grande a medida que la frecuencia aumenta y disminuye por encima y por debajo de este intervalo.

Podrían plantearse varias preguntas respecto a los DL para la duración de los parámetros. El intervalo más corto sobre el cual es posible discriminar dos señales, denominado tiempo mínimo de integración o umbral de agudeza auditiva temporal, es aproximadamente 2 ms (Green). Esta medida puede considerarse como el hecho de que un sujeto sea capaz de separar

dos señales temporales como consecutivas, más que como una estimación del orden de percepción, en cuyo caso la persona debe determinar cuál de las dos señales (p. ej., tonos de frecuencia "bajo" y "alto") llegó primero (Hirsh). En el último caso, se requiere una separación de aproximadamente 20 ms. Por último podría preguntarse cuál es el umbral de diferencia (DL) para la duración de la señal, que es por supuesto un parámetro análogo a los DL de frecuencia e intensidad recién analizados. El DL de duración ( $\Delta t$ ) aumenta con la duración global ( $t$ ) desde aproximadamente 0.5 ms a 50 ms para la duración aproximada de 1 s.

#### 44.2.6 Sonoridad y tono

La sonoridad (o volumen) y el tono son las contrapartes acústicas de los parámetros físicos intensidad y frecuencia, respectivamente. Aunque la sonoridad tiende a aumentar con la intensidad y el tono aumenta de manera parecida con la frecuencia, la forma en que se relacionan las contrapartes psicológicas y físicas dista de ser lineal.

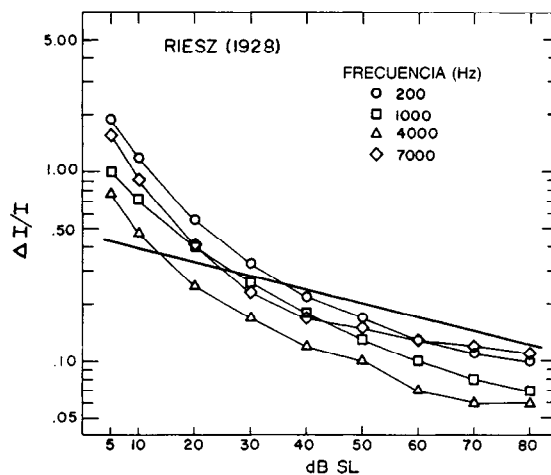
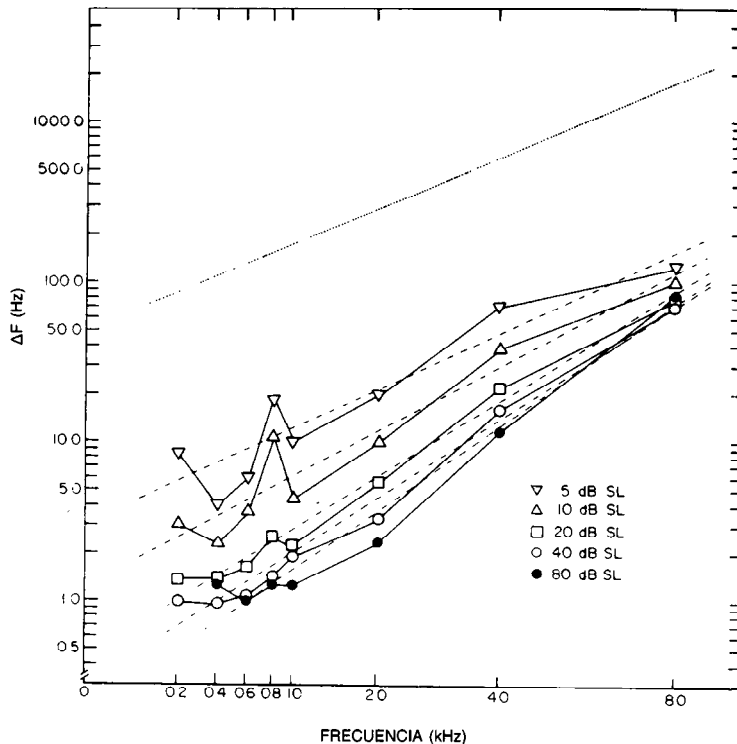


Fig. 44-18. Fracción de Weber para la intensidad ( $\Delta I/I$ ) como función del nivel de sensación (dB SL). La recta muestra los datos de Jesteadt y colaboradores; los símbolos muestran los resultados de Riesz. Tomado de Jesteadt y colaboradores, con permiso.

\* El nivel de sensación (SL, de *sensation level*) se emplea para expresar el nivel de un estímulo por encima del nivel de audición de un individuo. Por ejemplo, si el umbral de una persona para alguna señal es 32 dB SPL y se efectúa una medición a 50 dB SPL, el nivel de sensación sería  $50 - 32 = 18$  dB SL (siendo SPL los niveles de presión).



**Fig. 44-19.** Diferencia lineal de frecuencia (DL) ( $\Delta F$ ) como función de la frecuencia, con el nivel de sensación (SL) como parámetro. Tomado de Wier y colaboradores, con permiso.

Un aspecto comúnmente encontrado de la forma en que se percibe la intensidad tiene que ver con el hecho de si un nivel específico de señal a una frecuencia suena más fuerte o más suave que la misma intensidad en otra frecuencia. Recuérdese en este contexto que ya se analizó este tema en el umbral, donde se observó que se requieren cantidades diferentes de SPL a fin de alcanzar las MAP o los MAF como funciones de frecuencia (fig. 44-16). Ahora es posible preguntar ¿qué intensidad a 100 Hz se requiere para que ese tono tenga la misma sonoridad a un tono de 1 000 Hz a 40 dB SPL?

Para manejar esta pregunta, podría presentarse un tono de 1 000 Hz a 40 dB alternadamente con tonos de 100 Hz de varios niveles y preguntar al sujeto si cada tono de 100 Hz es más o menos o igual de sonoro que el tono de referencia de 1 000 Hz. Entonces podría repetirse este procedimiento con otros tonos hasta que se haya obtenido un listado de SPL a varias frecuencias, todas con la misma sonoridad que el tono de 1 000 Hz a 40 dB (y por supuesto entre sí). A continuación podrían graficarse estos puntos de igual sonoridad en dB SPL como función de la frecuencia, tal como en la figura 44-20. Por tanto, todos los puntos sobre esta línea (que corta el punto de 1 000 Hz a 40 dB) podrían ser igualmente sonoros, incluso cuando sus respectivos SPL sean diferentes. Así, para no confundir igual sonoridad e igual intensidad, los valores a lo largo de la curva de igual sonoridad están en fons, en vez de en

decibeles. El número de fons a lo largo de cada contorno de igual sonoridad es igual al nivel en decibeles a 1 000 Hz. Por ello todos los puntos sobre la curva que intersecta los 1 000 Hz a 40 dB tienen un nivel de sonoridad de 40 dB. Estos contornos de igual sonoridad también se denominan curvas de Fletcher-Munson.

En las publicaciones y en los aparatos estereofónicos de alta fidelidad (hi-fi) suelen encontrarse referencias a las curvas de Fletcher-Munson (fig. 44-20); la no linealidad de estas curvas explica la necesidad de los controles para graves y agudos (y con frecuencia de otros controles de conformación de las respuestas) en los sistemas de sonido domésticos. Estas curvas tienden a aplanarse al aumentar el nivel, de manera análoga a lo que ya se ha visto que ocurre con las curvas de nivel desagradable en comparación con las de umbral (fig. 44-16). Esto indica que las diferencias en intensidad son mayores entre niveles inferiores (especialmente para bajas frecuencias) que para intensidades superiores. Por ello, cuando se reduce el volumen de un disco fonográfico “de sonido natural” comienza a sonar “metálicamente”, debido a la relativa reducción del nivel de sonoridad para las bajas frecuencias. Por supuesto, este efecto es ecualizado mediante el empleo del control de graves.

Otra aplicación ingenieril directa de los contornos de igual sonoridad se encuentra en las redes de ponderación de la respuesta de frecuencia de los medidores

de nivel de sonido. Las respuestas de ponderación A y B son equivalentes aproximados de las curvas de 40 y 70 fons, respectivamente, mientras que la respuesta de ponderación C trata de aproximar igual sonoridad a altas intensidades. (El empleo de los circuitos de ponderación A en mediciones de ruidos a altos niveles es realmente inconsistente con los contornos reales de igual sonoridad a estos niveles, y subestima mucho los efectos de la baja frecuencia.) Las fórmulas de ponderación para la ruidosidad de las señales de banda ancha están más allá de los objetivos de este libro, pero es posible encontrarlas en trabajos de Kryter y Stevens.

Las curvas de Fletcher-Munson (de fon) revelan cuáles son los sonidos de igual sonoridad que otros, pero no cómo está relacionada dicha sonoridad con la intensidad. A fin de generar una escala de sonoridad como función de la intensidad, podría preguntarse a un sujeto que escuchara un tono de referencia (denominado módulo) y después ajustar otro sonido para que sea dos veces más sonoro que el módulo, etc. Técnicas como ésta, cuyo pionero fue Stevens, son métodos de escalación directa. Si la intensidad de referencia es un tono de 1 000 Hz a 40 dB, y a su sonoridad se le asigna el valor de 1 son (fig. 44-21), entonces es posible generar una escala de modo que la sonoridad de un tono que sea el doble de sonoro que 40 dB sea de 2 sones, la de uno que fuese la mitad de sonoro, 0.5 son, etc. En la figura 44-21 se observa que un incremento de 9 a 10 dB da por resultado la duplicación de la sonoridad (p. ej., de 1 a 2 sones, de 2 a 4 sones, etc.). También se observa que la escala de sones es una recta en coordenadas log-log (logarítmicas), lo que indica que la sonoridad ( $L$ ) es una función exponencial del nivel de estímulo ( $I$ ); es decir,  $L = kI^e$ , donde  $k$  es una constante y  $e$  es

un exponente igual a 0.67. Esta relación es la ley de potencia de Stevens. Del mismo modo que la sonoridad, otras percepciones, tales como la brillantez, aumentan con la intensidad del estímulo con exponentes menores que 1.0. Por otra parte, en el caso de percepciones que aumentan con mayor rapidez que el nivel del estímulo físico (p. ej., la descarga eléctrica) se encuentran exponentes mayores que 1.0.

Dos aspectos interesantes de la sonoridad son sus relaciones con la duración del estímulo y con el ancho de banda. Como en el caso del umbral, el nivel y duración del estímulo interactúan en el caso de señales más cortas que aproximadamente de 200 a 300 ms, de modo que para la sonoridad también existe (Small y cols.) un cambio de duración de una decena por cada ajuste de nivel de 10 dB (integración), como ya se definió.

El incremento en el ancho de banda de una señal (o la medición de la separación entre dos tonos) no afecta la sonoridad de un ruido (o del complejo tonal) hasta que el ancho de banda (separación) excede cierto ancho de banda crítico. Sin embargo, una vez que este ancho de banda crítico ha sido rebasado, la sonoridad aumenta con el ancho de banda incluso si el nivel global de la señal es el mismo (Scharf).

Mediante el empleo de técnicas de escalación como las descritas para la escala de sones, es posible desarrollar una escala de tonos como función de la frecuencia, de modo que al tono de un sonido de 1 000 Hz (a 40 fons) se le asigna un valor de 1 000 mels. Un tono del doble de alto valdría 2 000 mels, uno de la mitad, 500 mels, etc. (p. ej., Stevens y Volkman, 1940; Stevens y cols., 1937). En la figura 44-22 se representa tal escala. Obsérvese que todo el intervalo audible de aproximadamente 20 kHz está "comprimido" en un

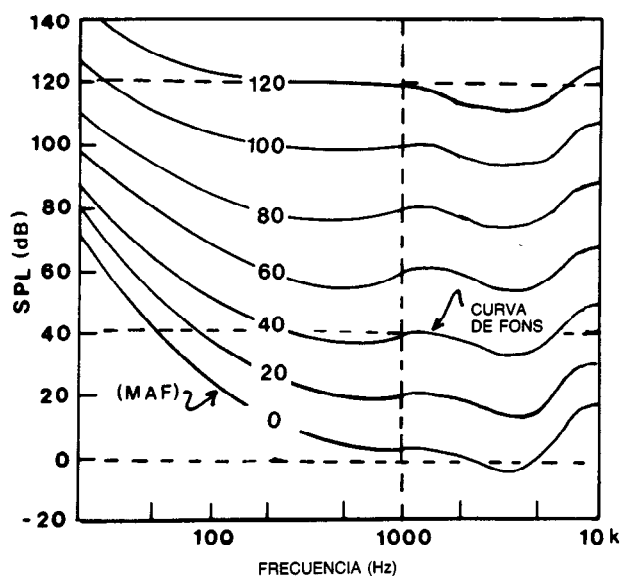


Fig. 44-20. Curvas idealizadas (teóricas) de igual sonoridad (o curvas de fons o de Fletcher-Munson), adaptadas de diferentes fuentes. Las líneas discontinuas muestran igual sensibilidad a los niveles de presión (SPL) (0, 40 y 120 dB), para fines comparativos. Adaptado de Gelfand.

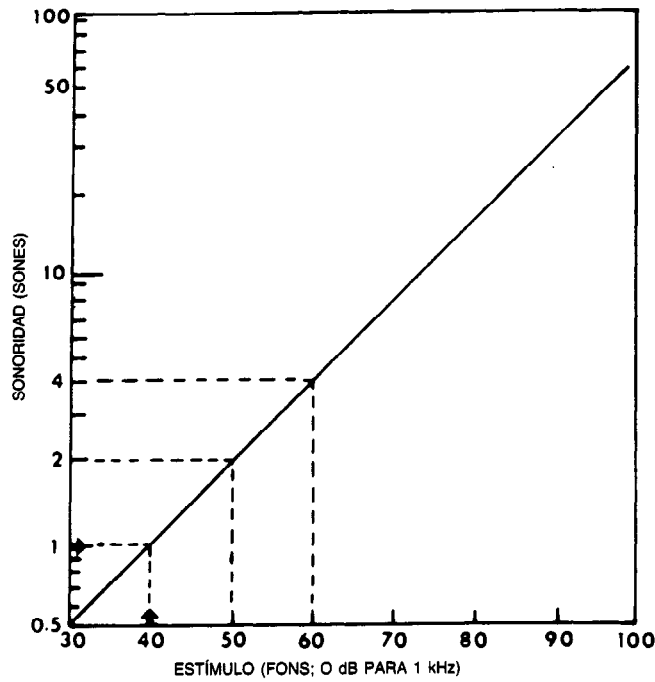


Fig. 44-21. Escala idealizada de sonos (sonoridad). Tomado de Gelfand, con permiso.

intervalo de tono de sólo unos 3 500 mels, y que la relación del tono con la frecuencia describe una curva sigmoide (parecida a una S). Por ello, duplicar un tono de 1 000 a 2 000 mels corresponde a triplicar la frecuencia de 1 000 a 3 000 Hz. El ancho de banda crítico corresponde a aproximadamente 150 mels (Scharf).

La escala psicoacústica del tono no concuerda por completo con la del tono musical en que, por ejemplo, los dos intervalos de 100 a 200 Hz y de 1 000 a 2 000 Hz son octavas musicales, pero no lo son en mels (fig. 44-22). El análisis de esta discrepancia se encuentra más allá de los objetivos de este manual; sin embargo,

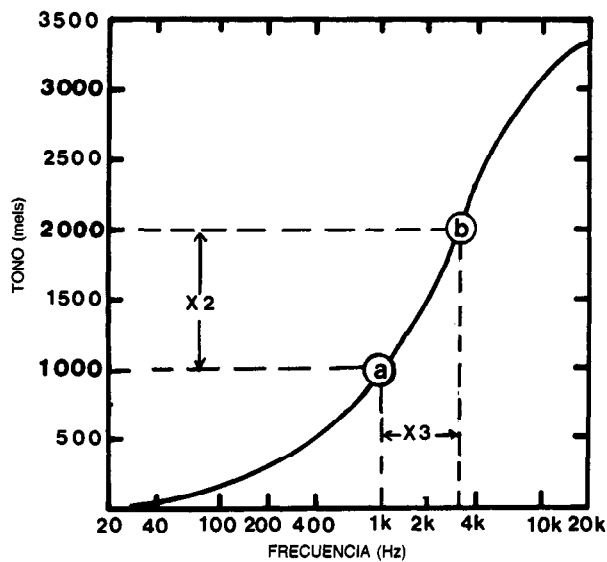


Fig. 44-22. Escala idealizada de mels (tono) modificada conforme al trabajo de Stevens y colaboradores.

el lector interesado puede consultar en la obra de Terhardt un enfoque ilustrativo con respecto a esta paradoja aparente. Parece que el tono no es afectado de manera sustancial por la intensidad (Cohen).

#### 44.2.7 Enmascaramiento y desplazamiento temporal del umbral (TTS)

El enmascaramiento es una interferencia en la percepción de un sonido (señal) debido a la presencia de un segundo sonido (enmascarador), generalmente en el sentido de que la señal se vuelve inaudible por la presentación del enmascarador. En el experimento típico de enmascaramiento sencillamente se obtiene el umbral de una señal (que suele ser un tono), se agrega un enmascarador (que suele ser un ruido) y después se mide el umbral del tono. Por ejemplo, si el umbral de una señal es 50 dB cuando se presenta solo y el nivel debe incrementarse a 65 dB cuando se agrega un segundo sonido (el enmascarador), podría decirse que:

1. El umbral no enmascarado de la señal es de 50 dB.
2. El enmascarador cumplió su objetivo (es decir, enmascaró la señal) a 50 dB.
3. El umbral enmascarado de la señal es de 65 dB.
4. El enmascarador produjo 15 dB de enmascaramiento.

Por tanto, el evento de enmascaramiento puede describirse de varias formas, de modo que la manera de presentación de los datos de enmascaramiento debe ser consistente con la aplicación que se pretenda.

Los patrones de enmascaramiento de la figura 44-23 muestran los efectos de la intensidad y del espectro del enmascarador sobre la audibilidad de los tonos (Wegel y Lane, 1924; Ehmer, 1959; Small, 1959). En cada caso la abscisa representa la frecuencia de la señal (tono) y la ordenada, la magnitud del enmascaramiento en comparación con los umbrales de no enmascaramiento. Las frecuencias indicadas en cada recuadro son las frecuencias centrales de los enmascaradores de ruido de banda estrecha, y los números pequeños indican los niveles (en decibeles) a los cuales se presentaron los enmascaradores. Por tanto, cada curva muestra la cantidad de enmascaramiento producido por un nivel específico de un ruido de banda estrecha con función de la frecuencia.

Con estos audiogramas de enmascaramiento se ilustran varias cuestiones:

- **Primero:** la cantidad de enmascaramiento aumenta con el nivel del enmascarador. De hecho, se ha demostrado que la cantidad de enmascaramiento es una función lineal del nivel del enmascarador (Hawkins y Stevens, 1950).
- **Segundo:** se produce más enmascaramiento a frecuencias cercanas a la del enmascarador.
- **Tercero:** los patrones de enmascaramiento tienden a estar estrecha y simétricamente distribuidos alrededor de la frecuencia del enmascarador a niveles inferiores del enmascarador, pero se

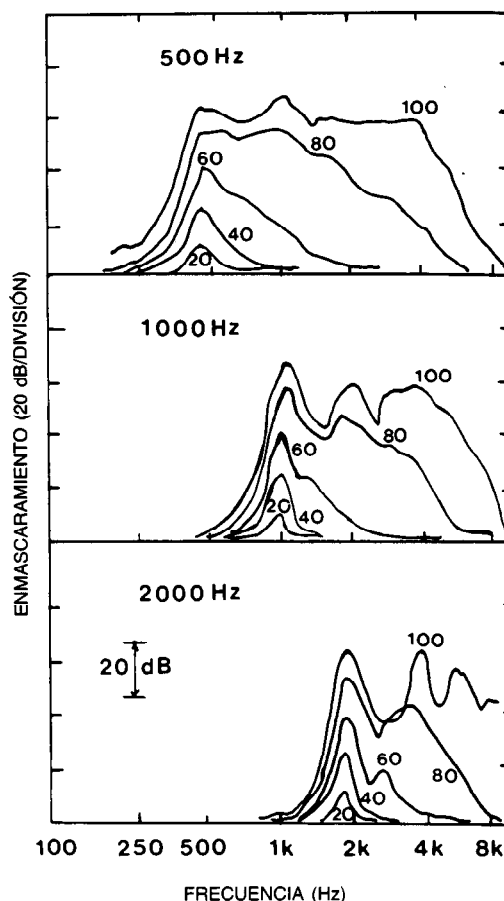


Fig. 44-23. Patrones comunes de enmascaramiento. Adaptado de Ehmer.

vuelven más anchos con el aumento en intensidad del enmascarador, extendiéndose asimétricamente hacia arriba en frecuencia.

- **Cuarto:** los patrones de enmascaramiento tienden a estar restringidos a regiones de frecuencia (alta) más estrechas para los enmascaradores de alta frecuencia, pero son mucho más amplios para los enmascaradores de baja frecuencia.
- **Quinto:** en los patrones de enmascaramiento tienden a ocurrir picos aproximadamente en los múltiplos de la frecuencia del enmascarador, aunque no exactamente así.

Estos patrones de enmascaramiento constituyen una representación auditiva de la actividad de la onda viajera en el caracol, donde el desplazamiento semeja meandros hacia arriba desde la base (frecuencias superiores) hacia el vértice (frecuencias inferiores), con un descenso pronunciado de la actividad en el lado del vértice de las crestas de onda.

Un aspecto interesante tiene que ver con la cantidad de enmascaramiento y con el ancho de banda del enmascarador. Para un nivel de espectro constante,

cuanto mayor sea el ancho de banda de un ruido mayor será la cantidad de enmascaramiento producida por éste (para un tono a su frecuencia central). Sin embargo, el ampliar esta banda más allá de cierto ancho de banda da por resultado que no haya más enmascaramiento de la señal (Hawkins y Stevens, 1950). El umbral enmascarado ocurre cuando la potencia del ruido ( $N_0$ ) y la señal ( $S$ ) son iguales en la banda crítica ( $C$ ), o bien  $S = C(N_0)$ . Por ello esta banda crítica para enmascaramiento es en realidad una relación crítica:  $C = S/N_0$ . Al multiplicar por 2.5 las relaciones críticas de enmascaramiento se obtienen anchos de banda críticos a partir de la sonoridad y otros datos (Scharf).

Si se mide el umbral de un sujeto a un tono, luego se le presenta un ruido intenso durante algún tiempo, y posteriormente se le mide de nuevo el umbral, se observará un desplazamiento de la sensibilidad original. Este efecto "después del hecho" se denomina desplazamiento temporal del umbral (TTS, de *temporary threshold shift*) o fatiga postestimatoria y está relacionado con el nivel del estímulo fatigante. El máximo efecto suele estar en la región de 4 000 a 6 000 Hz, y el TTS tiende a disminuir con el logaritmo del tiempo después de la exposición al estímulo. El grado al cual la cantidad de TTS (generalmente medida dos minutos después de la exposición) se relaciona con la pérdida de audición permanente es un método para la estimación del "riesgo de daño" por exposición al ruido, que suele encontrarse en aplicaciones de ingeniería acústica. Si se desea consultar un análisis ilustrativo del tema, se recomienda en especial el documento de Kryster, y el comentario que lo sigue.

#### 44.2.8 Audición biauricular

Por lo menos debe mencionarse la audición biauricular (o los efectos de escuchar con dos oídos en vez de uno). [Consúltense en la obra de Gelfand una cobertura amplia de este tema.] Además de producir un mejor umbral de sensibilidad y mayor sonoridad (suma biauricular), la audición biauricular también proporciona mejores sensibilidades diferenciales de intensidad y frecuencia, en comparación con la audición monoauricular. Sin embargo, los aspectos más importantes tienen que ver con la fusión biauricular, la adición direccional, los efectos de precedencia y las diferencias en el nivel de enmascaramiento.

La fusión biauricular se refiere a la percepción de una sola imagen auditiva coherente cuando los audífonos presentan estímulos parecidos pero no idénticos a los dos oídos. La señal fusionada se escucha dentro de la cabeza, lateralizada a lo largo de un plano entre los oídos, dependiendo de la sincronización e intensidad de las señales. Por debajo de unos 1 500 Hz, la lateralización derecha o izquierda es afectada principalmente por diferencias temporales interauriculares (gobierna la señal que llega más pronto), mientras que las diferencias de intensidad se vuelven más importantes a frecuencias superiores. Cuando el sujeto escucha a través de altavoces en un campo acústico, la imagen fusionada se escucha extracranalmente, lo que provoca el efecto estereofónico.

Si dos señales llegan con una diferencia de 40 ms o menos, son percibidas como una sola imagen que proviene de la dirección del primer sonido en llegar (Haas, 1949; Wallach y cols., 1949). De esta forma, un eco que llega dentro de este periodo se percibe como un sonido directo que se ha fusionado con otro sonido directo. Por el contrario, si uno de los dos llega después de un retraso aproximado de 50 ms, se escucha como un eco diferente.

Recuérdese que un sonido presentado al mismo oído que una señal enmascarará esa señal. Sin embargo, si el ruido se presenta a ambos oídos, la señal monoauricular de nuevo se vuelve audible. Si una señal y un ruido se presentan a ambos oídos, y cualquiera de los dos está fuera de fase entre los dos oídos, también habrá una interrupción del efecto de enmascaramiento. Estos fenómenos en los cuales la audición biauricular permite una interrupción de las condiciones en las cuales podría esperarse el enmascaramiento de una señal se denominan diferencias del nivel de enmascaramiento (MLD, de *masking level differences*). Fenómenos como el efecto de precedencia (Haas) y las MLD son la base del silenciamiento de ruido y reverberación por medio de la audición biauricular.

#### LIBROS Y REVISTAS

- S. M. Abel, "Duration Discrimination of Noise and Tone Bursts", *J. Acoust. Soc. Am.* **51**: 1219-1223.
- American National Standards Institute, ANSI S3.6-1969, *American National Standard Specifications for Audiometers*.
- G. Bekesy, *Experiments in Hearing*, McGraw-Hill, Nueva York.
- A. Cohen, "Further Investigation of the Effects of Intensity upon the Pitch of Pure Tones", *J. Acoust. Soc. Am.* **33**:1363-1376.
- R. S. Dadson y J. H. King, "A Determination of the Normal Threshold of Hearing and Its Relation to the Standardization of Audiometers", *J. Laryngol. Otol.* **46**:366-378.
- J. M. Doughty y W. R. Garner, "Pitch Characteristics of Short Tones: I. Two Kinds of Pitch Threshold", *J. Exp. Psychol.* **37**:351-365.
- R. H. Ehmer, "Masking Patterns of Tone", *J. Acoust. Soc. Am.* **31**:1115-1120.
- H. Fletcher y W. A. Munson, "Loudness, Its Definition, Measurement and Calculation", *J. Acoust. Soc. Am.* **5**:82-105.
- S. A. Gelfand, *Hearing: An Introduction to Psychological and Physiological Acoustics*, Marcel Dekker, Nueva York.
- D. M. Green, "Temporal Auditory Acuity", *Psych. Rev.* **78**:540-551.
- D. M. Green, "Temporal Auditory Acuity as a Function of Frequency", *J. Acoust. Soc. Am.* **54**:373-379.
- H. Haas, "The Influence of Single Echoes on the Audibility of Speech", *Library Communication* **363**, Dept. Sci. Indust. Rest., Garston, Watford, Gran Bretaña.

- J. E. Hawkins y S. S. Stevens, "The Masking of Pure Tones and of Speech by White Noise", *J. Acoust. Soc. Am.* **22**:6-13.
- I. J. Hirsh, *The Measurement of Hearing*, McGraw-Hill, Nueva York.
- I. J. Hirsh, "Auditory Perception of Temporal Order", *J. Acoust. Soc. Am.* **31**:759-767.
- J. D. Hood, y J. P. Poole, "Tolerable Limits of Loudness: Its Clinical and Physiological Significance", *J. Acoust. Soc. Am.* **40**:47-53.
- J. D. Hood, y J. P. Poole, "Investigations in Hearing upon the Upper Physiological Limit of Normal Hearing", *Int. Audiol.* **9**:250-255.
- W. Jesteadt, C. C. Wier y D. M. Green, "Intensity Discrimination as a Function of Frequency and Sensation Level", *J. Acoust. Soc. Am.* **61**:169-177.
- M. C. Killion, "Revised Estimate of Minimum Audible Pressure: Where is the 'Missing 6 dB'?" *J. Acoust. Soc. Am.* **63**:1501-1508.
- K. D. Kryter, *The Effects of Noise on Man*, Academic, Nueva York.
- K. D. Kryter, "Impairment to Hearing from Exposure to Noise", *J. Acoust. Soc. Am.* **53**:1211-1234. (También contiene comentarios de A. Cohen, H. Davis, B. Lempert y W. D. Ward, así como un artículo de Kryter, *J. Acoust. Soc. Am.* **53**:1235-1252.)
- H. Levitt, "Transformed Up-Down Methods in Psychoacoustics", *J. Acoust. Soc. Am.* **49**:467-477.
- J. L. Northern, M. A. Downs, W. Rudmose y colaboradores, "Recommended High-Frequency Audiometric Threshold Levels (8 000-18 000 Hz)", *J. Acoust. Soc. Am.* **52**:585-595.
- W. M. Rabinowitz, J. S. Lim, L. D. Braida y N. I. Durlach, "Intensity Perception: VI. Summary of Recent Data on Deviations from Weber's Law for 1 000-Hz Tone Pulses", *J. Acoust. Soc. Am.* **59**:1505-1509.
- R. R. Riesz, "Differential Intensity Sensitivity of the Ear for Pure Tones", *Physiol. Rev.* **31**:867-875.
- D. W. Robinson y R. S. Dadson, "A Re-determination of the Equal Loudness Relations for Pure Tones", *Brit. J. Appl. Phys.* **7**:166-181.
- W. Rudmose, "The Case of the Missing 6 dB", *J. Acoust. Soc. Am.* **71**:650-659.
- B. Scharf, Critical Bands, en J. V. Tobias, ed., *Foundations of Modern Auditory Theory*, vol. 1, Academic, Nueva York.
- L. J. Sivian y S. D. White, "On Minimal Audible Sound Fields", *J. Acoust. Soc. Am.* **4**:288-321.
- A. M. Small, "Pure Tone Masking", *J. Acoust. Soc. Am.* **31**:1619-1625.
- A. M. Small, J. F. Brandt y P. G. Cox, "Loudness as a Function of Signal Duration", *J. Acoust. Soc. Am.* **34**:513-514.
- S. S. Stevens, "On the Psychophysical Law", *Psych. Rev.* **54**:153-181.
- S. S. Stevens, "On the Validity of the Loudness Scale", *J. Acoust. Soc. Am.* **31**:995-1003.
- S. S. Stevens, "Perceived Level of Noise by Mark VII and Decibels (E)", *J. Acoust. Soc. Am.* **51**:575-601.
- S. S. Stevens, *Psychophysics*, Wiley, Nueva York.
- S. S. Stevens y J. Volkman, "The Relation of Pitch to Frequency: A Revised Scale", *Amer. J. Psychol.* **53**:329-353.
- S. S. Stevens, J. Volkman y E. B. Newman, "A Scale for the Measurement of the Psychological Magnitude Pitch", *J. Acoust. Soc. Am.* **8**:185-190.
- M. M. Taylor y C. D. Creelman, "PEST: Efficient Estimates of Probability Functions", *J. Acoust. Soc. Am.* **41**:782-787.
- E. Terhardt, "Pitch Consonance and Harmony", *J. Acoust. Soc. Am.* **55**:1061-1069.
- H. Wallach, E. B. Newman y M. R. Rosensweig, "The Precedence Effect in Sound Localization", *Amer. J. Psych.* **62**:315-336.
- R. L. Wegel, "Physical Data and Physiology of Excitation of the Auditory Nerve", *Ann. Otol.* **41**:740-779.
- R. L. Wegel y C. E. Lane, "The Auditory Masking of One Pure Tone by Another and Its Probable Relation to the Dynamics of the Inner Ear", *Physiol. Rev.* **23**:266-285.
- C. C. Wier, W. Jesteadt y D. M. Green, "Frequency Discrimination as a Function of Frequency and Sensation Level", *J. Acoust. Soc. Am.* **61**:178-184.
- N. S. Yeowart, M. Bryan y W. Tempest, "The Monaural MAP Threshold of Hearing at Frequencies from 1.5 to 100 c/s", *J. Sound. Vibr.* **6**:335-342.
- J. Zwislöcki, "Theory of Auditory Summation", *J. Acoust. Soc. Am.* **32**:1046-1060.