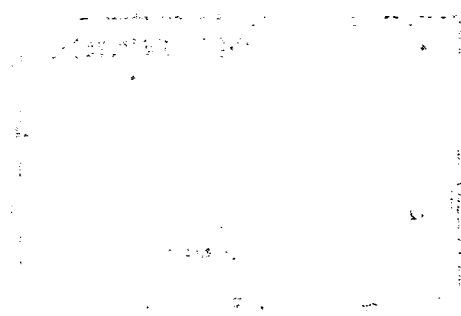


R621.381  
B432



R621.381  
B452 e  
v.2, ej.2

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

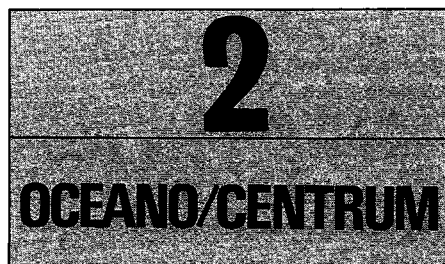
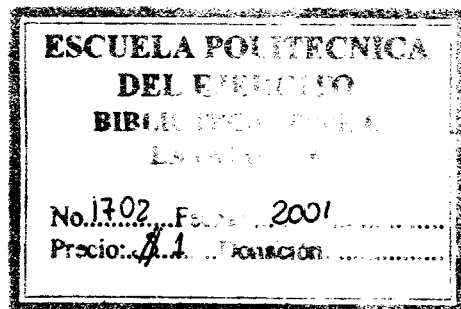
**Charles Belove**

**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 2: 84-7841-018-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

# Índice de capítulos

## TERCERA PARTE (CONTINUACIÓN) COMPONENTES

### 13. Elementos circuitales concentrados activos (cont.), 237

Mark B. Barron, Henry Domingos  
y George H. Ebel

Circuitos integrados, 273

Circuitos híbridos: de película gruesa  
y de película delgada, 300

Otros dispositivos electrónicos, 309

### 14. Componentes ferromagnéticos y piezoeléctricos, 321

Alex Goldman y Don Berlincourt

Componentes ferromagnéticos, 322

Componentes piezoeléctricos, 333

### 15. Dispositivos ópticos y pantallas, 345

L. S. Watkins, Peter Pleshko y  
Martin Wolf

Fuentes ópticas, 346

Fibras y conectores ópticos, 356

Pantallas, 364

Detectores ópticos, 388

Convertidores fotovoltaicos de energía  
solar, 399

### 16. Transductores eléctricos, 439

Gerald Weiss

Principios, clasificación y terminología, 441

Transductores para movimientos mecánicos  
de sólidos, 442

Transductores para cantidades de mecánica  
de fluidos, 454

Transductores para cantidades  
térmicas, 465

Transductores para cantidades  
acústicas, 470

Transductores para cantidades ópticas  
e infrarrojas, 471

Transductores para radiación nuclear, 471

Transductores para campos  
magnéticos, 474

Transductores para la instrumentación  
de análisis, 475

Transductores electroquímicos, 479

### 17. Técnicas de construcción, 485

Gustave R. Gaschnig

Circuitos impresos, 486

Métodos de interconexión, 489

Encapsulado de circuitos, 493

Encapsulado de circuitos integrados,  
496

Dispositivos electromecánicos, 496

### 18. Dispositivos de microondas, 505

Hing-Loi A. Hung

Componentes pasivos, 506

Componentes activos, 523

Circuitos integrados de microondas  
(MIC), 550





## CAPÍTULO 13

# Elementos circuitales concentrados activos (*continuación*)

### Mark B. Barron

General Electric Microelectronics Center  
Research Triangle Park, North Carolina

### Henry Domingos

Clarkson University  
Potsdam, Nueva York

### George H. Ebel

Singer Company  
Wayne, New Jersey

#### 13.1 Diodos, rectificadores, varistores

- 13.1.1 Diodos de unión *pn*
- 13.1.2 Rectificadores de potencia

#### 13.2 Transistores bipolares

- 13.2.1 Acción de transistor
- 13.2.2 Parámetros de los transistores
- 13.2.3 Tipos de transistores de potencia
- 13.2.4 Transistores Darlington
- 13.2.5 Consideraciones para las aplicaciones de los transistores

#### 13.3 Transistores de efecto de campo

- 13.3.1 Transistores de efecto de campo con compuerta aislada
- 13.3.2 Transistor de efecto de campo de unión (JFET)
- 13.3.3 Variaciones de los MOSFET
- 13.3.4 Consideraciones de aplicación

#### 13.4.2 Fabricación de circuitos integrados

#### 13.4.3 Circuitos integrados bipolares

#### 13.4.4 Circuitos integrados MOS

#### 13.5 Circuitos híbridos: de película gruesa y de película delgada

- 13.5.1 Descripción general
- 13.5.2 Definición de términos
- 13.5.3 Procesos de manufactura
- 13.5.4 Especificaciones de corriente
- 13.5.5 Consideraciones térmicas
- 13.5.6 Consideraciones sobre frecuencias
- 13.5.7 Aplicaciones
- 13.5.8 Referencias generales

#### 13.6 Otros dispositivos electrónicos

- 13.6.1 Tiristores
- 13.6.2 Transistores uniunión
- 13.6.3 Otros dispositivos semiconductores
- 13.6.4 Tubos de vacío
- 13.6.5 Tiratrones

## VOLUMEN 2

#### 13.4 Circuitos integrados

- 13.4.1 Introducción



### 13.4 CIRCUITOS INTEGRADOS

Henry Domingos

#### 13.4.1 Introducción

##### Historia y desarrollo del circuito integrado<sup>1,2</sup>

La invención del circuito integrado más o menos en la forma en que se conoce hoy día fue precedida por aproximadamente diez años de intensa actividad en el desarrollo de dispositivos semiconductores discretos. Aunque ya hacia 1952 se habían sugerido algunos esquemas para la elaboración de muchos componentes dentro de un solo bloque de silicio, no fue sino hasta 1960 cuando se fabricaron los primeros circuitos integrados. La manufactura fue posible gracias a la invención del proceso planar, en 1959, para reemplazar las técnicas de aleación, de meseta y otras empleadas hasta esa época. En el proceso planar se empleaban protección de óxido, difusión e interconexiones de metal depositado a fin de lograr nuevos niveles de densidad, confiabilidad y rendimiento circuitales, así como rentabilidad.

Durante la década de 1960 se observó el desarrollo de muchas de las familias de circuitos integrados y métodos de procesamiento que siguen empleándose actualmente. Los primeros circuitos de integración a pequeña escala (SSI, de *small-scale integration*) constaban de compuertas implementadas con lógica resistor-transistor (RTL), lógica diodo-transistor (DTL), lógica acoplada por el emisor (ECL), lógica de transistores complementarios (CTL) y lógica transistor-transistor (TTL), entre otras. La pastilla típica medía de 1 a 2 mm por lado, tenía aproximadamente 10 componentes y se disponía con dimensiones mínimas de 25  $\mu\text{m}$ . Los retardos de propagación típicos eran de 25 ns aproximadamente, aunque algunas pastillas tenían un tiempo sorprendentemente bajo de 5 ns.

A mediados de la década de 1960 apareció la integración a mediana escala (MSI, de *medium-scale integration*), con hasta 200 compuertas por pastilla; con ella se fabricaron circuitos como multivibradores (*flip-flops*) JK, contadores y registros de desplazamiento de 10 bits y ML/E (memorias de lectura y escritura) de 64 bits. MOS de canal P (PMOS, de *p-channel metal oxide semiconductor*), MOS complementario (CMOS, de *complementary MOS*), MOS de canal N (NMOS, de *n-channel MOS*) y silicio sobre zafiro (SOS, de *silicon on sapphire*) redondearon el arsenal tecnológico (del que sólo faltaba la lógica integrada en inyección —I<sup>2</sup>L, de *integrated injection logic*—, que llegó posteriormente) y prepararon el terreno para avances ulteriores espectaculares. A fines de esa década, el máximo avance en ese campo lo representaban los ML/E de 256 bits. En la actualidad la industria de los circuitos integrados puede jactarse de la producción de pastillas de 2  $\times$  3 mm, con dimensiones de 10  $\mu\text{m}$ , retrasos de propagación de 1 ns y densidades de 300 componentes por milímetro cuadrado.

La integración a gran escala (LSI, de *large-scale integration*) apareció en la década de 1970, cuando se fabricaron en grandes cantidades pastillas para calcu-

ladoras, memorias de 1 y 4 bits, y microprocesadores. Además, los elementos de la tecnología ya estaban virtualmente completos, debido a que los proveedores habían desarrollado todas las familias importantes que se usan en la actualidad: PMOS con compuertas de aluminio, NMOS con compuertas de silicio, CMOS, SOS, TTL Schottky, I<sup>2</sup>L y ECL. Al final de la década, pastillas hasta de 7 mm<sup>2</sup> contenían 2 400 componentes por milímetro cuadrado.

En la actualidad esa industria es capaz de producir, con dimensiones inferiores a los micrómetros, tiempos de propagación de menos de nanosegundos, disipaciones de compuerta de picowatts, y cientos de miles de componentes en una pastilla. El progreso efervescente y continuo es inevitable, debido a que ya existen mercados en los sectores militar, industrial y público, para circuitos incluso más complejos. Sin embargo, el avance hacia la integración a muy gran escala (VLSI, de *very large-scale integration*) plantea grandes exigencias al diseñador. La enorme complejidad de los nuevos circuitos requiere técnicas innovadoras de diseño lógico, configuración de pastillas, fabricación y pruebas.

##### Principales familias de circuitos integrados

La proliferación de variantes en el procesamiento, tipos de circuitos y acrónimos presenta un panorama confuso. Sin embargo, debe observarse que muchos de los desarrollos tecnológicos que se informan en las publicaciones especializadas nunca alcanzan la etapa de producción. Además, algunos de los mayores fabricantes de circuitos integrados producen sólo para su propio empleo cautivo, y sus diseños y procesos innovadores no se utilizan en el mercado comercial. De los productos que existen en el mercado, es necesario distinguir entre familias lógicas genéricas, modificaciones en una familia y variaciones de procesamiento. Por ejemplo, considérese la familia lógica TTL. Ésta existe en varias modificaciones, como TTL de baja potencia, TTL de alta velocidad, TTL Schottky, TTL Schottky de baja potencia y TTL endurecida por radiación. Algunas de estas modificaciones existen en diferentes opciones, como de colector abierto, de detención activa, y salidas de tres estados. Cualquiera de ellos puede fabricarse mediante varias técnicas: epitaxial ordinaria con subcolector enterrado, implantación de iones, óxido aislado, triple difusión, con contactos de metal refractario, etc. En este artículo se revisan brevemente las principales familias y se indican sus ventajas y desventajas relativas.

Los circuitos integrados pueden dividirse convenientemente en dos tipos: bipolares y MOS. Las familias bipolares incluyen los TTL, ECL e I<sup>2</sup>L. El análisis de las familias MOS se restringe a los PMOS, NMOS y CMOS. En términos generales, los circuitos bipolares tienen mayor disipación de potencia y mayor velocidad de conmutación.

**Familias bipolares.** Una de las primeras familias lógicas en el mercado fue la TTL, y durante mucho tiempo fue el caballo de batalla de la industria. Su fácil disponibilidad en un amplio intervalo de circuitos SSI y MSI la hizo la elección del diseñador. Evidentemente,

se considera una ventaja para cualquier familia ser compatible con la TTL; es decir, operar con una sola fuente de 5 V y a los mismos niveles lógicos. Modificaciones a la compuerta lógica fundamental han dado mayor flexibilidad adicional a la TTL, y el desarrollo de un Schottky de baja potencia la ha hecho viable como tecnología LSI.

La familia lógica de mayor rapidez es la ECL. Sus principales inconvenientes son: alta disipación de potencia, niveles lógicos inusuales y voltajes de suministro no usuales. Aun cuando podría parecer que su alta disipación de potencia restringe su empleo en LSI, existen a disposición en ML/E de 1 kbit de alta velocidad.

La lógica bipolar más reciente es la  $I^2L$ , y en varios sentidos es la de mayor interés. Su característica más sobresaliente es la capacidad de intercambiar de manera continua velocidad por potencia en un intervalo extremadamente grande, incluso en la misma pastilla. En un circuito de reloj, por ejemplo, sólo ciertas partes circuitales deben funcionar forzosamente a la frecuencia del oscilador; es posible diseñar el resto del circuito de modo que, una vez que esta frecuencia se ha reducido a escala, el consumo de potencia sea bajo, a fin de incrementar la duración de la batería. Otra característica distintiva es la capacidad de combinar funciones digitales y analógicas en la misma pastilla, lo que no es posible normalmente con otras familias, debido a los requisitos conflictivos en el proceso de fabricación. La principal desventaja de la  $I^2L$  es su baja velocidad en su forma más sencilla. Las modificaciones para incrementar la velocidad provocan costos de manufactura más altos; sin embargo, la  $I^2L$  se emplea en circuitos LSI, y ciertas ventajas en la configuración y diseño del circuito la hacen una opción natural para aplicaciones comerciales.

**Familia MOS.** Los circuitos MOS se producen desde mediados de la década de 1960. Los primeros circuitos LSI fueron pastillas para calculadoras en las que se empleaba un proceso de PMOS con compuertas metálicas. Aunque el rendimiento de los PMOS es intrínsecamente inferior al de los NMOS debido a que sus portadores mayoritarios (huecos) poseen menor movilidad, los PMOS se utilizaron inicialmente porque no era posible fabricar productos NMOS estables de alta calidad. Ésta se convirtió en la tecnología LSI más económica. Sin embargo, se considera obsoleta y no es un serio rival para los diseños VSLI.

En los circuitos LSI y en los primeros circuitos VSLI, la tecnología dominante es la NMOS. El diseño creativo de circuitos y el avance en las técnicas de fabricación han dado por resultado mejoras continuas en cuanto a velocidad, densidad y rentabilidad. Parece que la familia NMOS con carga de agotamiento y compuertas de silicio o siliciuro continuará siendo ampliamente usada en el futuro previsible.

La CMOS es la única familia MOS que existe en el mercado en una gran variedad de circuitos SSI y MSI. También se emplea en memorias y circuitos lógicos LSI, y parece bastante promisorio para la era VLSI. Una de sus ventajas es su extremadamente baja disipa-

ción de potencia en el modo auxiliar o de reserva. Esto ha propiciado su empleo en memorias no volátiles (con respaldo de baterías o incluso de capacitor) y en calculadoras con memoria. Otra de sus ventajas es su capacidad de operación en un amplio intervalo de voltajes de suministro, de 3 a 20 V. También presenta sobresaliente inmunidad al ruido. Su principal desventaja es su limitada excitación, comparada con la de los circuitos bipolares.

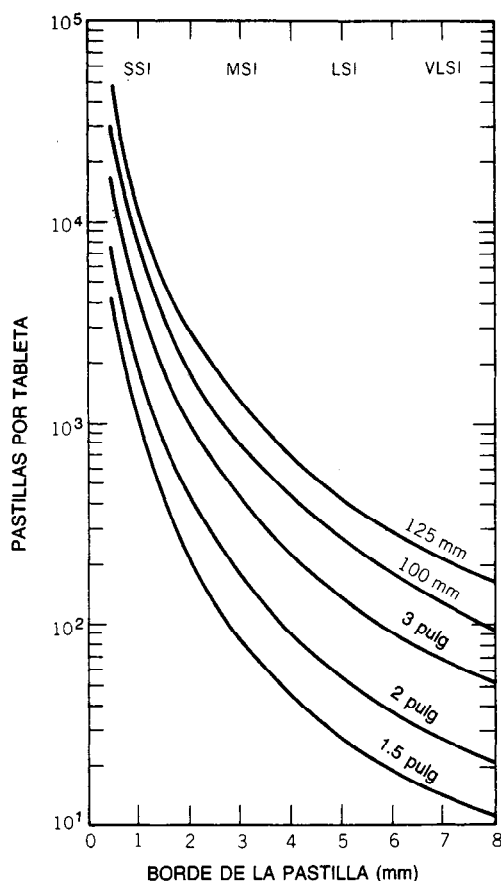
#### Consideraciones de costos

El costo de un circuito integrado es determinado por varios factores. Un producto de reciente introducción en el mercado es costoso, ya que su precio llega a ser tal vez hasta de más de \$100 (dólares EE.UU.). A medida que el fabricante desplaza hacia abajo la "curva de aprendizaje", y especialmente a medida que los competidores introducen sus versiones del mismo producto, los precios bajan drásticamente. El precio de los productos más antiguos continúa bajando a medida que se perfecciona ("madura") la tecnología del procesamiento. Es posible adquirir grandes cantidades de circuitos SSI por \$0.15 cada uno. El precio "asintótico" de cualquier circuito es afectado fuertemente por el costo del empaque (plástico contra hermético), el tamaño de la pastilla, el costo del procesamiento de una tableta, el rendimiento del proceso (porcentaje de pastillas aceptables en una tableta) y especificaciones de rendimiento, como velocidad y fiabilidad.

El costo del procesamiento de una tableta depende de la complejidad de la tecnología particular. Para un proceso maduro de bajo costo, como el de los PMOS, el costo de fabricación (materiales, mano de obra, costo del equipo y otros costos directos) puede ser muy bajo: hasta de \$30 por tableta. Para procesos avanzados en los que se requieren de 10 a 12 etapas de protección o estarcido, el costo se aproxima a los \$100. Las tabletas iniciales mismas cuestan de \$5 a \$15, dependiendo del tamaño y de especificaciones tales como textura, contenido de oxígeno y resistividad. Las tabletas de zafiro y de arseniuro de galio son mucho más costosas; este costo elevado ha sido un impedimento para su empleo en circuitos integrados comerciales.

El procesamiento de semiconductores es un proceso por lotes (o tandas) en el que se procesan hasta 50 tabletas a la vez. Mientras más alto sea el número de pastillas en una tableta, más bajo será el costo de manufactura por pastilla. En la figura 13-49 se muestra el número de pastillas en tabletas de diferentes diámetros. La figura pone bastante de manifiesto la razón por la cual los fabricantes tratan de acomodar los circuitos en áreas cada vez más pequeñas a fin de minimizar el "terreno" requerido.

Una vez completado el procesamiento de la tableta, cada pastilla se prueba sobre una base de continuar-no continuar antes de emprender cualquier otra etapa de manufactura. Éste es el primer momento en el que es posible realizar una prueba funcional; tal prueba elimina posteriores costos de procesamiento en las pastillas defectuosas. El rendimiento (número de unidades útiles obtenidas entre número de unidades con que se inicia el proceso) de la tableta depende del área de las



**Fig. 13-49.** Número de pastillas cuadradas completas en una tableta según el tamaño de la pastilla (dimensión lineal) para diferentes diámetros de tableta. SSI = integración a pequeña escala; MSI = integración a mediana escala; LSI = integración a gran escala; VLSI = integración a muy gran escala.

pastillas, la complejidad del procesamiento, las reglas de diseño y el grado de perfeccionamiento o madurez del proceso. Para nuevas pastillas VLSI, inicialmente este rendimiento puede ser una pequeña fracción del 1%, mientras que para los circuitos SSI tiende al 100%.

En la figura 13-50 se muestran rendimientos de tableta para diferentes tecnologías en función del tamaño de las pastillas.

A fin de ilustrar la forma en que estos factores afectan el costo, considérese el caso hipotético de un circuito CMOS con una pastilla que mide  $4 \times 4$  mm en una tableta de 100 mm. El costo de una pastilla aceptable  $C_C$ , es:

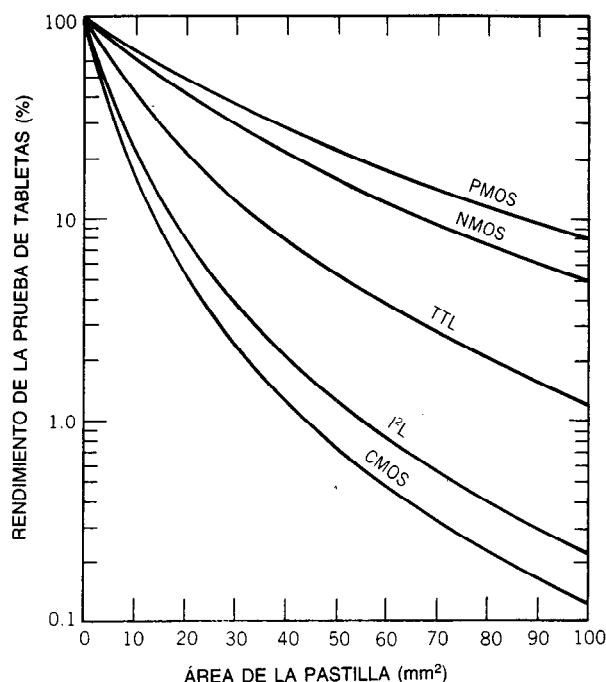
$$C_C = \frac{C_W}{nY_P} \quad (13-67)$$

donde  $C_W$  es el costo de manufactura de la tableta (se supone que es de \$60),  $n$  es el número de pastillas por tableta e  $Y_P$  es el rendimiento de la tableta. Mediante

el empleo de las figuras 13-49 y 13-50, se encuentra que  $C_C$  es \$1.79. El costo del empaque puede variar desde menos de \$0.10 para uno de plástico hasta más de \$1 para una unidad hermética. El costo final de la pieza  $C_P$ , es:

$$C_P = \frac{C_C + C_A}{Y_F} \quad (13-68)$$

donde  $C_A$  es el costo del montaje, incluyendo el corte, empaque y prueba final, e  $Y_F$  es el rendimiento de la prueba final. Si  $C_A$  es \$1.50 e  $Y_F$  es el 80%, entonces  $C_P$  es \$4.11. El precio de venta es  $C_P$  más los gastos generales y los costos indirectos, impuestos, recuperación de la inversión, etc. Las compañías mantienen modelos exactos para los costos, y con frecuencia trabajan el problema a la inversa. Empiezan con un precio competitivo en el mercado para un producto propuesto, determinan el máximo precio permisible para una pastilla y luego deciden desde el punto de vista de la ingeniería si el proyecto es factible para su proceso.



**Fig. 13-50.** Rendimiento de una prueba de tabletas en función del área de la pastilla para diferentes tecnologías. Los valores reales pueden variar de los que se muestran aquí, dependiendo del tiempo que la pieza haya estado en producción, número de máscaras utilizadas, cambios en las reglas del diseño, cambios en el procesamiento, etc. PMOS = semiconductor de metal y óxido de canal *p*; NMOS = MOS de canal *n*; TTL = lógica de transistor-transistor; I<sup>2</sup>L = lógica integrada de inyección; CMOS = MOS complementario.

#### 13.4.2 Fabricación de circuitos integrados<sup>3,4</sup>

##### Desarrollo de cristales

Casi todos los cristales de silicio para los circuitos integrados se desarrollan por el método de Czochralski, o de cristalización progresiva, que se muestra en la figura 13-51. Una carga de silicio policristalino se coloca en el crisol y se funde con RF o calentadores de resistencia. Se agrega una cantidad exacta de impurezas a fin de lograr la concentración deseada de éstas en el producto acabado. Se introduce un cristal germen o iniciador hasta humedecerlo con el silicio fundido, y después se retira lentamente. El silicio líquido se solidifica en el cristal germen para formar un monocristal continuo, de alta calidad. La rotación relativa del cristal germen y el crisol mantiene una distribución uniforme de impurezas en la colada, así como temperatura y condiciones de desarrollo uniformes. Mediante la cuidadosa programación de la temperatura y la velocidad de retiro se mantiene una buena uniformidad de la resistividad y el diámetro en todo el cristal, a pesar de la tendencia de las impurezas a segregarse durante el proceso de solidificación. De esta forma es posible obtener lingotes de alta calidad de 125 o 150 mm de diámetro y hasta 1 m de longitud. Los cristales se desarrollan (crecen) con el eje *y* sea en la dirección  $\langle 100 \rangle$  o en la dirección  $\langle 111 \rangle$ .

La orientación del crecimiento cristalino se verifica con la técnica de rayos X de Laue, y después se recortan las puntas y las colas. La superficie exterior se labra al diámetro requerido, y se esmerilan una o más caras para identificar la orientación y el tipo de resistividad. El lingote entonces puede ser rebanado en tabletas.

Algunas veces los monocristales se desarrollan mediante el proceso de zona flotante, en el que una zona fundida se desplaza lentamente a través del cristal, arrastrando las impurezas hacia un extremo. Esta técnica es especialmente útil en la elaboración de cristales de muy alta pureza. Cuando se combina con la impurificación por transmutación de neutrones<sup>5</sup>, es posible producir material de alta resistividad con impurificación sumamente uniforme para aplicaciones de alto voltaje.

##### Elaboración de las tabletas

Los lingotes se cortan en tabletas con el filo interno de una hoja dentada en forma de disco con filos de diamante. A continuación las tabletas se esmerilan, graban y pulen. Una cara es pulida hasta darle un acabado de espejo, mientras que la otra se hace áspera a fin de que actúe como sumidero para los precipitados y las imperfecciones del cristal. El borde puede redondearse a fin de minimizar la astilladura y facilitar su manejo en el equipo de procesamiento automático.

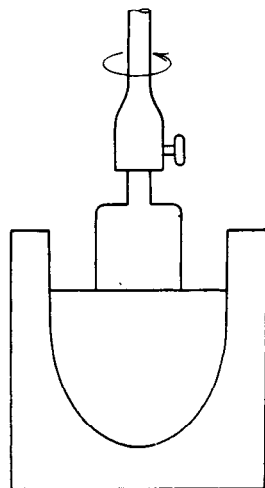


Fig. 13-51. Método de Czochralski o de cristalización progresiva para el desarrollo de monocristales de silicio.

### Oxidación

El silicio se oxida a altas temperaturas, produciendo una capa de óxido con excelentes propiedades mecánicas y eléctricas. El óxido se emplea como capa de pasivación para proteger la superficie del silicio de la contaminación, como dieléctrico para los capacitores y las compuertas MOS, como capa de aislamiento, como protección para la difusión y la implantación de iones y como aislamiento entre elementos activos. Los grosores varían desde algunas decenas de nanómetros para los óxidos de compuertas hasta 1  $\mu\text{m}$  para óxidos de campos de MOS y circuitos bipolares.

En condiciones atmosféricas normales, una superficie de silicio recientemente cortada adquirirá con rapidez una capa muy delgada de óxido. Sin embargo, el crecimiento suele verificarse a elevadas temperaturas, a fin de obtener grosores de utilidad. La oxidación ocurre en la interficie del óxido y la superficie del silicio. Cuando la capa de óxido es delgada, la velocidad de oxidación es limitada por la velocidad de reacción en la interficie, y el grosor del óxido es proporcional al tiempo de permanencia en el horno de oxidación. Para óxidos gruesos, la velocidad es limitada por la difusión del oxígeno a través de la capa de óxido, y avanza con la raíz cuadrada del tiempo. En las figuras 13-52 y 13-53 se resume el crecimiento del óxido.

El dióxido de silicio se impurifica a menudo con fósforo o boro a fin de que sirva como colector de impurezas o como fuente de impurezas durante la difusión. También se ha encontrado que la introducción de cloro mejora la calidad de la capa de óxido y reduce la ocurrencia de dislocaciones del silicio. Recientemente se ha determinado que el crecimiento de óxido a gran presión presenta varios beneficios, de los cuales el más importante es que se reduce en gran medida el tiempo de oxidación.

A las tabletas completamente procesadas se les aplica una capa protectora de vidrio mediante deposición química de vapor (CVD, de *chemical vapor deposition*)

o bombardeo iónico reactivo. Esta aplicación final debe hacerse a temperaturas inferiores a la del punto de fusión o del punto eutéctico de cualesquiera materiales utilizados en el procesamiento. El vidrio sirve para proteger la superficie durante el manejo, corte, etcétera.

### Epitaxia

Éste es un método de crecimiento de cristales en el que los átomos se depositan sobre un sustrato de tal modo que forman un monocristal continuo. La estructura cristalina es determinada por el sustrato, pero la concentración de impurezas se controla de forma independiente e incluso es posible cambiarla de un tipo a otro en la capa. El método epitaxial planar se emplea de manera casi universal a principios de la década de 1960 y aún sigue siendo común entre una amplia variedad de familias, tanto bipolares como MOS.

El crecimiento epitaxial se realiza en un recipiente denominado reactor. Las tabletas de silicio se colocan sobre un bloque de grafito, denominado suscepto, que se calienta hasta unos 1 200 °C. Las tabletas se graban inicialmente con vapor de agua o cloruro de hidrógeno anhidro a fin de eliminar todo el material dañado. Es posible utilizar varias reacciones químicas para formar la fuente de átomos de silicio libres; la reducción del hidrógeno del tetracloruro de silicio es el método más común. Es necesario controlar con cuidado las condiciones del crecimiento, como implica la figura 13-54.

En una operación típica, las tabletas se colocan en el reactor y se aplica un chorro de nitrógeno al sistema. Después se hace pasar un flujo de hidrógeno con gasto de 30 l/min. La temperatura se ajusta a 1 200 °C y las tabletas se graban durante varios minutos en HCl en una proporción de 1:100. El depósito empieza con la introducción de  $\text{SiCl}_4$  en una proporción de 1:800, con una pequeña cantidad de fosfamina ( $\text{PH}_3$ ), diborano ( $\text{B}_2\text{H}_6$ ) o de un compuesto de arsénico a fin de determinar la concentración de impurezas. La película se deja crecer durante algunos minutos, típicamente hasta grosores de 1 a 10  $\mu\text{m}$ .

La epitaxia en fase de vapor también se emplea para desarrollar capas de silicio sobre sustratos de zafiro, y la epitaxia en fase líquida (LPE, de *liquid phase epitaxy*) suele emplearse en la tecnología del arseniuro de galio.

### Difusión e implantación de iones

La difusión es un proceso en el que el movimiento térmico aleatorio da por resultado un transporte de material desde una región de alta concentración hasta una de baja concentración. En un cristal de silicio, la difusión de átomos extraños puede ocurrir por varios mecanismos: difusión intersticial, difusión sustitucional, difusión mejorada por campo o difusión estructuralmente mejorada.

Cualquiera que sea el mecanismo, el proceso puede describirse fenomenológicamente por medio de la primera ley de difusión de Fick:

$$\vec{f} = -D\nabla n \quad (13-69)$$



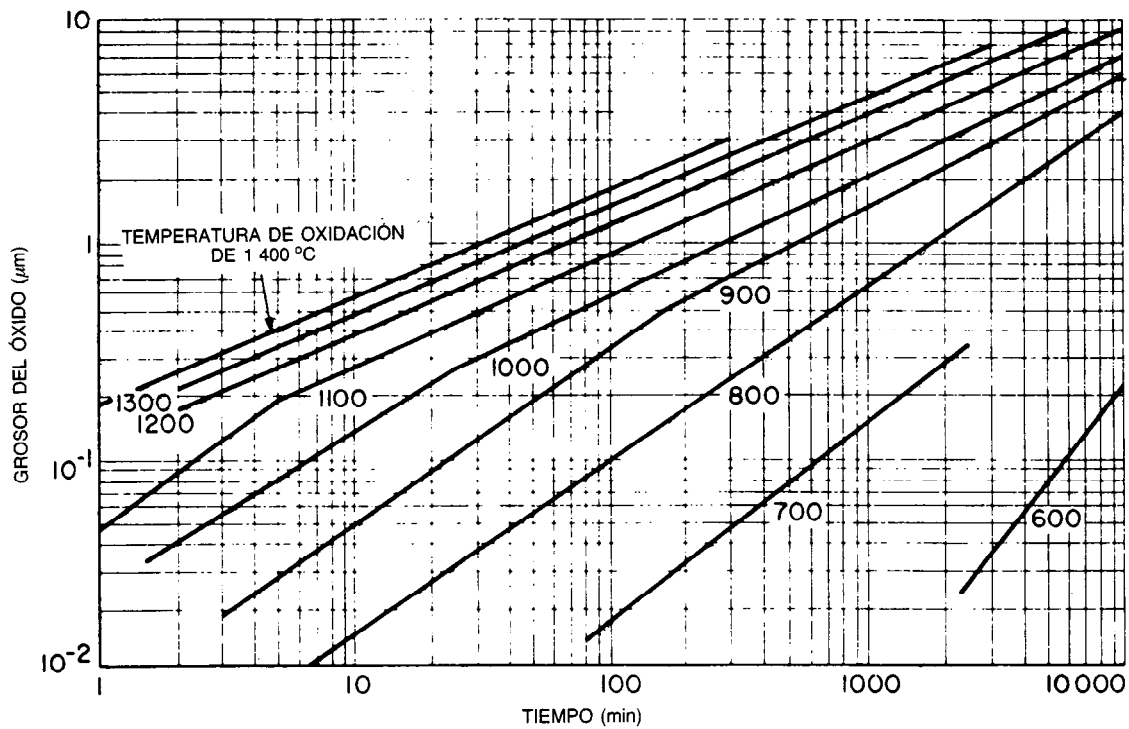


Fig. 13-52. Crecimiento de óxido en vapor atmosférico. (Cortesía de Integrated Circuit Engineering Corp.)

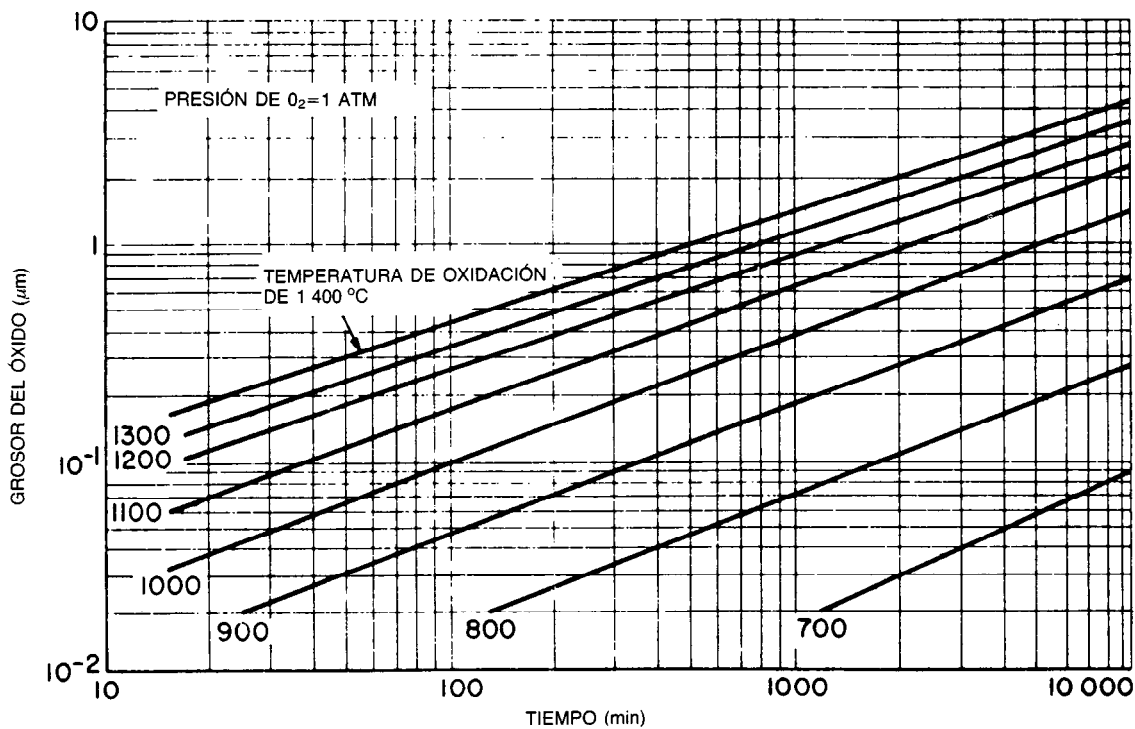


Fig. 13-53. Crecimiento de óxido en oxígeno seco. (Cortesía de Integrated Circuit Engineering Corp.)

donde  $\bar{f}$  = flujo de partículas por unidad de área por unidad de tiempo

$n$  = concentración de partículas

$D$  = coeficiente de difusión, con unidades de longitud al cuadrado por unidad de tiempo

$D$  depende de las especies en difusión y de la malla cristalina huésped. Las impurezas como el oro, que se difunden mediante un mecanismo intersticial, tienen un coeficiente de difusión mucho mayor que las que se difunden por un mecanismo de sustitución.  $D$  es muy sensible a la temperatura, y suele suponerse una dependencia respecto a la temperatura de la siguiente forma:

$$D = D_0 e^{-E_A/kT} \quad (13-70)$$

donde  $D_0$  = constante

$E_A$  = energía de activación que caracteriza el proceso

$k$  = constante de Boltzmann

$T$  = temperatura absoluta

Suponiendo que la ecuación describe con precisión el proceso, una gráfica semilogarítmica de  $D$  en función de  $1/kT$  dará por resultado una línea recta. En las figuras 13-55 y 13-56 se muestran valores de  $D$  determinados experimentalmente.

Si se aplica la ecuación de continuidad a la ecuación 13-69 el resultado es:

$$\nabla \cdot \bar{f} = \frac{\partial n}{\partial t} = -\nabla \cdot D \nabla n \quad (13-71)$$

Si  $D$  no depende de la posición (lo que implica que  $D$  también es independiente de la concentración), el resultado es la segunda ley de Fick:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D \nabla^2 n \quad (13-72)$$

La difusión se realiza a temperaturas elevadas (de 900 a 1 200 °C) y se comporta conforme a la ecuación 13-72.

Después se reduce la temperatura y las impurezas se “congelan”, ya que  $D$  es extremadamente baja a temperaturas ordinarias.

La difusión suele efectuarse en un proceso de dos etapas. En la etapa predeposición la concentración de impurezas en la superficie de la tableta se mantiene constante, mientras las impurezas se difunden en la tableta. En este caso la solución de la ecuación 13-72 es:

$$n = n_0 \operatorname{erfc}(x / 2 \sqrt{Dt}) \quad (13-73)$$

donde  $n_0$  es la concentración en la superficie y  $\operatorname{erfc}$  es la función error complementaria, definida como:

$$\operatorname{erfc}(\mu) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\mu e^{-\alpha^2} d\alpha \quad (13-74)$$

La etapa de predeposición introduce una cantidad total de impureza por unidad de área:

$$Q = 2n_0 \sqrt{\frac{Dt}{\pi}} \quad (13-75)$$

en una capa superficial delgada. Durante la etapa de conducción el contenido total de impurezas se mantiene constante en este valor, pero se permite que éstas se difundan todavía más adentro de la tableta. Durante esta etapa, la solución de la ecuación 13-72 está dada por:

$$n = \frac{Q}{\sqrt{\pi Dt}} e^{-x^2/4Dt} \quad (13-76)$$

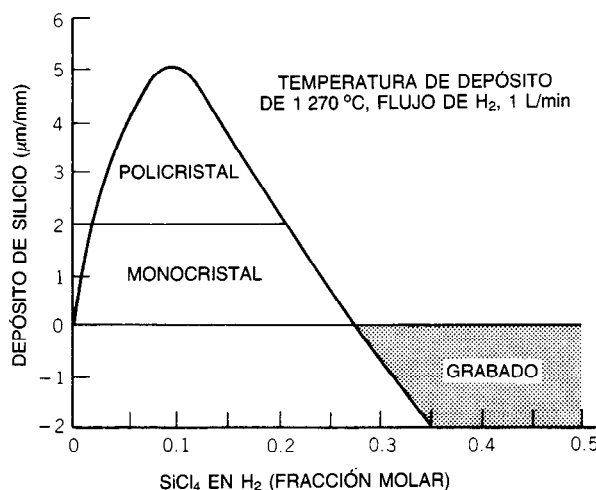
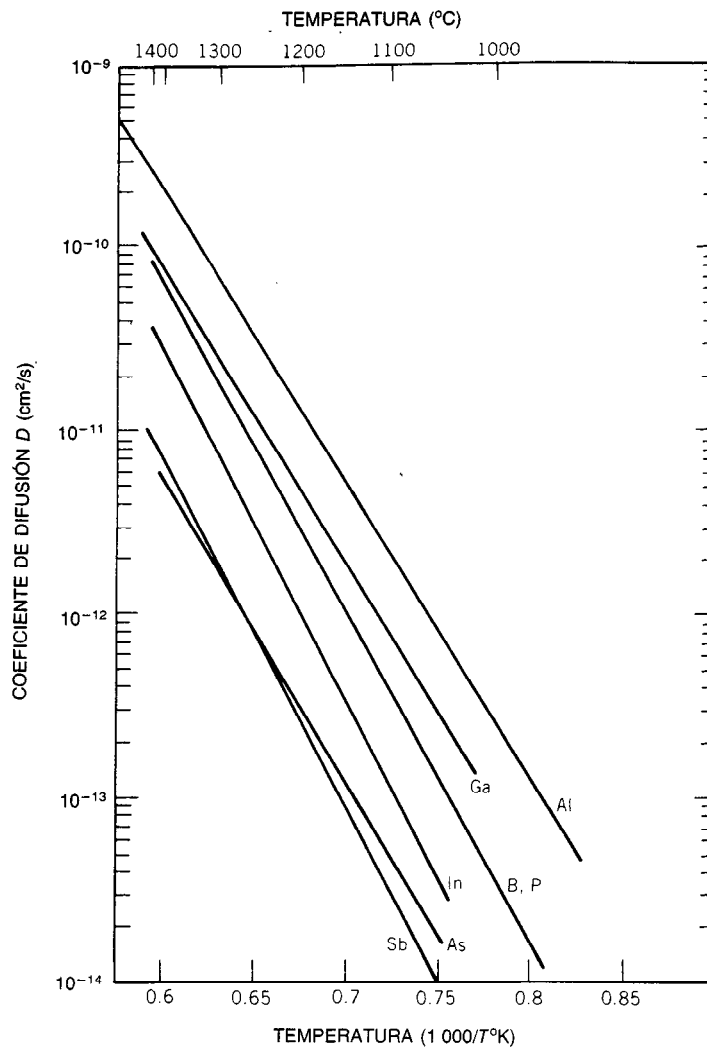


Fig. 13-54. Velocidad de depósito en epitaxia de silicio como función del contenido de cloro. (De Sorab K. Ghandi, *The Theory and Practice of Microelectronics*, Wiley, Nueva York.)



**Fig. 13-55.** Coeficientes de difusión para impurezas tipos *n* y *p* de uso común de silicio. (De Sorab K. Gandhi, *The Theory and Practice of Microelectronics*, Wiley, Nueva York.)

Aquí,  $t$  y  $D$  son el tiempo y el coeficiente de difusión durante la etapa de conducción. Si la tableta se expone a ciclos posteriores de calentamiento, la cantidad idónea para emplear en la ecuación 13-76 es:

$$Dt = D_1t_1 + D_2t_2 + D_3t_3 + \dots \quad (13-77)$$

donde  $D_1t_1$  son los valores durante la conducción y  $D_2t_2, D_3t_3, \dots$ , los valores durante cualesquiera tratamientos térmicos posteriores.

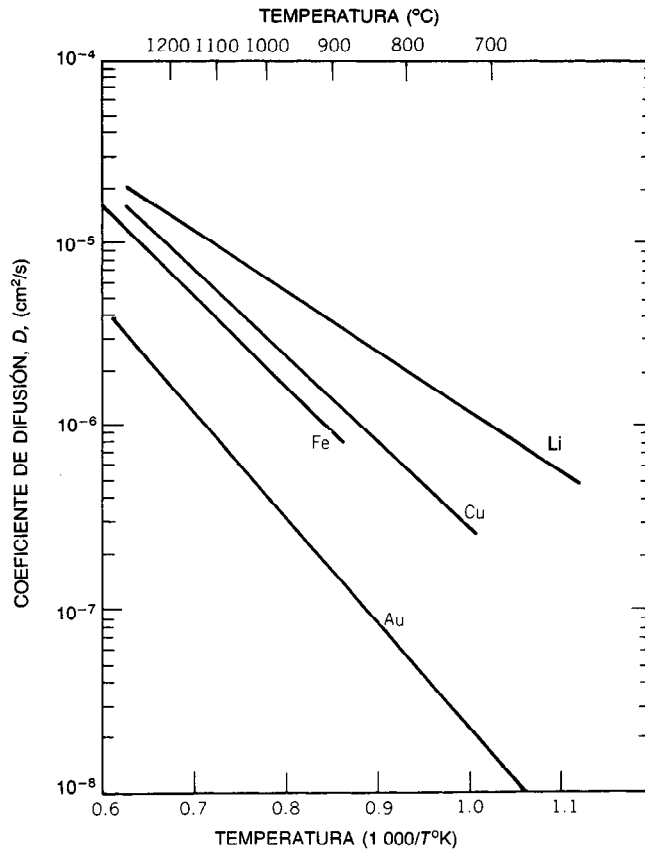
Un segundo método general para impurificar los semiconductores es la implantación de iones<sup>6</sup>. Este método, introducido en la década de 1960, se emplea cada vez más como forma de obtener un control más preciso sobre la concentración y distribución de impurezas. En el proceso de implantación de iones se genera y acelera mediante alto voltaje un haz de iones de la especie

deseada. Se hace incidir este haz contra la superficie de la tableta, y los iones se introducen en la red cristalina hasta una profundidad de 1  $\mu\text{m}$ . En la figura 13-57 se presenta el proceso.

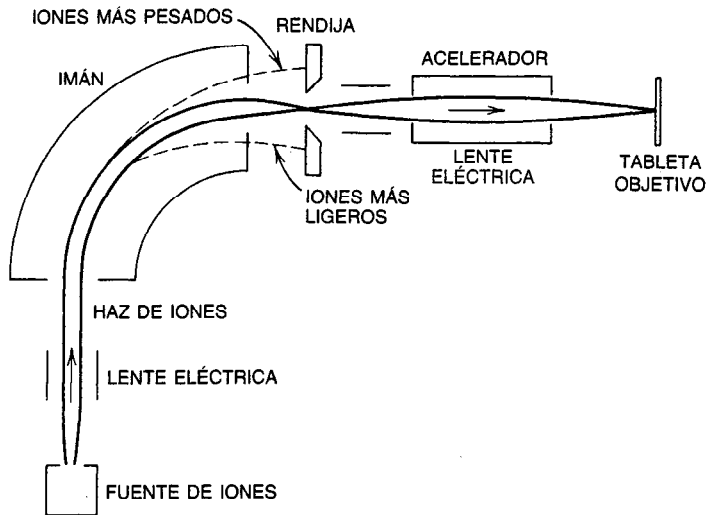
La profundidad promedio de penetración depende del voltaje de aceleración y del tipo de iones empleado. La media y la desviación estándar de la distribución se ilustran en la tabla 13-1.

La implantación de iones suele requerir una etapa de recocido a fin de:

1. Recocer cualquier daño cristalino provocado por el haz de alta energía.
2. Hacer eléctricamente activos los iones implantados.
3. Redistribuir (por difusión) las impurezas implantadas.



**Fig. 13-56.** Coeficientes de difusión para difusores intersticiales en silicio. Debido a los diferentes mecanismos de difusión de estas impurezas,  $D$  es varios órdenes de magnitud mayor que los valores de la figura 13-55. (De Sorab K. Ghandi, *The Theory and Practice of Microelectronics*, Wiley, Nueva York.)



**Fig. 13-57.** Sistema de implantación de iones. El imán actúa como un espectrómetro de masas a fin de eliminar las impurezas del haz, que se concentra y acelera a alto voltaje antes de chocar con la tableta de silicio.

**Tabla 13-1. Media y desviación estándar de penetración de los iones implantados en una tableta de silicio**

Energía (kV)	Boro		Fósforo	
	Intervalo medio (μm)	Desviación estándar (μm)	Intervalo medio (μm)	Desviación estándar (μm)
20	0.071	0.026	0.026	0.009
40	0.14	0.043	0.049	0.016
60	0.21	0.056	0.073	0.023
80	0.27	0.065	0.098	0.029
100	0.33	0.073	0.12	0.035
120	0.38	0.079	0.15	0.046
140	0.43	0.086	0.17	0.046
160	0.47	0.091	0.20	0.051
180	0.52	0.096	0.23	0.056
200	0.56	0.10	0.25	0.063

Fuente. Gibbons<sup>7</sup>.

Dependiendo de la energía del haz, podría bastar un recocido de 30 min a 500 °C para dosis menores de 10<sup>12</sup>/cm<sup>2</sup>. Para dosis mayores de 10<sup>14</sup>/cm<sup>2</sup> podrían requerirse temperaturas hasta de 1 100 °C.

#### Fotolitografía

Los circuitos integrados pueden fabricarse a bajo costo debido a que se producen en masa mediante un proceso parecido al que se utiliza en la industria de la impresión, en el que es posible emplear una sola matriz (master) para hacer un número ilimitado de copias. Es posible utilizar de 4 a 12 estarcidos o fotomáscaras (o protecciones) para definir los patrones geométricos para cada etapa del proceso de fabricación. El número de estarcidos necesario es una medida de la complejidad del procesamiento, el costo de manufactura de la tableta y el rendimiento. En la tabla 13-2 se enumera la cantidad necesaria de protecciones para diferentes tecnologías de procesamiento.

Cada estarcido requiere un trabajo gráfico inicial basado en la configuración real de la pastilla. En el caso de los circuitos SSI esto se hacía mediante técnicas manuales de dibujo, en las que bastaban precisiones de 1 mm sobre configuraciones de 200X a 1 000X. Para los circuitos MSI se requieren mesas de dibujo controladas por computadora, a fin de controlar tolerancias originales hasta menos de 25 μm. La reducción inicial es a un tamaño de 10X o 20X, y después una reducción final y una operación escalonada y repetida reproducen la imagen hasta cubrir toda la tableta. En la técnica común se emplea un haz de luz controlado por computadora para exponer una retícula 10X, que a su vez es reducida y escalonada. Todo el conjunto de protecciones terminadas deben cumplir unas tolerancias críticas y un registro exacto en toda la tableta.

En técnicas más recientes se emplean protecciones generadas con haz de electrones, exposición a un haz de electrones del material fotosensible sobre la tableta misma, fotomáscaras para su empleo con sistemas de exposición a rayos X, y escalonamiento y repetición directos sobre la tableta.

Las máscaras de trabajo constan de una capa de emulsión, cromo u óxido de hierro sobre una plancha de vidrio. Las máscaras de emulsión son las menos costosas, pero se emplean para sólo 20 exposiciones antes de ser descartadas. La vida útil de las protecciones duras es de 50 exposiciones o más, dependiendo de si se utiliza el método de impresión por contacto, proximidad o proyección. Sin embargo, las máscaras deben limpiarse e inspeccionarse de manera regular para obtener los mejores resultados.

La continua reducción del mínimo tamaño característico en las fotomáscaras ha sido uno de los factores importantes en el aumento de la complejidad de los circuitos integrados. Las reglas de los primeros diseños pedían anchos y separaciones mínimas de 25 a 30 μm, lo que se ha reducido a entre 2 y 5 μm en las líneas de producción actuales mediante el empleo de mejores máscaras, materiales fotosensibles mejorados, mejores métodos de grabado, y longitudes de onda más cortas en los alineadores de los recubrimientos. Para reducir aún más esto por debajo de 1 μm se requiere fotolitografía con haz de electrones y de rayos X. En la figura 13-58 se muestran las tendencias en el mínimo tamaño característico.

#### Fabricación de circuitos bipolares

La fabricación de un circuito integrado bipolar típico empieza con una tableta tipo *p* orientada en la dirección <111>, impurificada con boro, con resistividad de entre 5 y 20Ω-cm. La primera etapa es la oxidación

**Tabla 13-2. Número de máscaras (incluyendo la protección contra rayaduras) requeridas para diferentes tecnologías**

Tecnología	Máscaras
PMOS (semiconductor de metal y óxido de canal <i>p</i> ), compuerta de aluminio	5
NMOS (MOS de canal <i>n</i> ), compuerta de aluminio cargas de agotamiento	7
CMOS (MOS complementario)	7
SOS (silicio sobre zafiro), compuerta de silicio implantación iónica	7-9
TTL (lógica transistor-transistor), ordinario	7
TTL de Schottky	8-9
I <sup>2</sup> L (lógica integrada de inyección)	5-10
ECL (lógica acoplada por emisor)	7-8
Lineal bipolar	7

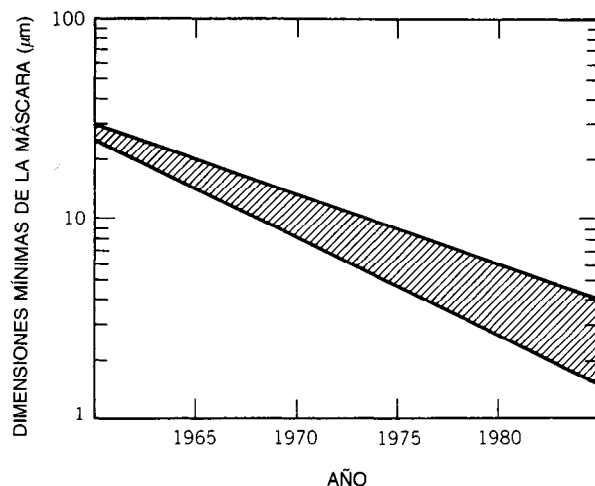


Fig. 13-58. Tendencias en las dimensiones mínimas de máscara para circuitos integrados en producción de gran volumen.

térmica a un grosor nominal de  $1\text{ }\mu\text{m}$ . Este óxido servirá como una máscara de difusión para la primera difusión, que es un subcolector enterrado tipo  $n$ . Para definir las áreas en las que se realizará la difusión, se efectúa una serie fotolitográfica ordinaria.

Una vez que se han limpiado y secado concienzudamente, las tabletas se recubren con una capa delgada de material fotosensible denominado fotoendurecible. La capa se seca, y cada tableta se expone a luz ultravioleta a través de una máscara que define la región en la que habrán de localizarse los colectores de los transistores. Si se emplea un material fotoendurecible "negativo", estas regiones en la máscara serán opacas. La luz ultravioleta polimeriza dicho material en las zonas en las que la máscara está despejada. A continuación se revela la capa fotosensible; las áreas no expuestas se lavan y así se obtiene la exposición del dióxido de silicio subyacente. Después de una cocción para el endurecimiento, las tabletas se sumergen en una solución de ácido fluorhídrico. El óxido se elimina por completo en todas las zonas no protegidas por el material fotoendurecible que queda, y una vez que se ha terminado esta etapa, las tabletas se limpian con sumo cuidado para eliminar todos los vestigios de aquel material. En esta etapa las tabletas tienen una gruesa capa de óxido por todas partes, excepto en las áreas por difundir, y ya se encuentran listas para la difusión del subcolector enterrado.

El objetivo del subcolector enterrado es reducir la resistencia de saturación del colector al proporcionar una trayectoria de baja resistencia para la corriente del colector, y también reducir la ganancia del transistor parásito  $pnp$  formado por la difusión en sustrato, capa epitaxial y base. La difusión se realiza mediante un compuesto de arsénico, por ejemplo, trióxido de arsénico, a  $1\text{ }200\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante 15 h. Esto produce una profundidad de difusión de  $5\text{ }\mu\text{m}$  con una resistencia laminar de 10 a  $20\text{ }\Omega/\text{cuad}$ . En la figura 13-59 se muestra la serie de etapas.

A continuación, las tabletas se recubren por completo de óxido y se hace crecer una capa epitaxial de 4 a  $10\text{ }\mu\text{m}$  de grosor impurificada con fósforo, con resistividad de 0.1 a  $0.5\text{ }\Omega\text{-cm}$ . Esta capa habrá de servir como material del colector volumétrico. El nivel de impurificación se elige basándose en consideraciones sobre voltaje disruptivo del colector, capacitancia y resistencia del colector, grosor de la capa de agotamiento y requisitos relacionados con las etapas posteriores de procesamiento.

De nuevo se hace crecer una capa de óxido para que proteja la superficie y que actúe como máscara de difusión para la difusión del aislamiento. Esta difusión es tipo  $p$  profunda, y separa los transistores cuyos colectores deben estar aislados eléctricamente uno de otro. Después de otra operación fotolitográfica, se realiza una difusión de boro a  $1\text{ }200\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante tres horas. Esto es suficiente para convertir la capa epitaxial en las regiones de aislamiento al tipo  $p$  por todo el sustrato. De nuevo, durante la fase de conducción se hace crecer una capa de óxido a fin de proteger la superficie y que actúe como máscara de difusión para la siguiente etapa.

El tercer nivel de máscara define una difusión tipo  $p$  que forma las regiones de la base dentro de las regiones tipo  $n$  del colector, así como las resistencias. Se difunde boro a  $1\text{ }100\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante unas 2 h, con lo que se produce una profundidad de unión de 1 a  $3\text{ }\mu\text{m}$  y una resistencia laminar de 100 a  $300\text{ }\Omega/\text{cuad}$ .

La difusión final es una difusión de fósforo para formar los emisores, regiones de contacto del colector, resistencias de bajo valor, y subcrucos. Es necesario controlar con mucho cuidado la profundidad, ya que determina el ancho de la base de los transistores, con efectos acompañantes sobre la ganancia del transistor y la respuesta transitoria. La difusión del emisor debe estar fuertemente impurificada a fin de compensar el nivel de impurificación de la difusión de la base, proporcionar alta eficacia de inyección en el emisor y per-

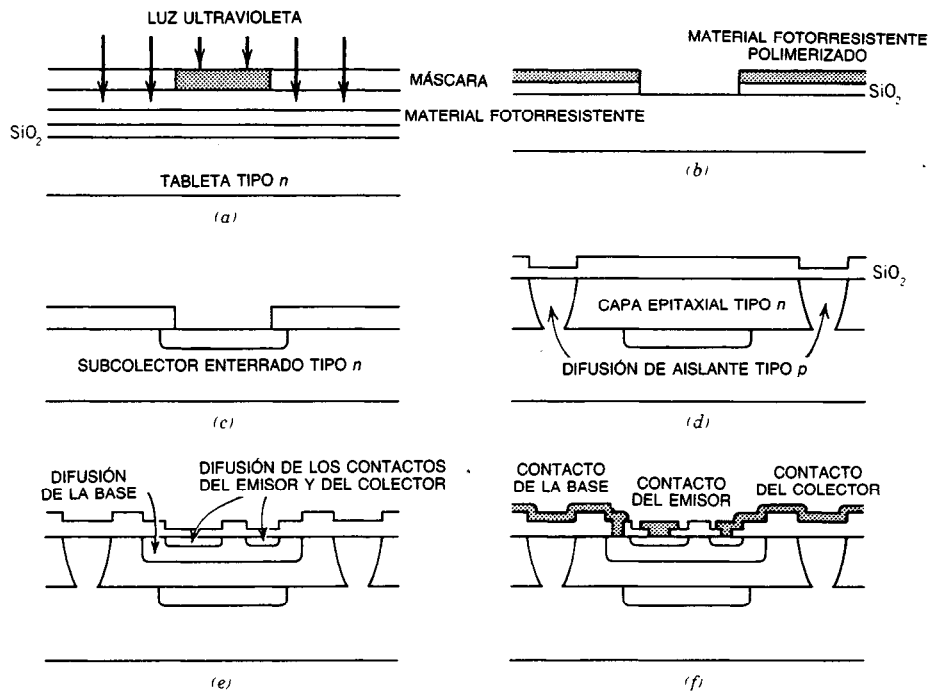


Fig. 13-59. Etapas del procesamiento bipolar: a) una fotomáscara designa las áreas que serán expuestas a la luz ultravioleta; b) el material fotosensible polimerizado protege el dióxido de silicio durante la etapa de grabado del óxido; c) el subcolector enterrado se difunde a través de la máscara de óxido; d) tras haberse desarrollado la capa epitaxial, se verifica una difusión de aislamiento; e) la tableta después de las difusiones de la base y el emisor; f) a través del óxido se cortan ventanas de contacto, y el metal se deposita y se conforma.

mitir un contacto óhmico con la región del colector mediante la metalización del aluminio. La difusión del emisor es una difusión de fósforo a  $1\,050\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante 30 minutos para producir una resistencia laminar de 10 a  $30\ \Omega/\text{cuad}$  y una profundidad de unión una fracción de un micrón menor que la profundidad de la unión de la base.

En esta etapa, la tableta contiene todas las difusiones que definen a los transistores, diodos y resistores, protegidas por óxido de espesor variable en las diferentes regiones. Con algunas excepciones, los pasos restantes son los mismos para todos los circuitos integrados.

La quinta máscara designa los lugares en los que se efectuarán los contactos eléctricos con el silicio subyacente. El procedimiento es exactamente el mismo que se ha venido empleando hasta ahora, excepto por el hecho de que el proceso se termina cuando se graba el óxido.

La siguiente operación está constituida por el depósito al vacío de aluminio sobre toda la tableta hasta un grosor de  $1\ \mu\text{m}$ . Se deposita plantillado el metal con la sexta máscara y se graba el aluminio. Se continúa con un recocido de  $450$  a  $500\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante varios minutos a fin de eliminar la delgada capa de óxido que inevitablemente se forma en la interficie, y para formar un buen contacto de baja resistencia con el silicio subyacente.

Por último, se deposita una capa gruesa de dióxido de silicio mediante CVD o bombardeo iónico a fin de proteger la superficie de la tableta durante su manejo y las operaciones de ensamblado.

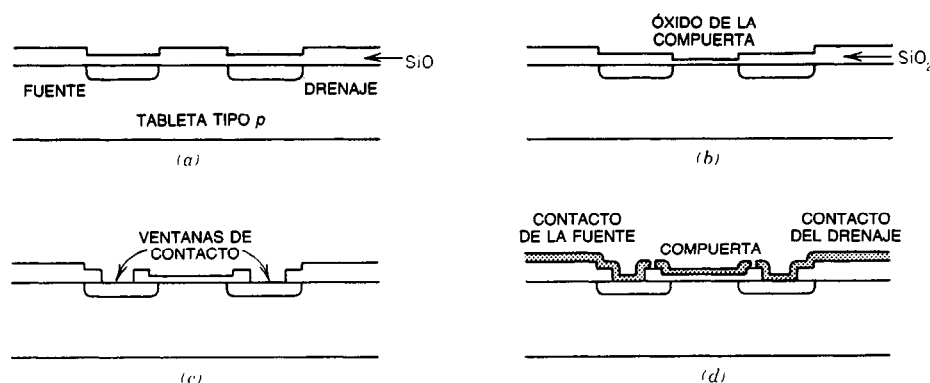
La séptima y última máscara se emplea para eliminar el vidrio depositado sobre las almohadillas de empalme y de prueba. Esto completa el procesamiento de la tableta, que en este momento ya está lista para ser sometida a pruebas y, en su caso, al encapsulado.

#### Procesamiento de los circuitos MOS

El procedimiento de fabricación más sencillo es para la familia MOS de compuertas de aluminio de un solo canal. La primera y menos costosa familia fue la de los PMOS, pero ya es obsoleta y los pasos de procesamiento se ilustrarán para los NMOS de compuertas de aluminio y para los CMOS de compuertas de silicio con implantación de iones.

La sucesión de pasos para el proceso NMOS se muestra en la figura 13-60. La tableta en bruto está orientada en la dirección  $\langle 100 \rangle$  o la  $\langle 111 \rangle$  y es tipo  $p$ , impurificada entre  $5$  y  $10\ \Omega\text{-cm}$ . El paso inicial es el desarrollo de óxido de campo de  $1\ \mu\text{m}$  de espesor. A esto sigue la primera operación de enmascaramiento a fin de definir fuentes, drenajes y subcruces. Esta difusión no es crítica y no se requiere un control preciso.

La segunda máscara se emplea para eliminar el óxido en las regiones en las que habrán de formarse las



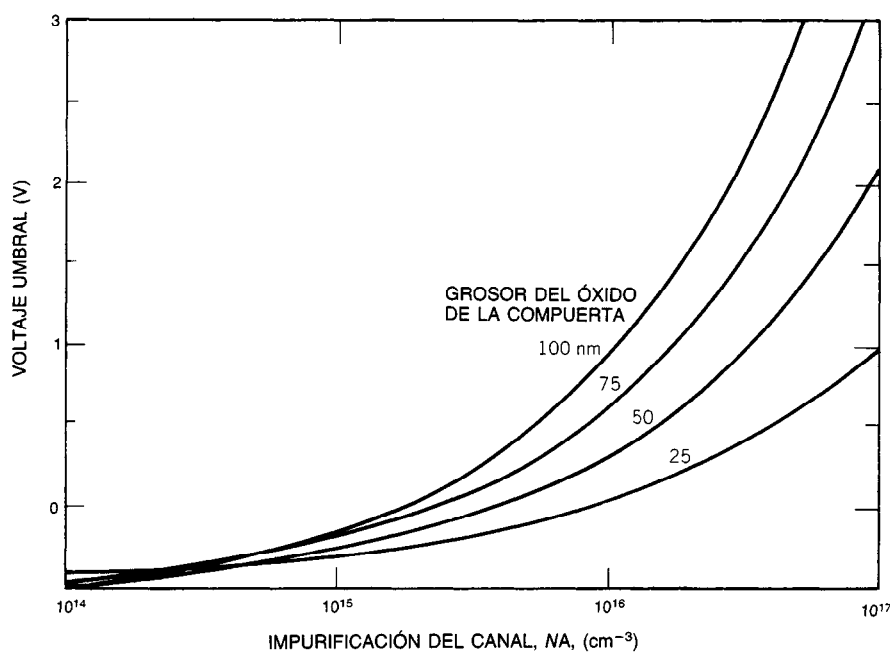
**Fig. 13-60.** Etapas del procesamiento de un NMOS (semiconductor de metal y óxido de canal  $n$ ) con compuertas de aluminio: *a*) después de que se han grabado las ventanas en el óxido de campo, se difunden fuentes y drenajes tipo  $n$ ; *b*) el óxido se graba en donde habrán de colocarse las compuertas, y se hace crecer un óxido delgado para compuerta; *c*) se graban ventanas de contacto; *d*) el metal se deposita y se conforma.

compuertas. Este paso requiere una alineación precisa de la máscara, ya que la compuerta debe superponerse ligeramente a la fuente y al drenaje a fin de asegurar que el canal conducirá cuando sea necesario; cualquier superposición excesiva incrementará la capacitancia de la compuerta a la fuente y al drenaje y reducirá la velocidad.

El desarrollo del óxido en la compuerta también es un paso crítico, ya que el óxido debe ser delgado (de 25 a 100 nm), pero sin perforaciones y libre de contaminantes que pudieran provocar deriva en el voltaje

umbral. De otra forma, dicho voltaje depende esencialmente de la concentración de impurezas del sustrato y del grosor del óxido, como se muestra en la figura 13-61 para un transistor de canal  $n$  y en la figura 13-62 para un dispositivo PMOS.

Las máscaras tercera y cuarta definen los cortes de los contactos (o grabado preóhmico) y los patrones de metalización, respectivamente. En este caso, los electrodos de compuerta y las interconexiones son de aluminio, en contraste con lo que ocurre en el proceso de compuertas de silicio (que se analizará más adelan-



**Fig. 13-61.** Voltaje umbral para un transistor NMOS (semiconductor de metal y óxido de canal  $n$ ). Se supone que la densidad de carga en la interficie es de  $5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-2}$ .



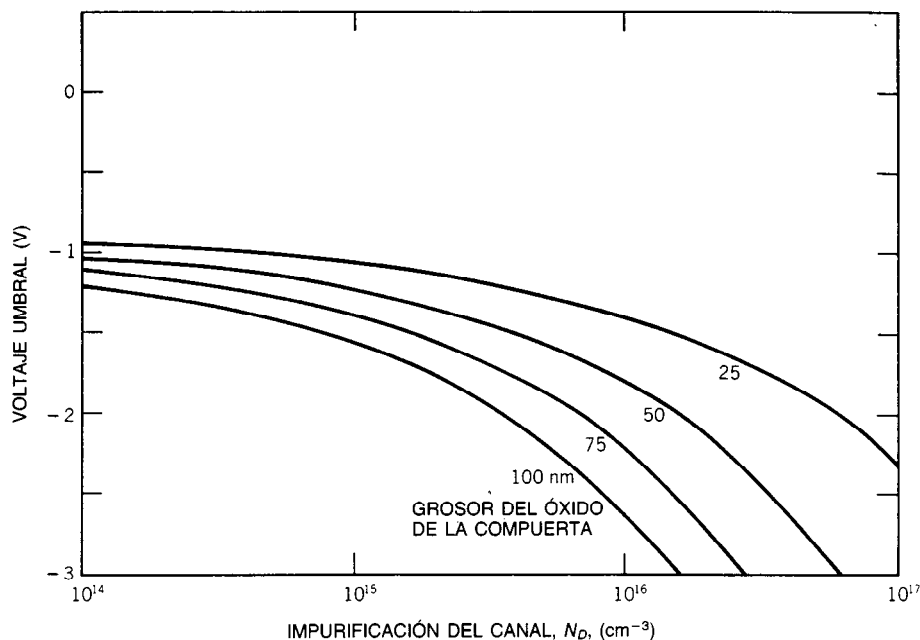


Fig. 13-62. Voltaje umbral para un transistor PMOS (semiconductor de metal y óxido de canal  $p$ ). Se supone que la densidad de carga en la interficie es de  $5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-2}$ .

te). Por último se aplica la capa de protección de rayaduras, y la quinta máscara se emplea para exponer las almohadillas de empalme.

La sencillez de este proceso —sin capa epitaxial, con una sola difusión no crítica y sólo cinco máscaras— lo hace el menos costoso. A pesar de la menor velocidad de los NMOS, la sencillez de conformación de su compuerta y su baja disipación de potencia lo hicieron alguna vez el único candidato para la LSI. En la actualidad los NMOS son capaces de un rendimiento mucho mayor, a expensas de un procesamiento más complejo (hasta 12 máscaras); a pesar de la creciente competencia de los circuitos de las familias de lógica bipolar, sigue siendo el proceso LSI dominante.

Los beneficios de implementar compuertas lógicas a partir de transistores MOS complementarios fueron identificados de inmediato, y las dificultades prácticas para la construcción de dispositivos tanto de canal  $n$  como de canal  $p$  en la misma pastilla fueron superadas rápidamente. Aquí sólo se describirá una de las muchas variaciones posibles para construir una lógica CMOS: el proceso de la compuerta de silicio con implantación de iones.

La tableta de inicio es tipo  $n$  con orientación  $\langle 100 \rangle$  y resistividad de 2 a  $10 \Omega\text{-cm}$ . Después de un crecimiento inicial de óxido de  $1 \mu\text{m}$ , la primera máscara se emplea para definir las áreas para los pozos o cubas  $p$ , que contendrán los transistores de canal  $n$ . Después de una operación de fotoestarcido, se elimina la capa de óxido de las áreas de pozo  $p$ . A continuación se elimina el material fotosensible y las tabletas se someten a la implantación de iones de boro. El óxido protege las regiones externas a los pozos  $p$  contra dicha

implantación. Un tratamiento térmico a alta temperatura recuece cualquier daño en la red y permite que el boro se difunda a una profundidad aproximada de  $3 \mu\text{m}$ . La resistencia laminar es de  $800 \Omega/\text{cuad}$  aproximadamente. La implantación de iones permite impurificar el canal y, con ello, controlar con exactitud el voltaje umbral.

La segunda máscara se emplea para definir unos anillos de protección tipo  $p$  en la periferia de los pozos  $p$ . Éstos son regiones tipo  $p$  difundidas, altamente impurificadas, que requieren un voltaje muy elevado para invertirse, evitando así la formación de canales indeseados y reduciendo las corrientes de fuga entre transistores.

La tercera protección es la máscara de óxido de la compuerta. Define toda el área para cada tipo de transistor, incluyendo la fuente y el drenaje, así como la compuerta. A continuación se hace crecer un óxido delgado en la compuerta, y se deposita polisilicio de  $1 \mu\text{m}$  de grueso sobre toda la tableta. El polisilicio se impurifica fuertemente con fósforo a fin de reducir su resistividad. Se emplea entonces una máscara para modelar el polisilicio.

La máscara número cinco es el patrón de las fuentes y drenajes de canal  $n$ . El óxido de campo, el polisilicio, el material fotosensible y algunas veces una capa de aluminio, actúan como máscaras contra el haz de iones en todas partes, excepto donde se expone el delgado óxido de compuerta en los pozos  $p$  (fig. 13-63). Una fuerte dosis de iones fósforo produce regiones de fuente y drenaje fuertemente impurificadas para los transistores de canal  $n$  que se autoalinean con las compuertas. Esto asegura el encendido de los canales, aunque

minimiza la capacitancia de las superposiciones. Mediante un ciclo de recocido se elimina el daño cristalino y se activan los átomos de fósforo.

El proceso se repite para formar fuentes y drenajes de canal  $p$  con una implantación de boro, que se configura con la sexta máscara. La fabricación se completa con las máscaras séptima, octava y novena para los cortes de los contactos, los patrones de metalización y las almohadillas de empalme, respectivamente.

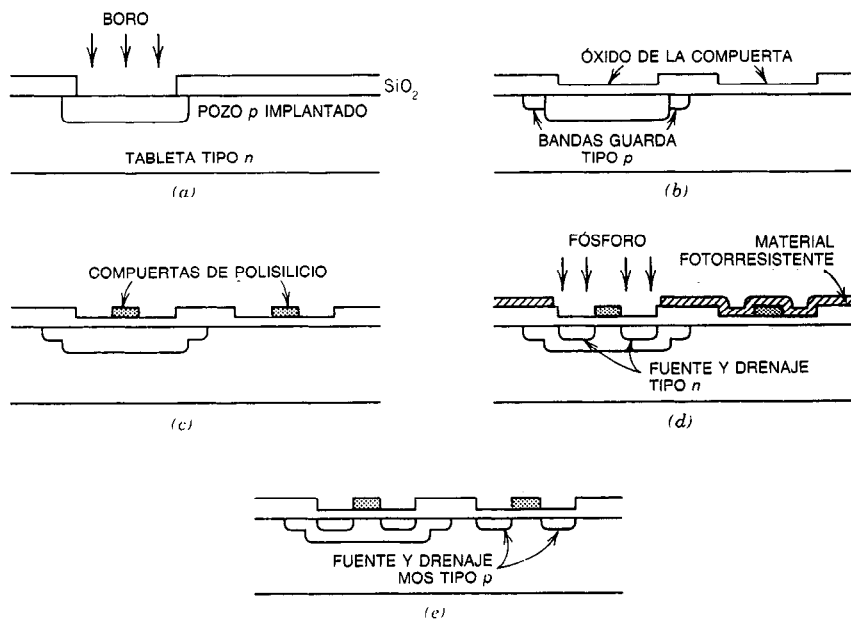
El proceso recién descrito se sigue en una tecnología moderna para CMOS de alto rendimiento. El proceso puede tener varias modificaciones; por ejemplo, una implantación de fósforo en las regiones de campo a fin de incrementar el umbral del campo, óxidos especiales para endurecimiento por radiación, etc. En una variante de importancia se emplea aislamiento de óxido a fin de mejorar la densidad del encapsulado y reducir la capacitancia parásita.

### Ensamblado, encapsulado y pruebas

Una vez terminado el procesamiento de las tabletas, cada pastilla se verifica eléctricamente en una estación de pruebas, y las que no cumplen las especificaciones requeridas se marcan a fin de eliminarlas. La fracción de pastillas que pasa la prueba se denomina rendimiento, y es una indicación de la calidad del proceso de manufactura.

El siguiente paso es la separación de los cuadritos menudos o lascas individuales formando en la tableta una cuadrícula con marcas de corte de unos 150  $\mu\text{m}$  de ancho. Durante el procesamiento de las tabletas se elimina todo el óxido de las marcas a fin de facilitar la separación de las lascas. El método de separación más antiguo, que sigue siendo de uso común, consiste simplemente en rayar y quebrar. En este método, la superficie de la tableta se raya con una herramienta con punta de diamante a lo largo de las marcas en cada dirección, y con rodillos de hule blando se ejerce suave presión a fin de quebrar la tabletas en los cuadritos menudos individuales. Otros métodos de separación que se emplean actualmente son los de aserrado con diamante, recorte con rayo láser y algunas veces grabado químico (corrosión selectiva).

Las pastillas no defectuosas se empalman a presión en un empaque adecuado o sobre una estructura conductora mediante adhesión eutéctica, con un bizcocho de soldadura de oro-germanio, o con resinas epóxicas. La intención es lograr buen contacto térmico con la placa pasahilos, así como una fuerte adhesión mecánica. Otros métodos de montaje son los de vigas conductoras y empalme de lascas reversibles. Las vigas conductoras son capas gruesas de aluminio o titanio, platino y oro que se extienden desde el pozo de la almohadilla de contacto hasta bien adentro de una anchura



**Fig. 13-63.** Etapas del procesamiento de un CMOS (semiconductor complementario de metal y óxido) con compuertas de silicio con implantación de iones: *a*) se conforma el óxido a fin de definir los pozos  $p$  de iones implantados; *b*) después de una segunda etapa de enmascaramiento e implantación de boro para formar las bandas de guarda tipo  $p$ , se define toda el área del transistor y se hace crecer un óxido delgado; *c*) se deposita y conforma el polisilicio; *d*) una capa gruesa de material fotosensible enmascara la implantación de fósforo, con lo que se forman las fuentes y drenajes del transistor NMOS (MOS de canal  $n$ ); *e*) una etapa semejante se emplea para el transistor PMOS (MOS de canal  $p$ ). En los pasos restantes se graban ventanas de contacto, se deposita y conforma el metal, y se deposita el vidrio; a continuación éste se elimina de las almohadillas de empalme.

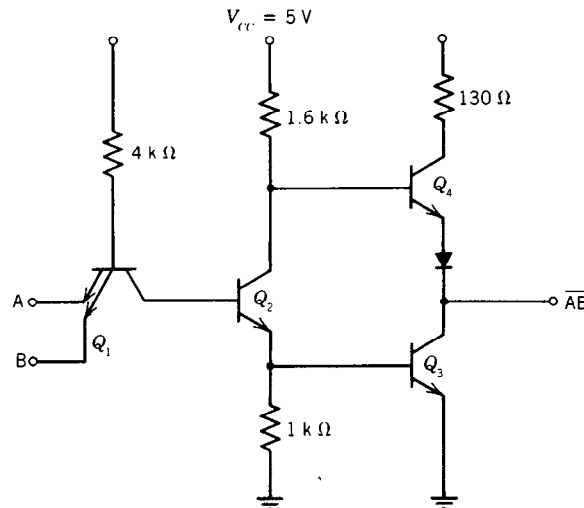


Fig. 13-64. Compuerta ordinaria NAND de dos entradas de lógica transistor-transistor (TTL).

marca de corte. Los cuadrillos menudos se separan por corrosión selectiva, lo cual deja vigas en voladizo que se extienden y sobresalen del borde de los cuadrillos. Las pastillas de vigas conductoras se empalman en forma de estrella sobre una estructura o un sustrato conductor idóneos. En el empalme de lascas reversibles se depositan "protuberancias" de soldadura sobre las almohadillas de contacto con capas de metal tales como aluminio, níquel, cobre, estaño y soldadura de estaño/plomo. La pastilla se monta "de cabeza" sobre un cabezal calentado, de modo que las protuberancias hagan contacto con ella y la suelden en un patrón de interconexión adecuado.

Si se emplea un empaque hermético, la tapa se fija en una atmósfera controlada, de baja humedad. En muchas cajetillas de doble línea se emplea una tapa de cerámica o kovar sujeta con una mezcla de fundir vidrio de baja temperatura o con un bizcocho preformado de soldadura. Los empaques axiales de conductores se sellan soldando una tapa de kovar a la brida de la placa cabezal. Un empaque de plástico es mucho menos costoso y simplifica el inventario de piezas para empaque. A menudo la pastilla se recubre con una laca, y se forma un cuerpo plástico de epoxi o silicón mediante moldeo por traspaso, inyección o compresión.

Las piezas terminadas se verifican eléctricamente y pueden someterse a una amplia variedad de pruebas, dependiendo de los requisitos del cliente. Algunas de las pruebas que se utilizan con mayor frecuencia son las de quemado, fugas intensas y leves, almacenamiento a alta temperatura, ciclos de temperatura, choque térmico, aceleración, choque mecánico, soldabilidad, integridad de los conductores, ruido por impacto de partículas, ensayos funcionales, corrientes de fuga, corriente de alimentación, mediciones de retardo, condiciones de carga, niveles lógicos y márgenes de ruido. Estas pruebas son valiosas para eliminar fa-

llas tempranas de funcionamiento, o para detectar problemas durante el procesamiento; sin embargo, también contribuyen al costo del producto final.

### 13.4.3 Circuitos integrados bipolares

#### Lógica transistor-transistor

Una compuerta ordinaria de lógica transistor-transistor (TTL) se fabrica con el proceso ya ilustrado en la figura 13-59. En la figura 13-64 se muestra una representación esquemática de una compuerta NAND de dos entradas.

Las funciones del circuito son las siguientes. Si una o ambas entradas son de bajo voltaje,  $Q_1$  tiene una o

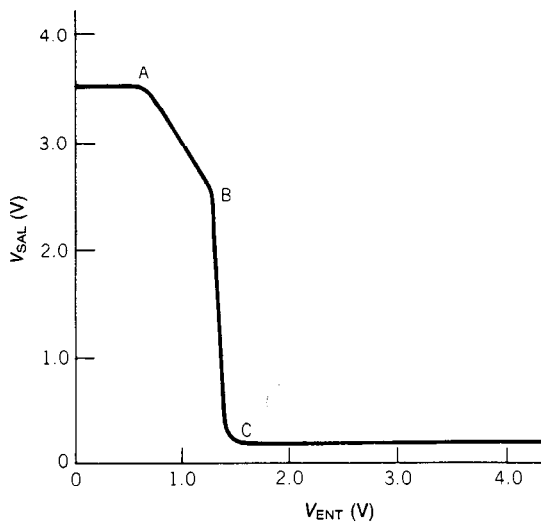
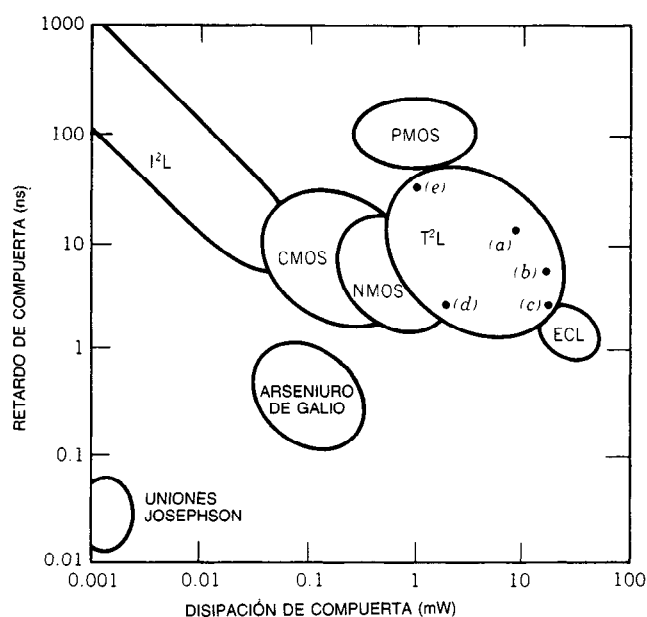


Fig. 13-65. Característica de transferencia de una compuerta de lógica transistor-transistor (TTL).



**Fig. 13-66.** Comparación de la disipación y el retardo de compuertas de diferentes tecnologías. Las familias TTL (lógica transistor-transistor) son: *a*) ordinaria; *b*) de alta velocidad; *c*) de barrera Schottky; *d*) Schottky de baja potencia; y *e*) de baja potencia. PMOS = semiconductor de metal y óxido de canal *p*; CMOS = MOS complementario; NMOS = MOS de canal *n*; ECL = lógica acoplada por emisor; I<sup>2</sup>L, lógica integrada de inyección.

ambas uniones del emisor en polarización directa.  $Q_2$  presenta una gran resistencia de carga al colector de  $Q_1$ , por lo que  $Q_1$  se encuentra en condición saturada y su colector está a bajo voltaje. Esto coloca a  $Q_2$  en una condición de corte. La base de  $Q_3$  es baja, por lo que  $Q_3$  tampoco está conduciendo. La base de  $Q_4$  regresa a alto voltaje mediante el resistor de  $1.6\text{ k}\Omega$ , con lo que se enciende  $Q_4$ . Así, el voltaje de salida es alto.

Por otra parte, si ambas entradas son altas,  $Q_1$  opera en el modo invertido. La base de  $Q_2$  se conecta con  $V_{cc}$  por medio de la unión colector-base con polarización directa y el resistor de  $4\text{ k}\Omega$ .  $Q_2$  se enciende y el voltaje de su emisor es alto, lo que enciende  $Q_3$ . Con ambos  $Q_2$  y  $Q_3$  en el modo saturado, la diferencia de voltaje entre la base de  $Q_4$  y la salida no es suficiente para polarizar en sentido directo tanto el diodo como la unión del emisor de  $Q_4$  (éste es el propósito del diodo); por tanto, la salida es baja.

La característica de transferencia de la compuerta se muestra en la figura 13-65. Cuando el voltaje de entrada es bajo, el voltaje de salida se encuentra en su nivel más alto. Tanto  $Q_2$  como  $Q_3$  están apagados y  $Q_4$  se encuentra funcionando en esta región activa.

A medida que el voltaje de entrada se incrementa hasta el punto A de la característica de transferencia, la corriente se desvía del emisor al colector de  $Q_1$ , y  $Q_2$  empieza a introducirse en su región activa. La ganancia de  $Q_2$  es aproximadamente 1.6, la razón de sus dos resistores. A medida que  $Q_2$  sigue penetrando en su región activa, el accionamiento de  $Q_4$  decrece. Dado que  $Q_4$  es básicamente un seguidor del emisor, el vol-

taje de salida disminuye con una pendiente aproximada de 1.6. Finalmente, en el punto B de la característica,  $Q_3$  empieza a conducir. Su baja impedancia de entrada incrementa la ganancia de  $Q_2$ , y la tensión de salida cae bruscamente al punto C, que es el nivel de saturación de salida.

Existen varias modificaciones menores posibles de la compuerta básica. Sin embargo, el circuito que se muestra en la figura 13-64 optimiza consideraciones tales como área de la pastilla, capacitancia parásita, inmunidad al ruido y características de transferencia. También es posible modificar el retardo y la disipación de la compuerta ordinaria de 10 ns y 10 mW, respectivamente, modificando los valores de los resistores para equilibrar la velocidad y la potencia. En la figura 13-66 se comparan los niveles de retardo y potencia para diferentes variaciones de la TTL, así como de otras familias lógicas que se analizarán más adelante.

La compuerta TTL ordinaria no es adecuada para aplicaciones LSI, debido a su alta disipación. En una modificación importante se emplean diodos de barrera Schottky a fin de impedir la saturación de los transistores. Esto permite el incremento de la velocidad, y los diseños innovadores de compuertas han reducido la disipación de potencia, de modo que la TTL Schottky de baja potencia es una tecnología LSI viable.

#### Lógica acoplada por emisor

La familia lógica acoplada por emisor (ECL, de *emitter-coupled logic*) es la lógica más rápida que existe en el comercio. Una serie de compuertas SSI se caracteri-

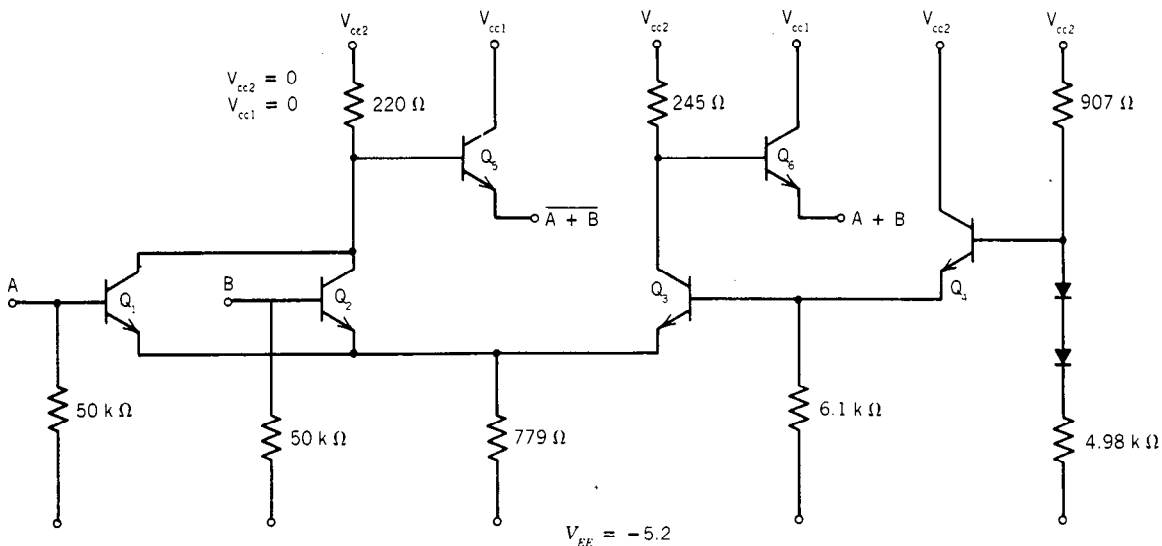


Fig. 13-67. Compuerta básica OR/NOR de ECL (lógica acoplada por emisor) de 2 ns y 25 mW.

za por retardos de propagación de 2 ns con 25 mW de disipación, y otra serie, por retardos de 1 ns y disipación de 50 mW. A estas velocidades, las interconexiones de tableros de circuitos impresos más largas que unos cuantos centímetros requieren técnicas especiales de diseño.

Los parámetros eléctricos de las ECL son diferentes en varios sentidos de los de las otras familias lógicas. El voltaje de la fuente de energía es diferente, y los niveles lógicos asumen valores poco comunes. La disponibilidad de salidas OR/NOR en una sola compuerta y la posibilidad de conexiones OR permiten mayor flexibilidad de diseño y menor número de compuertas. Aun cuando la disipación de compuerta es elevada, la operación a velocidades muy altas no incrementa la disipación, y oscilaciones momentáneas más pequeñas de conmutación simplifican el filtrado de la fuente de energía. La inmunidad al ruido es mejorada por el elevado rechazo de modo común del interruptor diferencial de corriente en la entrada. Por último, las salidas de la etapa de emisor seguidor ofrecen baja impedancia de salida y simplifican el accionamiento de la línea de transmisión.

En la figura 13-67 se muestra la compuerta básica OR/NOR. Obsérvese que la compuerta requiere el suministro de una potencia negativa, que la conexión  $V_{cc}$  se encuentra separada entre los circuitos de baja corriente y los emisores seguidores de alta corriente, y que ambas conexiones  $V_{cc}$  están conectadas a tierra. Estas disposiciones tienden a reducir el ruido y a mejorar el rendimiento. La excursión lógica es relativamente pequeña, de un voltaje de  $-0.96$  para el "1" lógico a otro de  $-1.8$  para el "0" lógico.

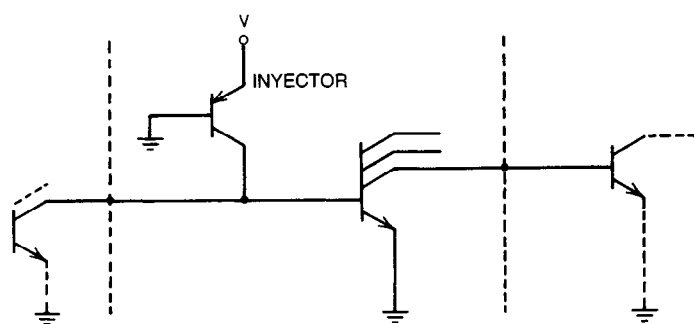
Los transistores de entrada  $Q_1$  y  $Q_2$  forman un par diferencial con el transistor  $Q_3$ . Si ambos transistores de entrada reciben bajo voltaje,  $Q_3$  conduce y mantiene el voltaje de su emisor lo suficientemente alto para polarizar apagando los transistores de entrada. Si

uno o ambos voltajes están al nivel "1",  $Q_3$  se apagará y la corriente conmutará de un resistor de carga al otro. Un análisis de CD detallado mostraría que los transistores nunca están polarizados en saturación profunda, lo que explica la gran velocidad de la ECL.

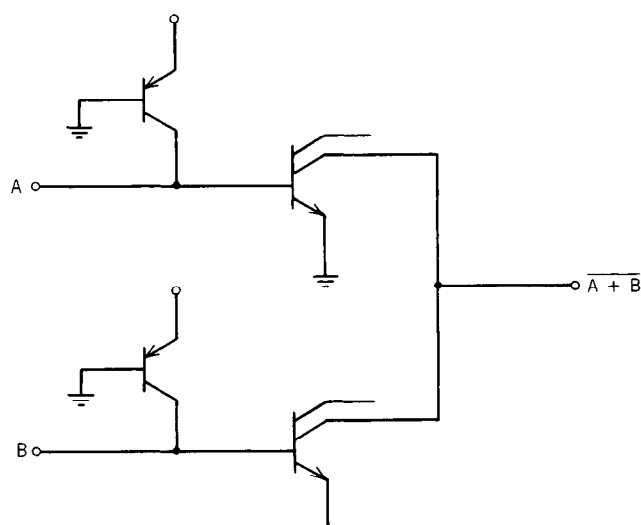
Dado que la lógica acoplada por emisor sólo suele aplicarse donde puede sacarse provecho de su gran velocidad, las trayectorias de la señal entre los dispositivos deben tratarse con frecuencia como líneas de transmisión. Sólo si el tiempo de propagación de la trayectoria es corto comparado con los tiempos de ascenso y descenso del pulso, es posible ignorar las características de línea de transmisión. La práctica acostumbrada es configurar las interconexiones entre los empaques para que actúen como líneas de transmisión de 50 a 100  $\Omega$ , con terminaciones de acoplamiento en el extremo receptor. Desafortunadamente suele requerirse que los resistores de terminación de 50  $\Omega$  regresen a una fuente de energía intermedia de  $-2$  V a fin de reducir el accionamiento del emisor seguidor y reducir la disipación de la compuerta.

Las compuertas ECL se fabrican mediante técnicas bipolares ordinarias, con unas pocas modificaciones. No se requiere impurificación con oro para reducir el tiempo de almacenamiento en las familias lógicas saturadas. Suele realizarse una difusión tipo  $n$  extra, profunda y fuertemente contaminada, a fin de proporcionar una trayectoria de baja resistencia al subcolector enterrado. Así se reduce al mínimo la resistencia del colector.

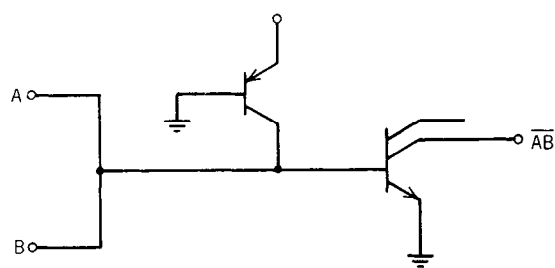
A pesar de la alta disipación de la compuerta, la ECL ha encontrado aplicaciones cuando se requiere una alta velocidad de cómputo. Para acompañar la lógica de alta velocidad existen en el mercado pequeñas memorias ECL con tiempos de acceso de 3 a 10 ns. En algunos casos, la lógica ECL se incorpora en la misma pastilla con otras familias lógicas. Aun cuando la ECL se introdujo hace más de veinte años, parece que su



(a)



(b)



(c)

**Fig. 13-68.** Compuerta de lógica integrada de inyección. *a)* Inversor. El inversor es un transistor *pn*p que proporciona corriente ya sea al colector del transistor anterior o a la base del transistor de inversión. *b)* Compuerta NOR. El NOR lógico se logra conectando entre sí las salidas de los inversores. *c)* Compuerta NAND. Las entradas AND por conexionado se suponen colectores de otros transistores.

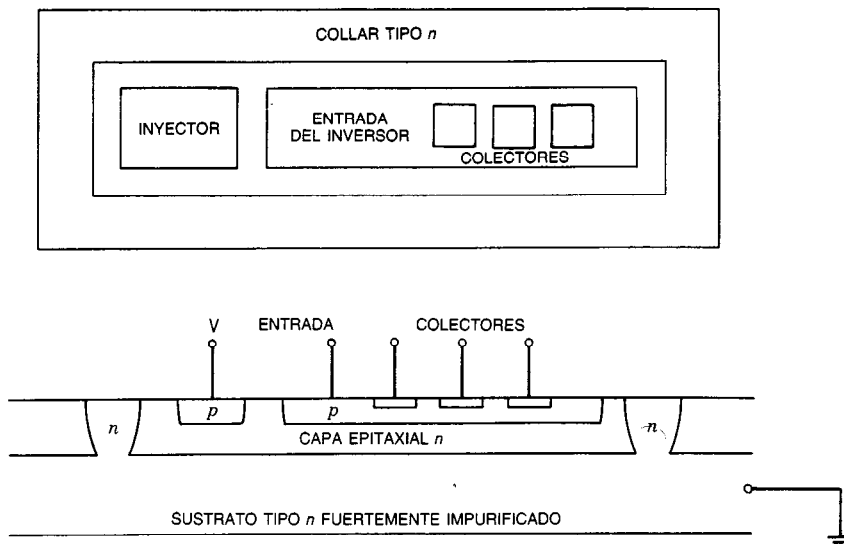


Fig. 13-69. Planta y sección transversal de un inversor. El sustrato conectado a tierra es tanto la base del inyector lateral *pnp* como el emisor del transistor vertical *nnp*. Los colectores son difusiones tipo *n* fuertemente impurificadas.

empleo seguirá en aumento a fin de satisfacer las necesidades de nuevas aplicaciones de alto rendimiento.

#### Lógica integrada de inyección

La última de las principales familias lógicas en ser presentada fue la *I<sup>2</sup>L* (*integrated injection logic*), en 1971. Fue un desarrollo lateral de una lógica anterior denominada lógica de transistores con acoplamiento directo. Debido a la estructura sencilla de su compuerta y baja disipación de potencia, mostró posibilidades de convertirse en una familia lógica LSI primordial. Su principal inconveniente es su baja velocidad, aunque a pesar de ello presenta varias características únicas y la suficiente flexibilidad para hacerla de utilidad en aplicaciones especiales de las LSI.

En la figura 13-68 se muestra la compuerta básica. La parte *a*) de la figura ilustra la operación de inversión. El transistor *pnp* se denomina inyector y actúa como una fuente de corriente constante para el nodo que se encuentra en la terminal de la base del inversor. Si se corta el transistor de la etapa anterior, la corriente del inyector polarizará en sentido directo el transistor *pnp* dentro de su región de saturación. Si el transistor previo está saturado, toda la corriente del inyector fluirá a través de él, y el voltaje del nodo será muy bajo para encender el inversor. Es claro que la excursión lógica es bastante pequeña, desde el voltaje de saturación del colector, de 0.1 V aproximadamente, hasta el voltaje de la base de un transistor que está conduciendo, de alrededor de 0.7 V. La egresancia del inversor es igual al número de contactos separados del colector en el transistor de inversión.

El voltaje de la fuente se conecta a cada inversor o compuerta sólo a través del inyector, cuya corriente es ajustada por un resistor en serie con la fuente de energía. La corriente del inyector, que controla la veloci-

dad del inversor o de la compuerta, es una función sensible del voltaje en su terminal de emisor; de hecho es tan sensible que el "carril" del inyector por el que se desplaza la corriente de la fuente a todas las compuertas de la pastilla debe diseñarse con cuidado para evitar pequeñas, pero indeseables caídas de voltaje.

En la parte *b*) de la figura 13-68 se muestra una compuerta NOR de dos entradas. Cada variable en la salida NOR es alimentada por un colector de transistor idóneo. En la parte *c*) de la figura se muestra una compuerta NAND. La entrada es una función NAND por conexionado, y el transistor actúa entonces como inversor.

Los transistores de las compuertas básicas se disponen de una forma nueva que permite una alta densidad de componentes. En la figura 13-69 se muestra una vista en planta y una sección transversal de un inversor con egresancia de 3. La fabricación de las tabletas requiere los pasos típicos de cualquier familia lógica bipolar. Empezando con un sustrato tipo *n* fuertemente impurificado se hace crecer una capa epitaxial tipo *n*. La vista en sección transversal muestra un collar de aislamiento tipo *n* profundo, fuertemente impurificado, que se extiende hacia abajo del sustrato. Este collar es una característica opcional que requiere una máscara extra, pero que mejora el rendimiento. El paso siguiente es la difusión *p*. Una región *p* es el emisor del inyector, y la otra forma el colector del inyector y también la base del transistor de inversión. El inyector es un transistor lateral *pnp* que debe inyectar suficiente corriente a la base del transistor de inversión a fin de encenderlo y provocar su saturación. Por ello, la ganancia de corriente de la base común de este transistor debe ser grande. Por desgracia, la disposición geométrica del transistor es deficiente para una colección aceptable de la corriente inyectada.

El emisor del transistor de inversión es el sustrato y la capa epitaxial; su base es la gran difusión  $p$ , y los colectores son las tres difusiones tipo  $n$ . Una vez más, la forma geométrica es desfavorable para una buena ganancia de corriente, y la eficacia de inyección de la unión del emisor y el perfil de impurificación de la base también lo son. La ganancia hacia arriba del transistor debe ser alta para un mejor rendimiento, y debe ser superior a la egresancia. Por tanto, resulta fácil comprobar que la estructura básica tiene varias desventajas integradas.

El retardo en la propagación es determinado por la rapidez con que es posible desplazar la carga hacia adentro y afuera de la capa epitaxial y cargar las capas de agotamiento de la unión. Para corrientes del inyector mayores de 100  $\mu\text{A}$  prevalece la primera limitación, y los retardos de propagación son de 10 ns aproximadamente. Para corrientes menores del inyector, el retardo está dado aproximadamente por la relación siguiente:

$$t_d = [C_e + (F + 2)C_c] \nabla V / 2I_{\text{iny}} \quad (13-78)$$

donde  $C_e$  es la capacitancia de la unión del emisor,  $F$  es la egresancia,  $C_c$  es la capacitancia del colector,  $\nabla V$  es la excursión lógica, e  $I_{\text{iny}}$  es la corriente del inyector. Esta última puede modificarse en un intervalo de varios órdenes de magnitud, con los correspondientes cambios en el retardo de la propagación. Todo esto ocurre a un producto potencia-retardo casi constante, ya que éste es aproximadamente independiente de la corriente del inyector. Ninguna otra tecnología es capaz de intervalos de rendimiento tan amplios.

Otra característica única de la  $\text{I}^2\text{L}$  es la capacidad de combinación con otras familias lógicas bipolares e incluso con circuitos lineales en la misma pastilla. Este hecho implica por lo general pasos extra de enmascaramiento. Sin embargo, la posibilidad de combinar amplificadores operacionales,  $\text{I}^2\text{L}$ , y circuitos de interconexión permite una gran versatilidad.

A fin de mejorar el rendimiento, se han desarrollado variantes de la  $\text{I}^2\text{L}$ . Algunas de ellas son: la  $\text{I}^2\text{L}$  Schottky, la lógica de transistores Schottky, la lógica de alimentación por sustrato y la lógica de inyección vertical. Estas variaciones son capaces de reducir los retardos de compuerta hasta 5 ns o menos, pero requieren máscaras extra.

Aunque la  $\text{I}^2\text{L}$  no ha dominado los circuitos integrados LSI como se esperaba, se utiliza ampliamente en una variedad de productos comerciales y en telecomunicaciones, automóviles, computadoras, la industria y aplicaciones militares. Seguirá empleándose ampliamente donde sean ventajas su flexibilidad y sencillez de diseño.

### 13.4.4 Circuitos integrados MOS

#### Lógica MOS de canal $p$

La lógica PMOS se fabrica mediante las mismas etapas del procesamiento ya descrito para los NMOS, excepto que se emplean tipos opuestos de impurezas.

En la figura 13-70 se muestra la sección transversal

de un transistor PMOS, su simbología esquemática y las características eléctricas. Las expresiones analíticas para la corriente de drenaje están dadas por:

$$I_D = -\frac{\mu\epsilon_{\text{óx}}}{t_{\text{óx}}} \frac{W}{L} \left[ (V_G - V_T)V_D - \frac{V_D^2}{2} \right] \text{ para } V_G < V_D + V_T \quad (13-79)$$

$$I_D = -\frac{\mu\epsilon_{\text{óx}}}{2t_{\text{óx}}} \frac{W}{L} (V_G - V_T)^2 \text{ para } V_G > V_D + V_T \quad (13-80)$$

donde  $\mu$  = movilidad de los portadores (huecos en el canal)

$\epsilon_{\text{óx}}$  = permisividad del óxido de la compuerta

$t_{\text{óx}}$  = grosor del óxido de la compuerta

$W$  = ancho del canal

$L$  = longitud del canal

$V_G$  = voltaje de la compuerta

$V_T$  = voltaje umbral

$V_D$  = voltaje de drenaje

Otras dos constantes de uso común son:

$$K' = \frac{\mu\epsilon_{\text{óx}}}{t_{\text{óx}}} = \mu C_0 \quad (13-81)$$

$$\beta = K' \frac{W}{L} \quad (13-82)$$

$C_0$  es la capacitancia por unidad de área de la compuerta.  $K'$  depende sólo de las propiedades del procesamiento. Los valores típicos varían de 2 a 20  $\mu\text{A}/\text{V}^2$ .  $\beta$  depende de la relación entre el ancho y la longitud del canal y se ajusta con facilidad por medio de la forma geométrica del arreglo.

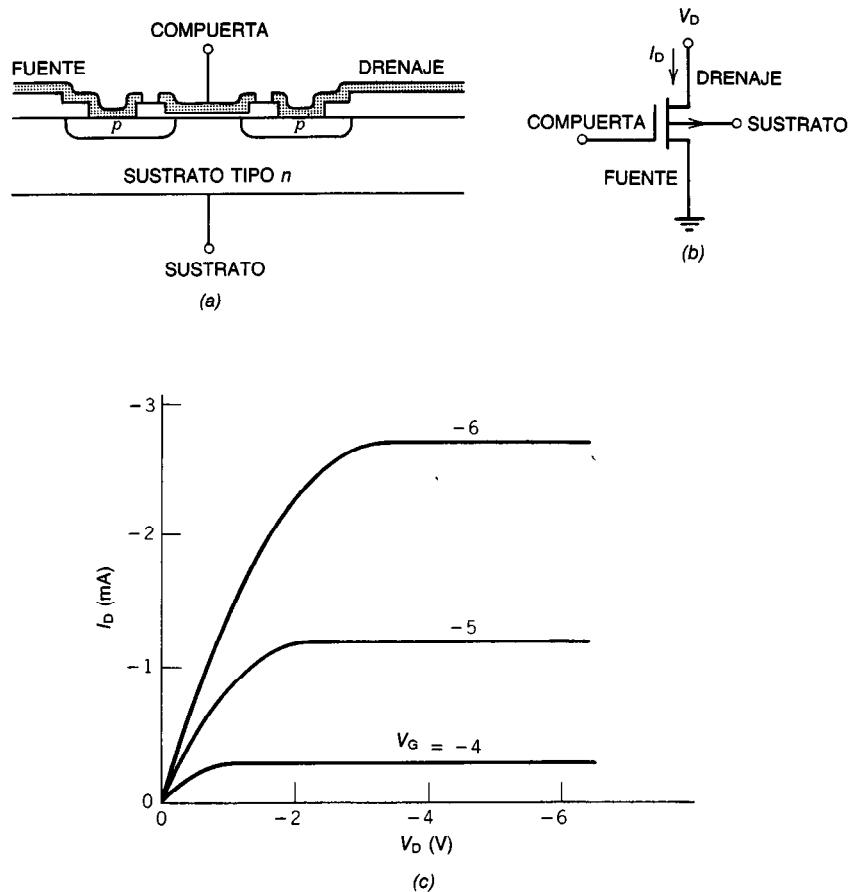
En la figura 13-71 se muestra un inversor PMOS. Son valores típicos de  $V_{DD}$ ,  $V_{GG}$  y  $V_T$  los de  $-5$ ,  $-17$  y  $-2$  V, respectivamente, y un valor común de  $K'$  es 10  $\mu\text{A}/\text{V}^2$ . La característica de transferencia que se muestra en la figura está dada por dos valores distintos de la relación entre el ancho y la longitud de los transistores de entrada y de carga. Esta relación se denomina relación beta,  $\beta_R$ :

$$\beta_R = \frac{W/L \text{ (entrada)}}{W/L \text{ (carga)}} \quad (13-83)$$

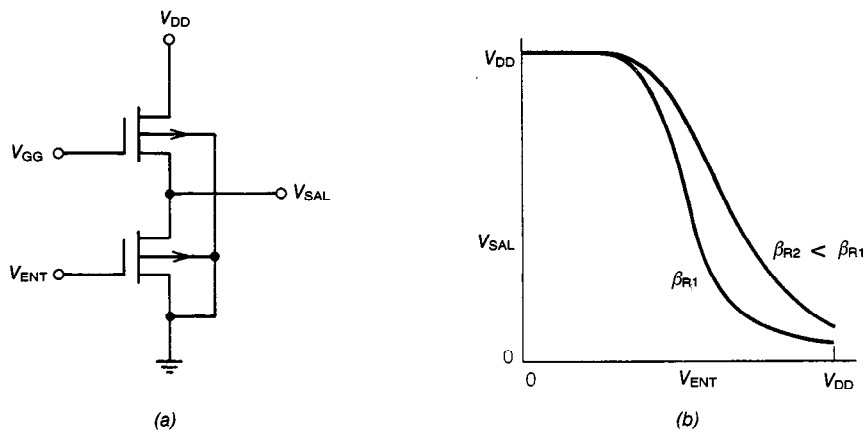
Cuanto más grande es la relación beta, más se aproxima la función de transferencia al ideal. En particular, es esencial que el voltaje de salida de un inversor sea capaz de apagar un siguiente inversor cuando sea necesario. Sin embargo, unas relaciones beta grandes requieren más área para las compuertas lógicas e incrementan los retardos de compuerta. Un valor común es 10, y representa una solución intermedia entre todos estos requisitos en conflicto. En la figura 13-72 se muestra la disposición de un inversor con  $\beta_R = 20$ .

La respuesta transitoria de un inversor está determinada por la capacidad de conducción de corriente de los transistores de entrada y de carga, y por la capacitancia en la terminal de salida. La capacitancia total es la suma de la capacitancia de salida del inversor mis-





**Fig. 13-70.** Transistor PMOS (semiconductor de metal y óxido de canal p): a) estructura; b) símbolo eléctrico; c) características de drenaje para un dispositivo ideal con  $\beta = 0.6 \text{ mA/V}^2$  y  $V_T = -3 \text{ V}$ . Se supone que el sustrato está conectado a tierra.



**Fig. 13-71.** Inversor PMOS (semiconductor de metal y óxido de canal p). a) Esquema que presenta dos fuentes de alimentación. Se elige  $V_{GG}$  más negativo que  $V_{DD} + V_T$ , a fin de que el transistor de carga opere en la región no saturada. b) Característica de transferencia. Valores grandes de  $\beta_R$  dan por resultado mejores características del inversor.

mo, la capacitancia de las líneas de conexión y la capacitancia de compuerta de las siguientes etapas. Por lo general es este último término el que domina. En textos estándar pueden encontrarse métodos detallados para determinar la respuesta transitoria<sup>9,10</sup>. Sin embargo, debe señalarse que los tiempos de ascenso y descenso difieren por la relación beta del inversor (aproximadamente), ya que la capacidad de corriente de cada transistor es distinta. Obsérvese además que la respuesta transitoria de los inversores depende de la egresancia, a menos que los anchos (o longitudes) de los transistores se ajusten en concordancia. Si una serie de inversores debe accionar una gran carga capacitiva, es posible demostrar que el incremento óptimo en la capacidad de accionamiento del inversor debe estar en la relación  $e = 2.72$ , a fin de minimizar el retardo global. Esto es difícil de implementar algunas veces, y es posible emplear otros circuitos para los compensadores (buffers) de salida.

En la figura 13-73 se ilustran varias compuertas básicas. Cuando los transistores se conectan en serie (como en la compuerta NAND), es necesario efectuar ajustes en la relación  $W/L$  para mantener la relación beta global en el valor deseado. Para transistores o ramas en paralelo, la relación beta cambiará a medida que se enciendan diferentes cantidades de trayectorias en paralelo. Debido a este hecho, los circuitos NOR son más económicos en cuanto al área de la pastilla. La respuesta transitoria se rige por las mismas consideraciones que en el caso del inversor.

La lógica PMOS se emplea raramente en los nuevos diseños, pero en la década de 1970 se utilizó de forma casi universal en calculadoras y otros productos comerciales. Ha sido eclipsada por la tecnología NMOS, que se presentará a continuación. Sin embargo, obsérvese que virtualmente todas las consideraciones para el diseño de circuitos son las mismas para cualquier lógica de un solo canal.

### Lógica NMOS

Las principales diferencias entre los transistores NMOS y PMOS son la polaridad de los voltajes y la mayor velocidad de los NMOS, debida a la mayor movilidad de los electrones. Por consiguiente, todo el análisis previo acerca de la lógica PMOS se aplica también a los NMOS. Sin embargo, muchas variaciones hechas en los circuitos PMOS han alcanzado la madurez con los NMOS, y muchas innovaciones recientes han otorgado a los NMOS un papel dominante en la VLSI.

Por ejemplo, los dispositivos de carga saturada y los de carga en modo de agotamiento e implantación de iones se emplearon alguna vez en la lógica PMOS, pero son mucho más comunes en los NMOS. Las diferencias en las conexiones de los circuitos y en las funciones de transferencia se ilustran en la figura 13-74.

El transistor de carga por agotamiento es un dispositivo que tiene un voltaje umbral negativo (para los NMOS), y en consecuencia siempre conduce cuando se le utiliza como dispositivo de carga en un inversor, tal como se muestra en la figura. Desafortunadamente, se

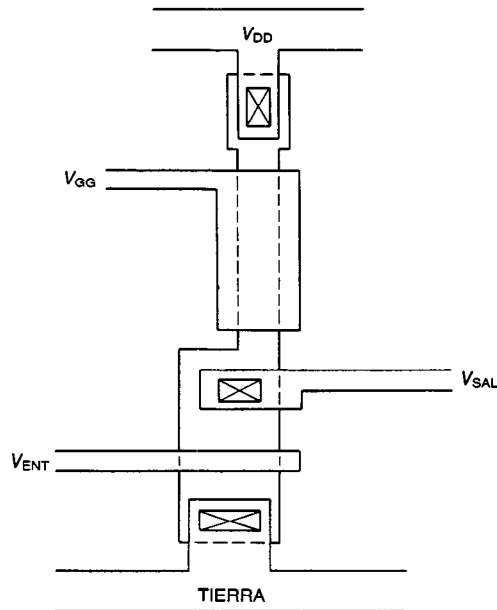


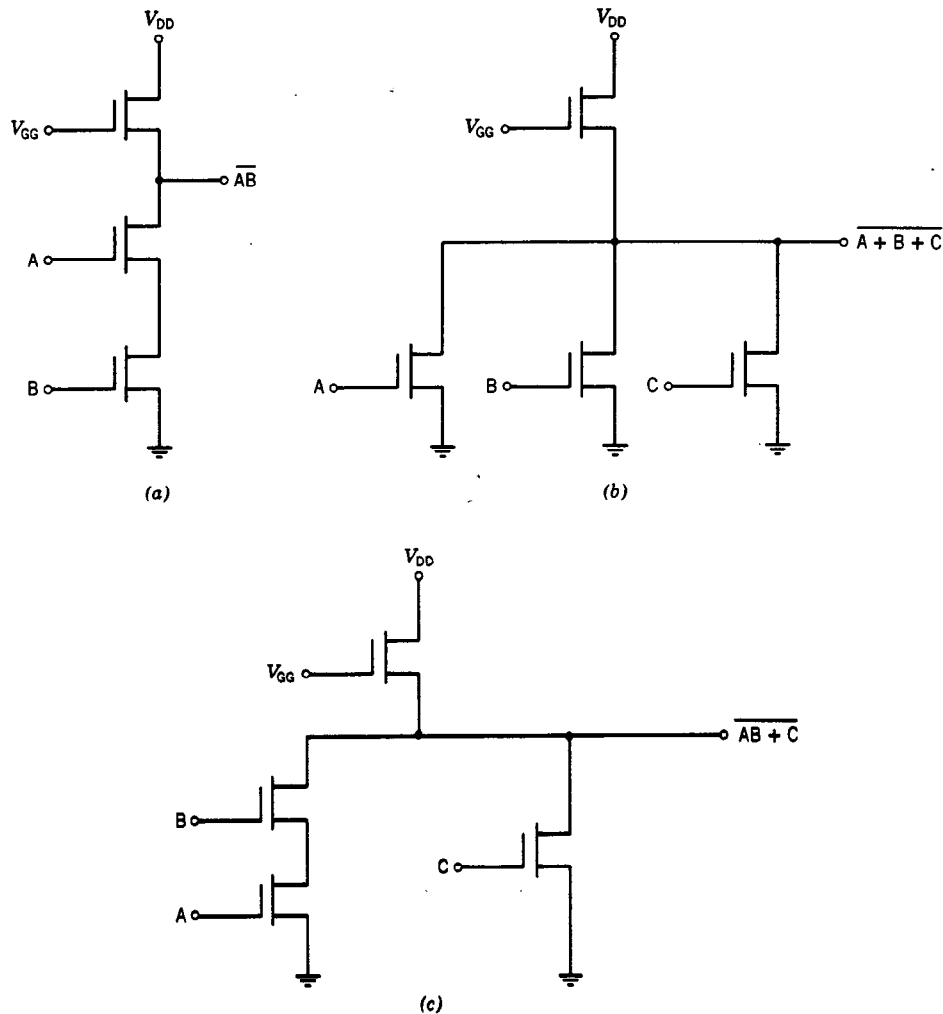
Fig. 13-72. Ejemplo de disposición de un inversor con relación beta igual a 20.

requiere un paso de procesamiento extra a fin de lograr los dos diferentes voltajes umbrales para los transistores de entrada y de carga. Sin embargo, la eliminación de la fuente de energía  $V_{GG}$  y del colector colectivo de alimentación de la pastilla son ventajas notables. El transistor de agotamiento es un mejor dispositivo de carga que los de carga en modo de saturación, que tienden a apagarse a medida que aumenta el voltaje, reduciendo el tiempo de ascenso. El transistor de agotamiento también puede diseñarse con una relación beta mucho más pequeña, con lo que se reduce el área de compuerta.

La tecnología NMOS ha continuado mejorando cada vez más en cuanto a rendimiento, a medida que los diseñadores han introducido nuevas variantes en el diseño y procesamiento de los circuitos. Algunas de las mejoras que han permitido a los NMOS mantener el liderazgo como la tecnología VLSI más popular son: la polarización del sustrato, el empleo de polisilicio de niveles múltiples, las compuertas de siliciuro de baja resistividad, la desmultiplicación o normalización, el grabado en seco y la multirecristalización por láser.

### Lógica CMOS

A diferencia de la lógica MOS de un solo canal, la lógica CMOS (de *Complementary MOS*) carece de relación beta, debido a que el voltaje de salida de una compuerta no depende de la relación de las betas en los transistores. Sin embargo, su característica más extraordinaria es la extremadamente baja disipación de potencia, del orden de nanowatts por compuerta en el modo de reserva o auxiliar. Esto se logra conectando los transistores de modo que sólo exista una trayectoria de conducción de la fuente de energía a tierra cuando



**Fig. 13-73.** Compuerta lógica PMOS (semiconductor de metal y de óxido de canal p): a) compuerta NAND con dos entradas; b) compuerta NOR con tres entradas; c) compuerta AND-OR-INVERT. En estos ejemplos se supone que el nivel de voltaje igual a  $V_{DD}$  es un "1" lógico.

los transistores estén conmutando. Esto es ilustrado por el inversor que se muestra en la figura 13-75.

La fuente para el transistor PMOS, así como la región de su canal, se conecta con la fuente de energía. Esto permite que el transistor PMOS, que actúa como una carga para el inversor, se utilice en un circuito con una sola fuente de voltaje positivo. La fuente del transistor NMOS y del pozo p se conecta a tierra. Los dos transistores se conectan en serie uniendo sus drenajes, y la salida del inversor se toma de este modo común. Cuando el voltaje de entrada es bajo, el transistor NMOS se corta. Sin embargo, la compuerta del dispositivo PMOS es negativa con respecto a su fuente, que la enciende. Por consiguiente, el nodo de salida se conecta con  $V_{DD}$  a través del dispositivo de carga, y la capacitancia en el nodo se carga al voltaje de alimentación a través de un ascenso activo. Cuando el voltaje

de entrada es alto, se corta el transistor de carga y el accionador se apaga, descargando la capacitancia del nodo a través de un descenso activo.

En la figura 13-76 se muestra la función de transferencia del inversor. Si las magnitudes del voltaje de entrada son iguales y las relaciones  $W/L$  del transistor se ajustan a fin de tomar en cuenta la mayor movilidad de los portadores en el transistor NMOS, la función de transferencia es casi ideal, con simetría perfecta respecto al punto central, transición bien definida entre los niveles lógicos, y excursión lógica igual al voltaje de alimentación. Además, el inversor operará en un amplio intervalo de voltajes de alimentación, y es insensible a los cambios en la temperatura ambiente.

Cuando el voltaje de entrada se encuentra a cualquier nivel lógico, la corriente de alimentación  $I_{DD}$  es cero, excepto por la corriente de fuga en el dispositivo

apagado. Por consiguiente, la disipación de potencia de CD es baja. Durante una transición lógica, la fuente de energía debe cargar la capacitancia del nodo y proporcionar corriente que fluya por ambos transistores mientras ellos conducen de manera simultánea. Por lo general el primer componente es dominante. Así, la disipación total del inversor es, de manera aproximada, la siguiente:

$$P_d = V_{DD}I_L + V_{DD}^2fC_0 \quad (13-84)$$

donde  $I_L$  es la corriente de fuga,  $f$  es la frecuencia de operación y  $C_0$  es la capacitancia del nodo. Para un inversor o compuerta SSI típicos, el término CD es de varios nanowatts y el término dependiente de la frecuencia es comparable con el de una compuerta TTL a más de 10 MHz.

En un circuito VLSI, no todas las compuertas se operan a la frecuencia de reloj, por lo que la disipación promedio de la compuerta puede ser sustancialmente menor que el valor máximo.

El retardo de propagación del inversor de un CMOS depende de la capacitancia del nodo, el voltaje de alimentación y los parámetros eléctricos de los transistores. El retardo está dado por<sup>11</sup>:

$$t_p = \frac{1.8t_{ox}L_nC_0}{\epsilon_{ox}\mu_nW_nV_{DD}} \left[ \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{Tn}}{V_{DD}}\right)^2} + \frac{1}{B \left(1 - \frac{V_{Tp}}{V_{DD}}\right)^2} \right] \quad (13-85)$$

$$B = \frac{\mu_pW_pL_n}{\mu_nW_nL_p}$$

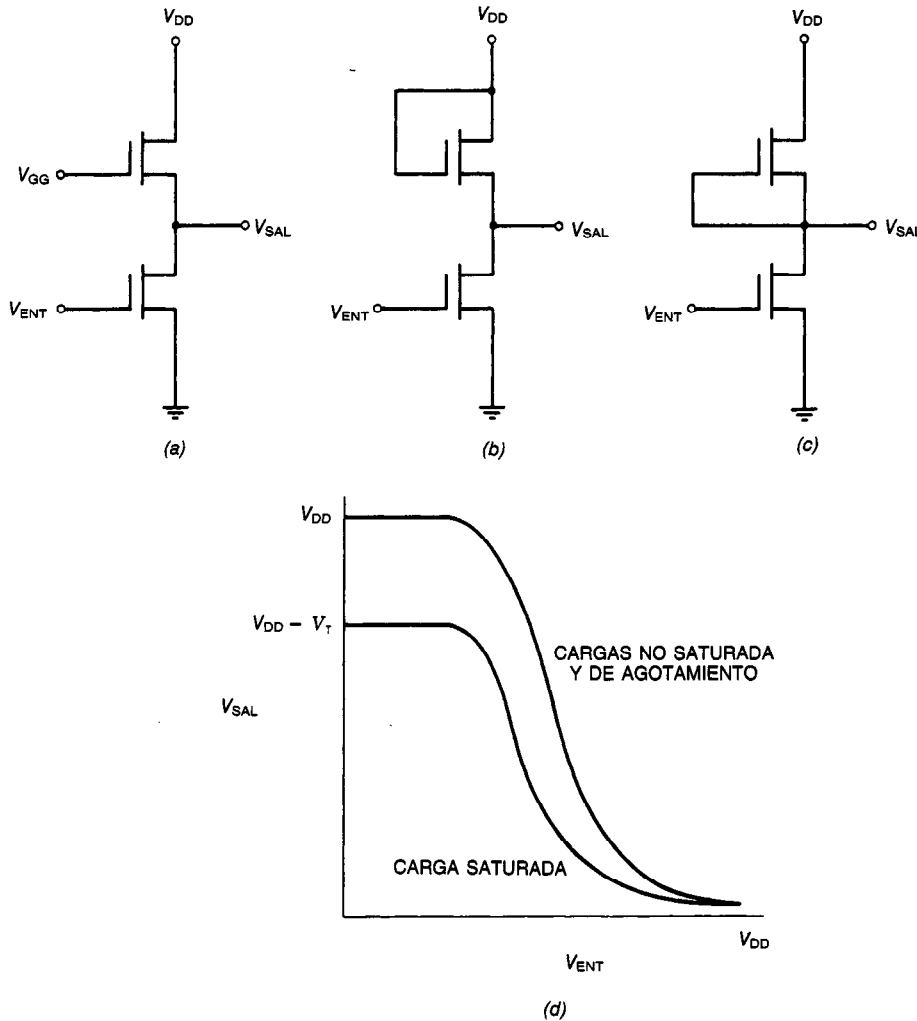
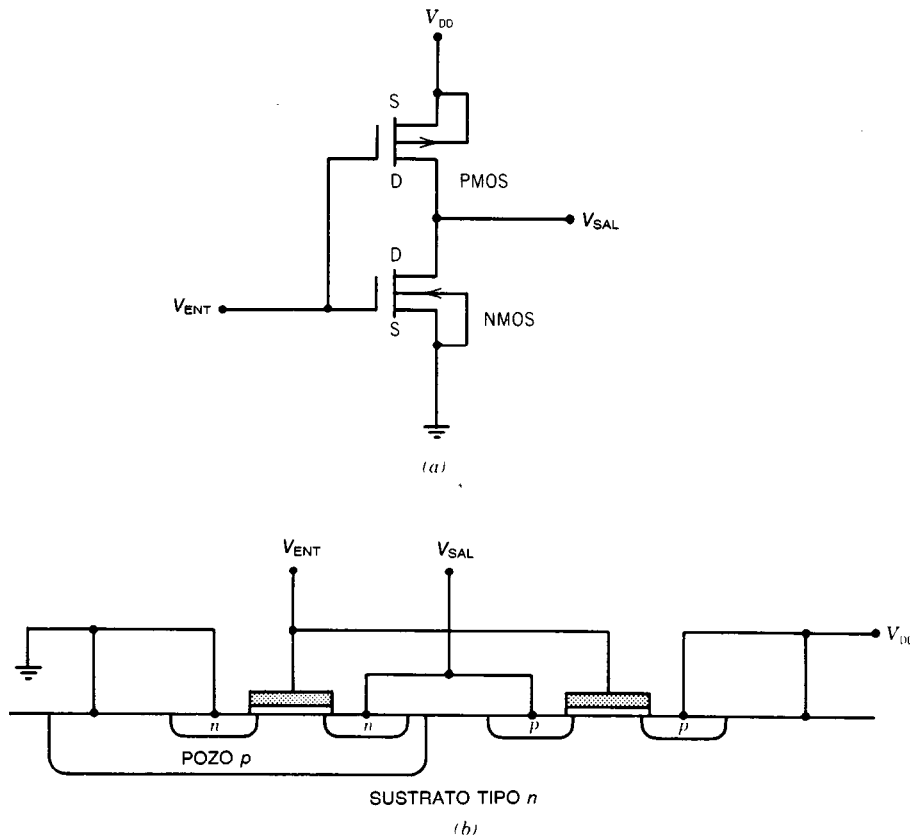


Fig. 13-74. Inversores NMOS (semiconductor de metal y óxido de canal  $n$ ): a) carga no saturada, suponiendo  $V_{GG} > V_{DD} + V_T$ ; b) carga saturada; c) carga de agotamiento; d) características típicas de transferencia.



**Fig. 13-75.** Inversor CMOS (semiconductor complementario de metal y óxido): a) representación esquemática. La fuente y el sustrato (es decir, el canal) del transistor PMOS se conectan a  $V_{DD}$ , en tanto que los del transistor NMOS se conectan a tierra; b) sección transversal simplificada.

donde  $t_{ox}$  = grosor del óxido de la compuerta  
 $\epsilon_{ox}$  = permisividad del óxido de la compuerta  
 $V_T$  = voltaje umbral  
 $\mu$  = movilidad  
 $L$  = longitud del canal  
 $W$  = ancho del canal

Los subíndices  $n$  y  $p$  se refieren a los transistores NMOS y PMOS, respectivamente. El retardo de la compuerta suele ser de algunas décimas de nanosegundo por picofarad de capacitancia del nodo. Esta capacitancia es determinada en primer lugar por la capacitancia de compuerta de las siguientes etapas, pero también incluye la capacitancia de las interconexiones y la capacitancia de salida. Los CMOS de silicio sobre zafiro y los aislados por óxido minimizan esta última contribución.

En la figura 13-77 se ilustran compuertas CMOS, NAND y NOR. Como en el caso de las compuertas de un solo canal, las relaciones  $W/L$  de los transistores deben ajustarse a fin de mantener iguales los tiempos de ascenso y descenso.

También es evidente que las compuertas CMOS requieren más transistores e interconexiones más complejas, por lo que también requieren una mayor área

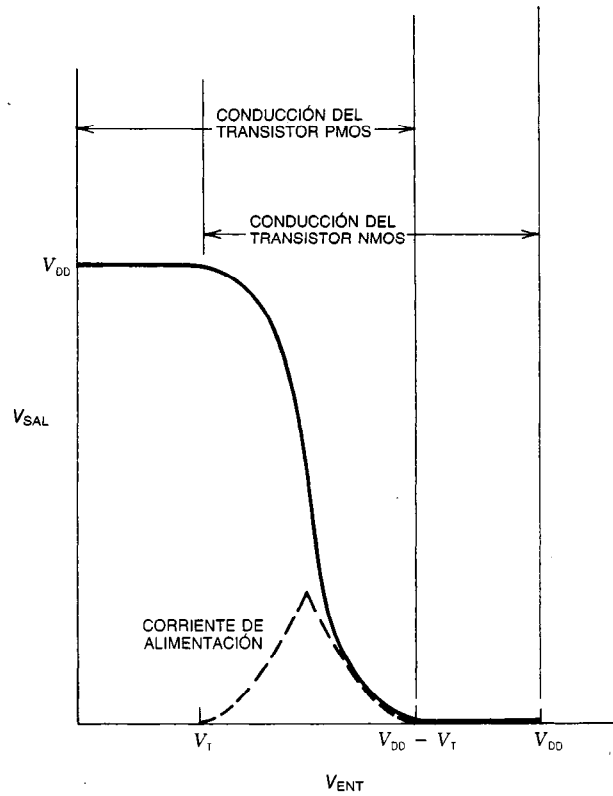
de pastilla. Por supuesto, la disipación de compuerta es sustancialmente menor a bajas frecuencias.

Esta baja disipación de potencia hace posible la colocación de miles de compuertas en una pastilla sin necesidad de un empaque especial para eliminar el calor. En la posición auxiliar, los requisitos de corriente son tan bajos que es posible emplear apoyo de batería en cualquier cantidad para memorias no volátiles. Las nuevas ideas de diseño que combinan NMOS y CMOS en una pastilla o invierten la estructura (empleando pozos  $n$  en lugar de pozos  $p$ ) han incrementado la velocidad y reducido el área.

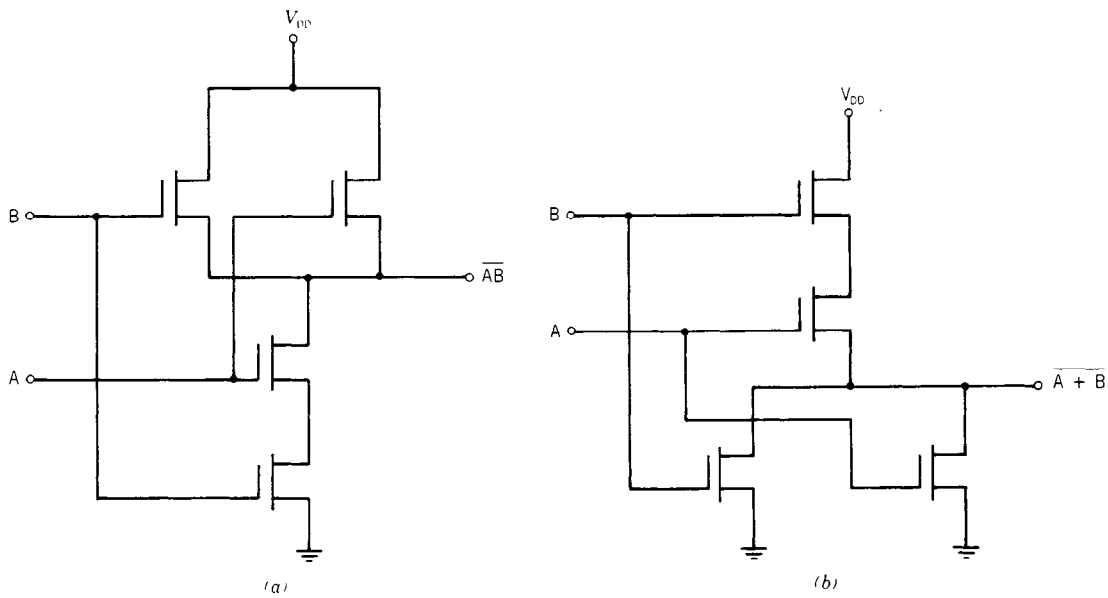
El constante progreso de la tecnología CMOS indica que los CMOS habrán de convertirse en la familia VLSI dominante.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Michael F. Wolff, "The Genesis of the Integrated Circuit", *IEEE Spectr.* **13**:45-53.
2. *Electronic Design*, Special Anniversary Issue.
3. Arthur B. Glasser y Gerald E. Subak-Sharpe, *Integrated Circuit Engineering*, Addison-Wesley Reading, MA.



**Fig. 13-76.** Característica de transferencia del inversor de un CMOS (semiconductor complementario de metal y óxido). La corriente se extrae de la fuente de alimentación sólo durante las transiciones de un nivel lógico a otro.



**Fig. 13-77.** Compuertas CMOS (semiconductor complementario de metal y óxido): a) compuerta NAND; b) compuerta NOR.

4. Douglas J. Hamilton y William G. Howard, *Basic Integrated Circuit Engineering*, McGraw-Hill, Nueva York.
5. Hans Mark Janus y Olof Malmros, "Application of Thermal Neutron Irradiation for Large Scale Production of Homogeneous Phosphorus Doping of Floatzone Silicon," *IEEE Trans. Electr. Dev.* **ED-29**:797-802.
6. George Carter y W. A. Grant, *Ion Implantation of Semiconductors*, Wiley, Nueva York.
7. James F. Gibbons, "Ion Implantation in Semiconductors, Part I, Range Distribution Theory and Experiments", *Proc. IEEE* **56**:295-319.
8. J. L. Stone, "I<sup>2</sup>L: A Comprehensive Review of Techniques and Technology", *Solid State Technol.* **20**:42-47.
9. Robert H. Crawford, *MOSFET in Circuit Design*, McGraw-Hill, Nueva York.
10. William M. Penney y Lillian Lau, eds., *MOS Integrated Circuits*, Van Nostrand Reinhold, Nueva York.
11. Thomas Klein, "Technology and Performance of Integrated Complementary MOS Circuits", *IEEE J. Solid State Cir.* **SC-4**:122-130.

### 13.5 CIRCUITOS HÍBRIDOS: DE PELÍCULA GRUESA Y DE PELÍCULA DELGADA

George H. Ebel

#### 13.5.1 Descripción general

En la industria de la microelectrónica no existe una definición generalmente aceptada para los circuitos híbridos. Se tiende a clasificarlos por diseño, fabricación y materiales, por función, o basándose en su empleo. El rasgo común en todas las definiciones es la miniaturización de la manufactura del circuito electrónico por otros medios diferentes a la ubicación de todas las funciones en un solo circuito integrado semiconductor monolítico. Un ejemplo típico de esto es la sustitución de un tablero de circuitos impresos que tiene piezas discretas por un circuito híbrido, en el que se emplea uno de los diversos métodos de encapsulado que se describirán más adelante. La reducción del tamaño empleando técnicas híbridas de construcción varía desde aproximadamente 5:1 hasta 20:1.

Algunas personas afirman que los circuitos híbridos deben clasificarse como una técnica de ensamblado,

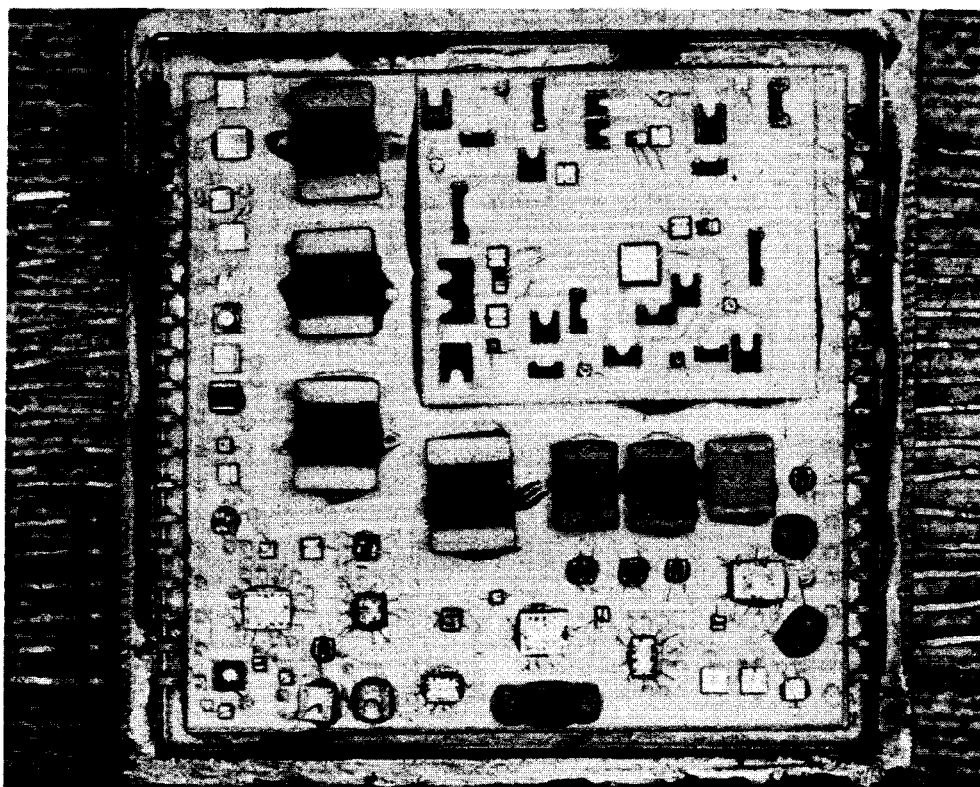


Fig. 13-78. Construcción híbrida de película gruesa de varios niveles con un sustrato de un solo nivel conectado al sustrato principal. La parte de un solo nivel presenta el ajuste abrasivo de los resistores de película gruesa (áreas negras). Los grandes elementos en el sustrato principal son capacitores de pastilla de cerámica. El híbrido es un cuadrado de 1.25 pulg por lado, y contiene 8 circuitos integrados, 18 transistores, 3 diodos, 33 capacitores, 44 resistores y 428 empalmes con alambre.

más que como un componente único. Esto se debe probablemente a que lo único que parece ser común a todos estos circuitos es un esquema de interconexión en microminiatura.

El título de este apartado sugiere que todos los circuitos híbridos están divididos en dos categorías: los de película gruesa y los de película delgada (figs. 13-78 y 13-79). Aunque la metalización del sustrato es un aspecto de los circuitos híbridos, existen muchos más. A continuación se presentan tres métodos de clasificación:

#### A. Diseño, fabricación y materiales.

1. Metalización del sustrato.
  - a. De película gruesa.
  - b. De película delgada.
  - c. De niveles múltiples.
2. Resistores del sustrato.
  - a. De película gruesa.
  - b. De nicromo de película delgada.
  - c. De nitruro de tantalio de película delgada.
3. Material del sustrato.
  - a. Alúmina.
  - b. Berilia.
  - c. Polímeros.
  - d. Con alma de metal.
4. Métodos de interconexión.
  - a. Por empalme de alambres.
  - b. Por soldadura de reflujo.
  - c. Por polímeros conductores.
  - d. Por soldadura.
5. Conexión de los componentes.
  - a. Eutéctica.
  - b. Por soldadura de reflujo.
  - c. Por polímeros.
6. Encapsulado.
  - a. Hermético.
  - b. No hermético.

#### B. Función.

1. Analógica.
2. Digital.
3. De potencia.
4. De microondas.
5. Óptica.

#### C. Empleo/ambiente.

1. Militar.
  - a. Aeronáutica.
  - b. Misiles.
  - c. Espacial.
  - d. Vehicular.
  - e. De tierra.
2. Comercial.
  - a. Vehicular.
  - b. Dispositivos médicos de implantación.
  - c. En oficinas, laboratorios, etc.

Este bosquejo no pretende ser exhaustivo, sino solamente presentar la diversidad de artículos que es posible clasificar como circuitos híbridos. Los artículos de

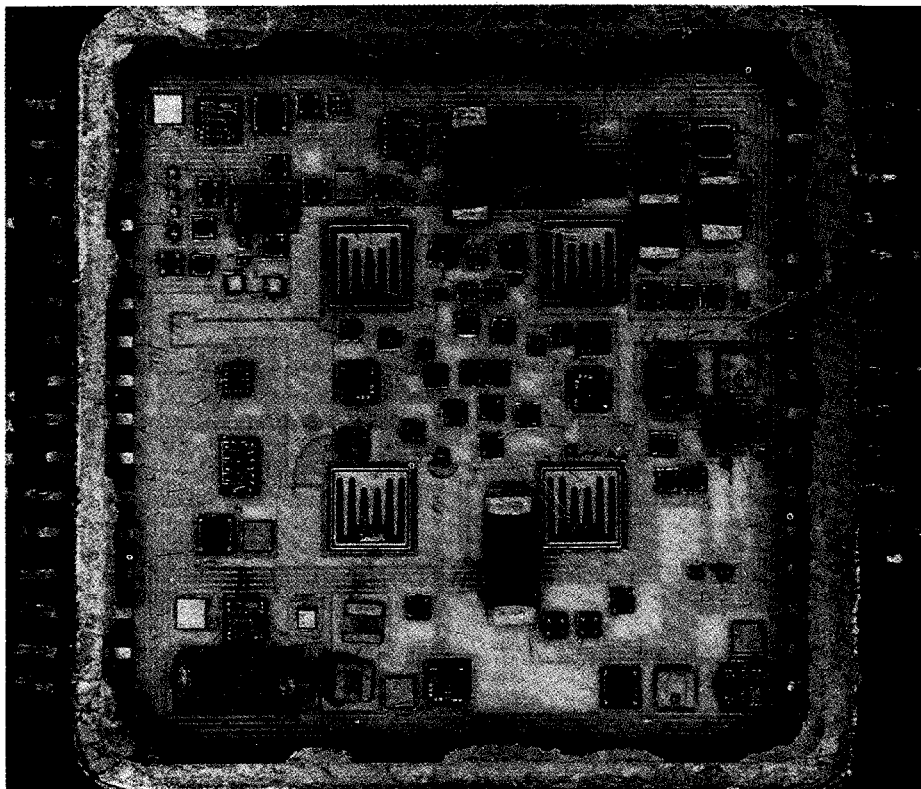
la clasificación pueden combinarse para describir un circuito híbrido en particular con mayor detalle. Esta diversidad también conduce a procesos únicos de manufactura en cada lugar en que se fabriquen los circuitos híbridos. Aun cuando a medida que la industria de los circuitos híbridos madura, los procesos y los procedimientos de manufactura se están volviendo más estandarizados, todavía es difícil encontrar dos fabricantes que utilicen los mismos materiales, procesos y procedimientos.

#### 13.5.2 Definición de términos

Muchos documentos contienen definiciones de la terminología empleada en el campo de los circuitos híbridos. La referencia más común es la MIL-STD-883. Las siguientes definiciones se encuentran en la versión del método de prueba 2017 de dicho documento.

- **Ambiente controlado.** Un ambiente controlado debe satisfacer los requisitos de la Federal Standard 209, Clase 100, relativa al ambiente para la limpieza y humedad del aire, excepto que la máxima humedad relativa permisible no debe exceder del 50%. El empleo de un ambiente de gas inerte, como el nitrógeno, debe satisfacer el requisito de un ambiente controlado.
- **Ancho mínimo del resistor.** Este ancho es la porción más estrecha de un resistor dado antes del corte de ajuste. Sin embargo, para un resistor en bloque ese ancho debe especificarse en la documentación aprobada del diseño.
- **Ancho original.** Es la dimensión del ancho o de la distancia que se pretende en el diseño (es decir, ancho original del metal, ancho original de difusión, ancho original de la viga, etc.).
- **Área circuital activa.** El área circuital activa comprende todas las áreas de los elementos del circuito y la metalización funcionales, o cualesquiera combinaciones de ellos, con exclusión de las vigas conductoras.
- **Capa aislante.** La capa aislante es una capa dieléctrica empleada para aislar el material conductor y resistivo de varios niveles o para proteger el material resistivo conductor del nivel superior.
- **Capacitor interdigitalizado.** Es un capacitor formado mediante la separación de líneas paralelas metalizadas.
- **Componente no utilizado o elemento depositado no utilizado.** Son aquellos que no se encuentran conectados a un circuito o trayectoria de circuito en sólo un punto. Puede establecerse una conexión por diseño o por anomalía visual.
- **Cuerda.** Una cuerda es un filamento o hebra de algún polímero orgánico.
- **Empalme compuesto.** Es la conexión monometálica de un empalme sobre la parte superior de otro.
- **Material extraño.** Un material extraño es cualquier sustancia que se desplace de su posición original o pretendida dentro del paquete del mi-





**Fig. 13-79.** Construcción híbrida de película delgada de un solo nivel que presenta cuatro grandes transistores de potencia interdigitados. El híbrido es un cuadrado que mide 1 pulg por lado y contiene 9 circuitos integrados, 25 transistores, 6 diodos, 18 capacitores, 53 resistores y 634 empalmes con alambre.

crocircuito. Un **material conductor extraño** es cualquier sustancia que aparezca opaca en las condiciones de iluminación y amplificación empleadas en una inspección visual rutinaria. Las partículas se considerarán imbuidas en el vidrio cuando exista evidencia de bordes de color en la periferia de aquéllas.

- **Metalización del borde.** Es la metalización que conecta eléctricamente la metalización de la superficie superior con el lado opuesto del sustrato. También se denomina metalización envolvente.
- **Metalización en capas múltiples.** Consiste en el depósito de dos o más capas (conductoras) de metal o de cualquier otro material empleado para interconexiones que no están aisladas entre sí por un material aislante que se desarrolla o se deposita. El término "metal subyacente" hará referencia a cualquier capa que se encuentre debajo de la capa superior de metal.
- **Metalización en niveles múltiples.** Es el depósito de dos o más capas (conductoras) de metal o de cualquier otro material empleado para interconexiones que se encuentran aisladas entre sí por un material aislante que se desarrolla o se deposita.

- **Metalización funcional.** La metalización funcional (conductora) es todo metal, o cualquier otro material, empleado para interconexiones, excepto marcas de corte metalizadas, elementos circuitales funcionales inconexos para patrón de prueba, almohadillas de empalme sin utilizar y marcas de identificación.
- **Metalización integral.** Es la que conecta eléctricamente la metalización de la superficie superior y la opuesta del sustrato.
- **Pasivación.** Ésta se logra mediante el desarrollo o depósito de óxido o nitrato de silicio, o cualquier otro material, directamente sobre el cuadrado menudo o lasca antes del depósito del metal.
- **Pasivación con vidrio.** Este proceso consiste en el depósito (vidriado) de una o más capas superiores de material aislante transparente que cubren el área activa de la pastilla, incluyendo la metalización, excepto las almohadillas de empalme y las vigas conductoras. Se llama craquelado o microfisuración a la presencia de grietas diminutas en el vidriado.
- **Película delgada.** Una película delgada (de menos de 10 000 Å de grosor) es una película depositada sobre un sustrato por un proceso de

crecimiento tal como evaporación al vacío, bombardeo iónico, o descomposición pirolítica.

- **Película gruesa.** Es una película depositada por procesos de serigrafía y sometida a alta temperatura para fundirla en su forma final. Los procesos básicos de la tecnología de películas gruesas son la serigrafía y la aplicación de calor.
- **Plano de tierra.** Un plano de tierra es un área metalizada sobre un sustrato que se emplea para separar las capas de distribución de voltaje de las señales o de diferentes clases de señales. El plano de tierra puede estar o no en el lado circuital del sustrato.
- **Polímero orgánico.** El residuo polimérico orgánico (epoxi) en forma de vapor es el material emitido por el polímero que se deposita en una superficie disponible.
- **Ranura.** En este contexto, una ranura es aquella porción de área del material del resistor de la que se ha eliminado o modificado material por medio de ajuste.
- **Separación original de diseño.** Es la dimensión de separación o distancia que se pretende en el diseño.
- **Sintonización RF.** La sintonización RF es el ajuste de las señales de salida de un circuito RF por medio de la modificación de líneas o almohadillas o haciendo variar los valores de capacitancia y resistencia a fin de cumplir una especificación eléctrica en particular.
- **Sustrato.** Un sustrato es el material estructural de apoyo interior, exterior o ambos, en el que se colocan los elementos de pasivación, metalización y circuitales.

### 13.5.3 Procesos de manufactura

Existen muchos procesos de manufactura para construir circuitos híbridos. Estos procesos, desde la tecnología de los sustratos pasando por la conexión de componentes y las técnicas de interconexión hasta el encapsulado y las pruebas, pueden combinarse de forma casi ilimitada.

#### Tecnología de los sustratos

El material de mayor uso en la actualidad para los sustratos es la alúmina no vidriada. Algunas veces se emplea berilia, en caso de requerirse mayor disipación de potencia. Sin embargo, las personas que trabajan con este material deben protegerse del polvo que se desprende y esto suele desalentar el empleo de berilia para los resistores de sustrato que requieren ajuste por corte. Recientemente se ha investigado el empleo de un metal (p. ej., acero porcelanizado) como material de sustrato. Una tecnología más en estudio es el empleo de productos orgánicos tales como las polímidas. Otros materiales que se han utilizado para la manufactura de sustratos son: la alúmina vidriada, zafiro, vidrio y silicio oxidado.

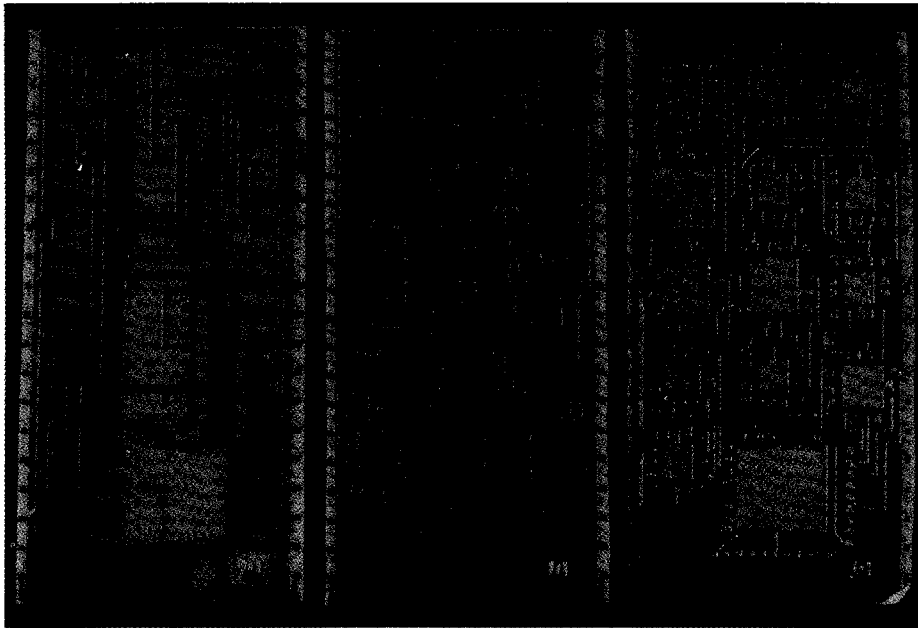
A fin de completar un sustrato híbrido, es necesario colocar sobre el material del sustrato alguna forma de patrón de interconexión. Esto se realiza con tecnología

de película gruesa o de película delgada. La tecnología de película gruesa es básicamente la vieja técnica de impresión con estarcido (serigrafía). La tecnología de película delgada consta de las técnicas fotolitográficas más recientes, que permiten encapsulados más densos con interconexiones de un solo nivel. Sin embargo, la tecnología de película gruesa permite mayor capacidad de conducción de corriente, lo cual es necesario para los circuitos híbridos de alta potencia.

Los circuitos de película gruesa de un solo nivel se elaboran haciendo pasar una pasta por estarcidos de acero inoxidable de malla fina que tienen impresos patrones apropiados. La mayor parte de los patrones conductores están hechos con una pasta a base de oro, aunque de manera continua se encuentran en evaluación otros materiales menos costosos. A fin de crear la mayor parte de los resistores empleados en el circuito híbrido se aplican por esta técnica tintas resistivas sobre el sustrato. Sobre circuitos de película gruesa de varios niveles no suelen imprimirse resistores. La construcción de varios niveles se emplea para circuitos de mayor densidad (fig. 13-80). Dado que es difícil imprimir resistores confiables en niveles superiores al del sustrato, se emplean resistores de pastilla discretos o redes de resistores. Un sustrato de varios niveles se establece imprimiendo por serigrafía de manera alternada capas de conductores y aislante. En realidad, a fin de fabricar un híbrido confiable de niveles múltiples se requiere lo siguiente:

1. Imprimir con estarcido y curar por calor el patrón conductor del primer nivel.
2. Hacer lo mismo con el primer nivel de material aislante con agujeros de comunicación para conectar el patrón conductor del segundo nivel.
3. Serigrafiar y curar el material conductor que está dentro de los agujeros de comunicación, de modo que el serigrafiado del segundo nivel se realice en una superficie lo más plana posible.
4. Repetir los puntos 2 y 3 a fin de eliminar los cortocircuitos debidos a pequeñas perforaciones entre los niveles conductores.
5. Serigrafiar y curar por los mismos procedimientos el patrón conductor del segundo nivel.
6. Continuar hasta que se haya completado el número deseado de patrones conductores. La metalización del nivel superior suele efectuarse con un material completamente diferente al de los demás niveles. Esto se hace así a fin de optimizar la fiabilidad de adherencia de los artículos colocados sobre el sustrato y para asegurar el mejor proceso de interconexión para el híbrido. Otras formas de lograr esto son: imprimir con estarcido dos veces el nivel final o someter a galvanoplastia el último nivel, a fin de obtener la metalización deseada.

La tecnología de película delgada (fig. 13-81) suele caracterizarse por el material empleado para los resistores. Los materiales más comunes son nicromo y ni-tro de tantalio. El primero suele ser mejor para situaciones de tolerancia estrecha, pero adolece del pro-



**Fig. 13-80.** Tres niveles superiores de un sustrato digital de película gruesa de cuatro niveles. El primer nivel puede observarse a través del patrón de la segunda capa que se ve a la izquierda. Este sustrato cabe en una cápsula de 1 × 1.5 pulg. El ancho mínimo de los conductores, así como la separación mínima entre ellos, es de 0.005 pulg. En la producción a gran escala es difícil mantener estas dimensiones. Por lo general, los conductores y las separaciones entre ellos son mayores o iguales que 0.01 pulg a fin de asegurar altos factores de rendimiento.

blema de resistores abiertos en presencia de humedad y voltaje. Las características del nitrato de tantalio han mejorado y ahora este material compite con el níquel.

Los sustratos de película delgada se elaboran depositando primero los materiales de los resistores sobre el material del sustrato. El material conductor, que suele ser oro, se deposita sobre el material del resistor. Entonces, mediante técnicas fotolitográficas, se elimina por corrosión selectiva todo el material de los resistores y conductor que no será empleado en el circuito final. El paso siguiente es la eliminación de material conductor en todo lugar en que se desee un resistor. Esto deja el sustrato final, que contiene el patrón de las interconexiones y resistencias.

Para sustratos tanto de película gruesa como de película delgada, más tarde suelen agregarse al sustrato resistores críticos en forma de pastillas.

#### Conexión de los dispositivos de pastillas

La forma en que se conectan los dispositivos de la pastilla a los sustratos terminados varía considerablemente de un fabricante a otro. Se emplean elementos de pastilla tanto pasivos como activos. En la tabla de al lado se enumeran algunos de los elementos de mayor uso en los circuitos híbridos:

Las conexiones o empalmes de estos elementos sobre el sustrato se realizan con medios metálicos o poliméricos. Los esquemas típicos de metal son de diversos tipos de soldadura o eutécticos de oro-silicio, oro-

germanio, o bien oro-estaño. Al emplear empalmes metálicos para dispositivos tales como los capacitores de pastilla de cerámica, es posible que ocurra agrietamiento en el empalme, debido a diferencias térmicas de las piezas. Otro problema con el empleo de soldadura es el lixiviado del oro.

Las resinas epóxicas conductoras y no conductoras son los materiales poliméricos predominantes empleados para la conexión de elementos circuitales a sustratos híbridos, aunque existen dos problemas primordiales con dichos materiales. El alcance de los problemas aumenta directamente con la cantidad de resina epoxi empleada. El primer problema, que se aplica tanto a las resinas epóxicas conductoras como a las no conductoras, es el desprendimiento de gas de las resinas. El desprendimiento de gas puede dejar una delgada película orgánica sobre la superficie de un híbrido antes de su sellado, la cual puede impedir la formación de interconexiones confiables en el futuro.

Dispositivos activos	Dispositivos pasivos
Circuitos integrados	Resistores de película delgada (tanto discretos como en redes)
Transistores	Resistores de película gruesa (tanto discretos como en redes)
Diodos	Capacitores (cerámica, tantalio y MOS)
	Inductores y transformadores

Para híbridos sellados herméticamente, el desprendimiento gaseoso continuo de, por ejemplo, humedad y amoníaco de las resinas epóxicas puede provocar problemas durante el uso en el campo.

El segundo problema más importante se refiere sólo a las resinas epóxicas conductoras. Un fenómeno, que aún no se comprende, provoca una trayectoria de alta resistencia eléctrica en la interficie del empalme de resina. La manifestación de este hecho en el campo suele tardar de uno a tres años. Esta interficie de alta resistencia se ha informado para empalmes de materiales como silicio, cobre y aluminio, pero no para materiales como oro y plata.

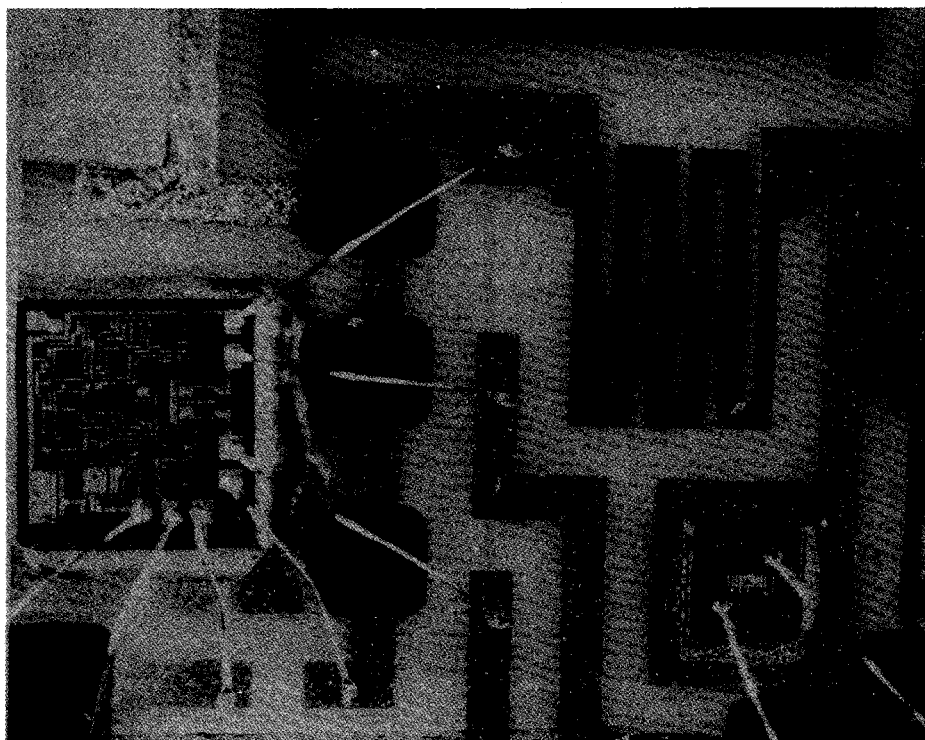
#### Métodos de interconexión

Una vez que sobre el sustrato se han colocado las pastillas de los elementos circuitales, las conexiones eléctricas deben efectuarse por lo general de las pastillas a la metalización del sustrato. La mayoría de los diseñadores de híbridos intentan efectuar tantas conexiones eléctricas de éstas como sea posible durante el montaje de los elementos de la pastilla. Evidentemente, con el empleo de técnicas como las de pastillas reversibles (o invertidas), pastillas de amortiguación o dispositivos semiconductores por conexionado con vigas conductoras es posible elaborar un híbrido completo sin operaciones adicionales de interconexión. Sin embargo, debido a la naturaleza individualizada de la mayor parte

de los híbridos, los dispositivos semiconductores y las redes de resistores suelen conectarse eléctricamente al sustrato por medio de alambre fino (de aproximadamente 0.001 pulg de diámetro) de oro o aluminio (fig. 13-82).

La energía para efectuar las interconexiones con alambre proviene de una combinación de factores como la presión y el calor. La resistencia mecánica del silicio establece el límite superior para la presión; ya que ésta no basta para formar la unión, es necesario agregar calor. Éste puede obtenerse calentando todo el híbrido, calentando la herramienta de empalme, o empleando energía ultrasónica. Los empalmadores de mayor uso en la actualidad para la construcción de híbridos son los termosónicos, en los que se combina la presión, una etapa de calentamiento para el híbrido y una herramienta de empalme ultrasónico. El empalmador termosónico se emplea para el alambre de oro, que es el material predominante para empalmes de alambre en híbridos, debido a que los parámetros de empalme para el alambre de oro no son tan críticos como los del aluminio. Los empalmadores ultrasónicos se emplean para empalmar alambre de aluminio.

Para hacer empalmes fiables con alambres es necesario contar con una superficie limpia. Recientemente se ha demostrado que es efectiva una limpieza a base de plasma suave con argón o una mezcla de oxígeno y argón antes de la operación de empalme.



**Fig. 13-81.** Sección de un circuito híbrido de película gruesa, en la que se muestran un resistor de nicromo en serpentina, un circuito integrado y un transistor. Las partes oscuras en el tendido del conductor, en donde los empalmes de los alambres pasan sobre dicho tendido, son depósitos de dióxido de silicio que evitan cortocircuitos.

### Ajuste fino por corte de resistores

Para construir circuitos con tolerancias estrechas de los resistores, los resistores serigrafiados en el sustrato y los de pastilla se ajustan por corte hasta valores exactos. El empleo de láser para ajustar resistores de película gruesa o delgada (fig. 13-83) es el método más común. Algunos resistores de película gruesa se ajustan todavía más mediante una técnica de abrasión neumática. La etapa de manufactura en la que se efectúa el ajuste depende en gran medida de la exactitud de los valores del resistor. Muchos circuitos requieren el ajuste activo de los resistores. Por consiguiente, el circuito debe estar esencialmente completo antes de realizarse el ajuste final.

### Encapsulado y sellado final

El encapsulado o empaque puede dividirse en dos categorías generales: hermético y no hermético. Los híbridos herméticos se definen como encerrados en metal, cerámica, vidrio o una combinación de ellos, y la mayor parte de estos híbridos se emplean en operaciones militares o de alta fiabilidad, por lo que el encapsulado hermético está más estandarizado que el no hermético. Los empaques metálicos con tapas soldadas como sello final constituyen la mayor parte de los híbridos en la categoría hermética. Algunas veces se em-

plean cápsulas de cerámica, pero las grandes tienden a agrietarse y los rendimientos del sellado no son tan altos como los de las cápsulas soldadas de metal.

El sustrato, ya con las pastillas e interconexiones, se empalma dentro de la cápsula con sistemas poliméricos o metálicos de la misma forma en que se empalmaron los elementos de pastilla al sustrato. Los mismos problemas analizados anteriormente en esta sección, relacionados con la conexión de dispositivos, también se aplican a la conexión del sustrato. Una vez que el sustrato está seguro dentro de la cápsula, las conexiones eléctricas a las terminales de la cápsula se efectúan por técnicas de empalme con alambres.

El encapsulado de híbridos no herméticos es bastante diverso. Los híbridos menos costosos suelen moldearse en algún material polimérico. Los más costosos y complejos suelen tener "cubiertas contra polvo", generalmente formados por resinas epóxicas, sobre los componentes electrónicos, con fines de protección mecánica. En la mayor parte de los híbridos no herméticos se emplea el sustrato como base de la cápsula.

Es necesario tener cuidado al emplear compuestos moldeados poliméricos para el encapsulado final de circuitos híbridos. Dado que la humedad llegará finalmente a los elementos críticos del circuito, como semiconductores y resistores de nicromo, la superficie



**Fig. 13-82.** Alambres delgados de oro (0.001 pulg) que conectan una pastilla doble de transistor con la metalización del sustrato de película gruesa. La pastilla del transistor se montó en el sustrato mediante un eutéctico de oro-silicio. El empalme de alambre en el ángulo superior izquierdo es un empalme compuesto, que en este caso se emplea para dar una fiabilidad extra al empalme de cuña sobre el sustrato, y algunas veces se denomina empalme de seguridad. El otro extremo del alambre se conecta al mismo tendido de la metalización del sustrato con un empalme de cuña.

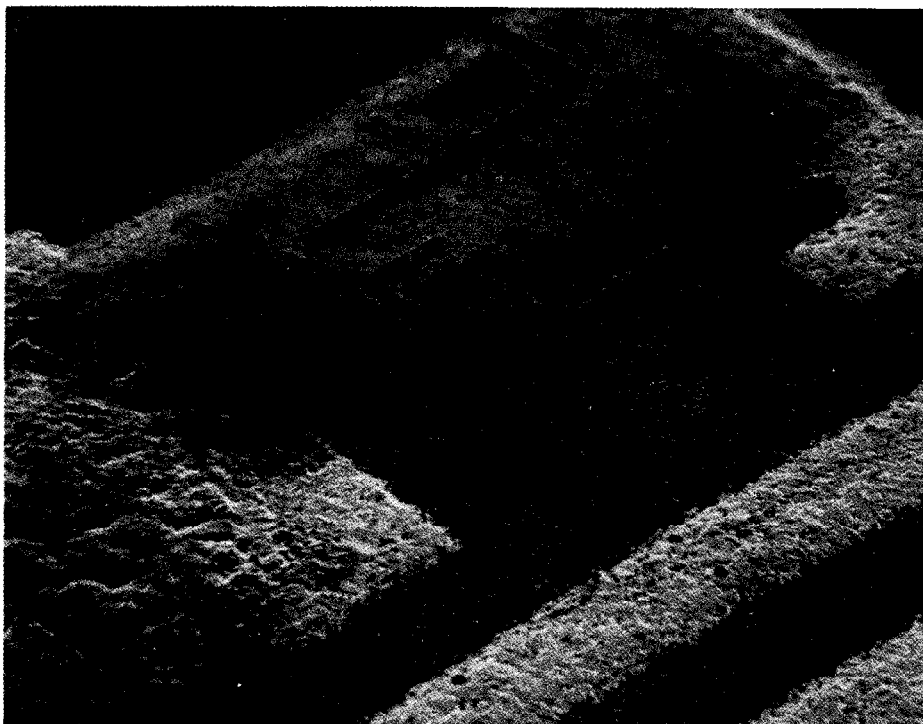


Fig. 13-83. Resistor con sustrato de película gruesa que se ha ajustado por recorte con rayo láser.

del híbrido debe estar lo más limpia posible durante el encapsulado. Asimismo, tanto el oro como la plata emigrarán con rapidez en presencia de voltaje, humedad y cualquier ion halógeno. El otro problema con el moldeo de híbridos se refiere al desajuste térmico durante ciclos de temperatura. Es necesario someter los híbridos moldeados a ciclos de temperatura en los ambientes de uso real durante un largo periodo a fin de asegurar un diseño adecuado.

Quizá el principal mecanismo de fallo de los circuitos híbridos es la contaminación superficial. Por ello, las superficies activas deben limpiarse tanto como sea posible justo antes del encapsulado final. Los métodos químicos con plasma seco han sido bastante efectivos con ese fin.

#### 13.5.4 Especificaciones de corriente

Aunque se han efectuado muchos intentos encaminados a desarrollar especificaciones para los híbridos comerciales, ninguna ha sido aceptada en general por la industria. Casi todas las especificaciones para híbridos siguen el patrón de tres especificaciones militares: 1) MIL-STD-883, Test Methods and Procedures for Microelectronics; 2) MIL-M-38510, General Specification for Military Specification Microcircuits; y 3) MIL-STD-1772, Certification Requirements for Hybrid Microcircuit Facilities and Lines.

La MIL-STD-883 cubre todo lo relacionado con la microelectrónica, y la mayor parte de los documentos

cubren los circuitos integrados monolíticos. Sin embargo, existen dos métodos que se aplican sólo a híbridos. El primero es el método de prueba 2017, "Internal Visual (Hybrid)". Este método establece normas para la inspección visual de los detalles de construcción de los híbridos. El segundo método de prueba "sólo para híbridos", el 5008, "Test Procedures for Hybrid and Multichip Microcircuits", se refiere a muchos otros procedimientos de prueba mencionados en los documentos que también se emplean para los circuitos integrados monolíticos. Este método de prueba también especifica la forma en que los elementos activos y pasivos de las pastillas deben serigrafarse antes del ensamblaje en el híbrido.

La especificación MIL-M-38510 también es un documento general dedicado principalmente a los circuitos integrados monolíticos. El Apéndice G de este documento, General Requirements for Custom Hybrid Microcircuits, trata exclusivamente de híbridos y detalla las partes de la especificación MIL-M-38510 que son aplicables a los híbridos.

#### 13.5.5. Consideraciones térmicas

Para los híbridos de mediana y baja potencia es necesario generar diseños térmicos adecuados. En general, la mayor parte de las reglas del diseño para los dispositivos semiconductores recomiendan temperaturas máximas de unión de 125 a 130 °C. También se establece un límite para los resistores, conforme a los

materiales utilizados. El incremento de temperatura para cualquier dispositivo en un híbrido suele calcularse como una función de la temperatura de la envolvente. Por lo general bastan cálculos sencillos para asegurar un buen diseño. Estos cálculos casi siempre dan por resultado un diseño ligeramente conservador.

El incremento de temperatura entre dos puntos cualesquiera puede calcularse empleando la siguiente ecuación:

$$\Delta T = RP \quad (13-86)$$

donde  $\Delta T$  = incremento de temperatura, °C

$R$  = resistencia térmica, °C/W

$P$  = disipación de potencia, W

La temperatura suele expresarse en grados Celsius (o centígrados), y la potencia, en watts. La potencia generada en un dispositivo específico se calcula a partir del esquema del circuito, mientras que la resistencia térmica se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$R = \frac{t}{KA}$$

donde  $t$  = grosor del dispositivo, m

$K$  = conductividad térmica, W/m · °C

$A$  = área de la sección transversal, m<sup>2</sup>

Suele ser posible obtener los valores de  $K$  en manuales o tablas de especificaciones para los materiales. El área de la sección transversal es fácil de calcular. Si el material cuya impedancia está siendo calculada no distribuye el calor (p. ej., una resina epóxica no conductora sin rellenar), entonces se emplea la medida del área transversal donde penetra el calor. Si ocurre distribución de calor, entonces se supone que el ángulo de dicha distribución es de 45°. Así, el área empleada para calcular la impedancia térmica es el promedio del área donde penetra el calor y el área donde existe calor. Si las trayectorias del calor de dos dispositivos adyacentes se superponen debido a la distribución del calor, es necesario efectuar ajustes para corregir el problema. Un método sencillo es suponer que no hay distribución de calor más allá del punto de superposición de las dos trayectorias de calor.

Los valores del grosor son críticos para materiales tales como resinas epóxicas, y con frecuencia son las incógnitas más importantes en los cálculos. Es necesario tomar precauciones especiales al elegir el grosor de las líneas de empalme que realmente habrá de darse en la línea de producción a los híbridos.

Las impedancias térmicas individuales se calculan para cada elemento en la trayectoria térmica, y después estos elementos se combinan en serie-paralelo a fin de llegar a la impedancia térmica de la envolvente a la fuente de calor. Esto es parecido a la combinación de resistores en serie-paralelo para llegar a una resistencia equivalente en serie.

El incremento de temperatura de la fuente de calor a la envolvente se calcula por medio de la ecuación 13-86, y la resistencia térmica equivalente se determina combinando las resistencias térmicas individuales, tal como ya se describió.

### 13.5.6 Consideraciones sobre frecuencias

La tecnología híbrida ordinaria puede utilizarse para circuitos que operan en el intervalo de 0 a 100 MHz. Debido a sus anchos de línea más estrechos, es posible utilizar tecnología de película delgada a frecuencias superiores que las de la construcción de película gruesa. En el intervalo de aproximadamente 100 a 300 MHz, los elementos circuitales concentrados ceden el lugar a elementos distribuidos. Por encima de 300 MHz se emplea la tecnología de microondas. Esta área está en el campo de la tecnología de película delgada.

Al establecer las trayectorias de conducción del sustrato, es necesario tener el cuidado de separar las trayectorias que pudieran provocar una interferencia peligrosa o dañina. También es necesario eliminar grandes trayectorias paralelas en el diseño de sustratos.

### 13.5.7 Aplicaciones

Los circuitos híbridos se emplean como:

1. Reducción de tamaño.
2. Pequeños lotes de producción.
3. Rendimiento.
4. Fiabilidad.

La reducción del tamaño es evidente. Por lo general un tablero de circuitos impresos de 25 pulg<sup>2</sup> aproximadamente, construido con piezas discretas, puede reducirse a uno o dos circuitos híbridos de aproximadamente 1 pulg<sup>2</sup> cada uno. Las reducciones de tamaño y peso hacen bastante atractivos los circuitos híbridos para aplicaciones militares y espaciales.

Con la reducción de tamaño está asociado el problema de los pequeños lotes de producción. En muchos casos, especialmente con los circuitos digitales, serían posibles incluso mayores reducciones de tamaño y peso mediante la individualización (fabricación sobre pedido) de circuitos integrados a gran escala. Sin embargo, el costo suele ser prohibitivo. Otro problema con tales circuitos es la obsolescencia, así como las reposiciones, que son difíciles. En el caso de los híbridos, estos problemas son menos importantes, ya que la mayor parte de los diseños se efectúan con piezas ordinarias de gran volumen, o en todo caso pueden resolverse mediante un rediseño mínimo.

Con frecuencia, los circuitos críticos pueden producirse más efectivamente en forma de híbridos. Es posible lograr buenos rendimientos, dado que los elementos del circuito se encuentran muy próximos entre sí, con lo que se reducen los gradientes térmicos. Esto da por resultado un buen seguimiento de los elementos acoplados. El ajuste fino activo suele emplearse para producir circuitos híbridos con requisitos críticos. Además, la miniaturización obtenida en un híbrido mejora el rendimiento a alta frecuencia.

La interconexión de dispositivos discretos es una de las mayores causas de falla en el equipo electrónico. El empleo de tecnología híbrida reduce el número de interconexiones casi a la mitad, y esfuerzos recientes en la industria híbrida para mejorar el empalme con alam-

bres han dado por resultado conexiones altamente fiables: el nuevo equipo para los empalmes con alambres y los procesos más recientes de limpieza han hecho que las fallas dentro de un híbrido sean poco probables.

La industria de los híbridos es multibillonaria y su crecimiento es continuo, por lo que actualmente su futuro es prometedor. El empleo de empalmadores de alambre automáticos controlados por microprocesadores es común en la industria, y se están desarrollando dispositivos de reconocimiento de patrones. Estas innovaciones, junto con el equipo automático de "tomar y colocar" que se encuentra en etapa de desarrollo, completarán la automatización del montaje de híbridos, que será una realidad en un futuro próximo.

Las aplicaciones de los híbridos son tan variadas como los métodos de ensamblado y los materiales que se emplean. En Estados Unidos, el ejército y la NASA han utilizado circuitos híbridos durante más de una década a fin de reducir el tamaño y peso del equipo aeronáutico y espacial. La influencia del ejército y la NASA llega mucho más allá de los dispositivos empleados por dichas instalaciones. La única especificación ampliamente aceptada para los híbridos de consumo ha sido generada por estas organizaciones, y en la mayor parte de las aplicaciones de alta fiabilidad, tales como dispositivos médicos y equipo aeronáutico comercial, se hace uso de todas o casi todas las especificaciones militares.

La industria médica es uno de los usuarios más grandes de híbridos en la construcción de dispositivos implantables, tales como los marcapasos. La industria automotriz está empleando tecnología híbrida para miniaturizar las partes electrónicas de los vehículos. Estos híbridos suelen tener la forma de módulos "con conectores" a fin de facilitar su mantenimiento. Algunos otros usos de los híbridos son los siguientes:

1. Equipo de detección en la perforación de pozos petroleros.
2. Sistemas de entretenimiento en la aviación comercial.
3. Computadoras y sistemas periféricos.
4. Televisión.
5. Hornos de microondas.
6. Controles de máquinas de coser.
7. Equipo de entretenimiento en el hogar.
8. Máquinas para análisis médicos.
9. Máquinas de escribir electrónicas.
10. Controles de herramientas de potencia.
11. Telecomunicaciones.
12. Equipo comercial de microondas.

Algunas áreas en las que los híbridos se emplean poco, pero en las cuales dicho uso podría ampliarse en el futuro, son los controles industriales, equipos de laboratorio y juguetes electrónicos. Parece que el futuro de la industria de los circuitos híbridos es brillante.

### 13.5.8 Referencias generales

Una de las fuentes más concentradas de referencias acerca de circuitos híbridos es la International Society

for Hybrid Microelectronics, PO Box 3255, Montgomery, AL 36109. Esta sociedad ha publicado las memorias de sus simposios anuales desde 1967. También ha publicado revistas técnicas bianuales desde 1978.

En 1976 y 1980 se celebraron dos simposios dedicados exclusivamente a la microelectrónica de los híbridos, en Fort Monmouth, NJ, bajo el auspicio del US Army Electronics Research Development Command (publicados por el US Army ERADCOM, Ft. Monmouth, NJ 07703). Las memorias de estos simposios contienen muchos documentos técnicos excelentes acerca de microcircuitos híbridos.

En las memorias del International Reliability Physics Symposium se encuentran varios artículos acerca de la tecnología de los híbridos (publicados por IEEE, Canterbury Press, Nueva York), que se relacionan a continuación:

- A. P. Bertin, Terwilliger, T. W., "Repairs to complex hybrid circuits—their effect on reliability".
- A. Christon, J. R. Griffith, W. Wilkens, "Reliability testing of fluorinated polymeric materials (FNP) for hybrid encapsulation".
- A. Christon, W. Wilkins, "Assessment of silicon encapsulation materials—screening techniques".
- A. Dermarderosian, "Humidity threshold variations for dendrite growth on hybrid substrates".
- G. H. Ebel, "Failure analysis techniques applied in resolving hybrid microcircuit reliability problems".
- G. H. Ebel, "Tutorial session on hybrid technology—introduction".
- R. W. Gedney, "Trends in packaging technology".
- R. Kossowsky, J. Mitchell, "Characterization of reaction bonded gold and silver thick-film metallizations".
- C. H. Lane, "Packages and film resistors for hybrid microcircuits".
- C. Libove, Rectangular flat-pack lids under external pressure—formulas for screening and design.
- C. Murphy, "Hybrid technology—loose particles and coating materials".
- R. F. Redemske, "Multilevel substrate technology and epoxy component attach for hybrid fabrication".
- D. T. Somerville, "The role of hybrid construction techniques on sealed moisture levels".

## 13.6. OTROS DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

*Mark B. Barron*

### 13.6.1 Tiristores

El nombre "tiristor" se refiere a una familia genérica de dispositivos de cuatro capas *pnpn* que presentan acción regenerativa de conmutación. El dispositivo básico y padre de los otros dispositivos de cuatro capas es el rectificador de silicio controlado (SCR, de *silicon controlled rectifier*), desarrollado en 1957. En la figura



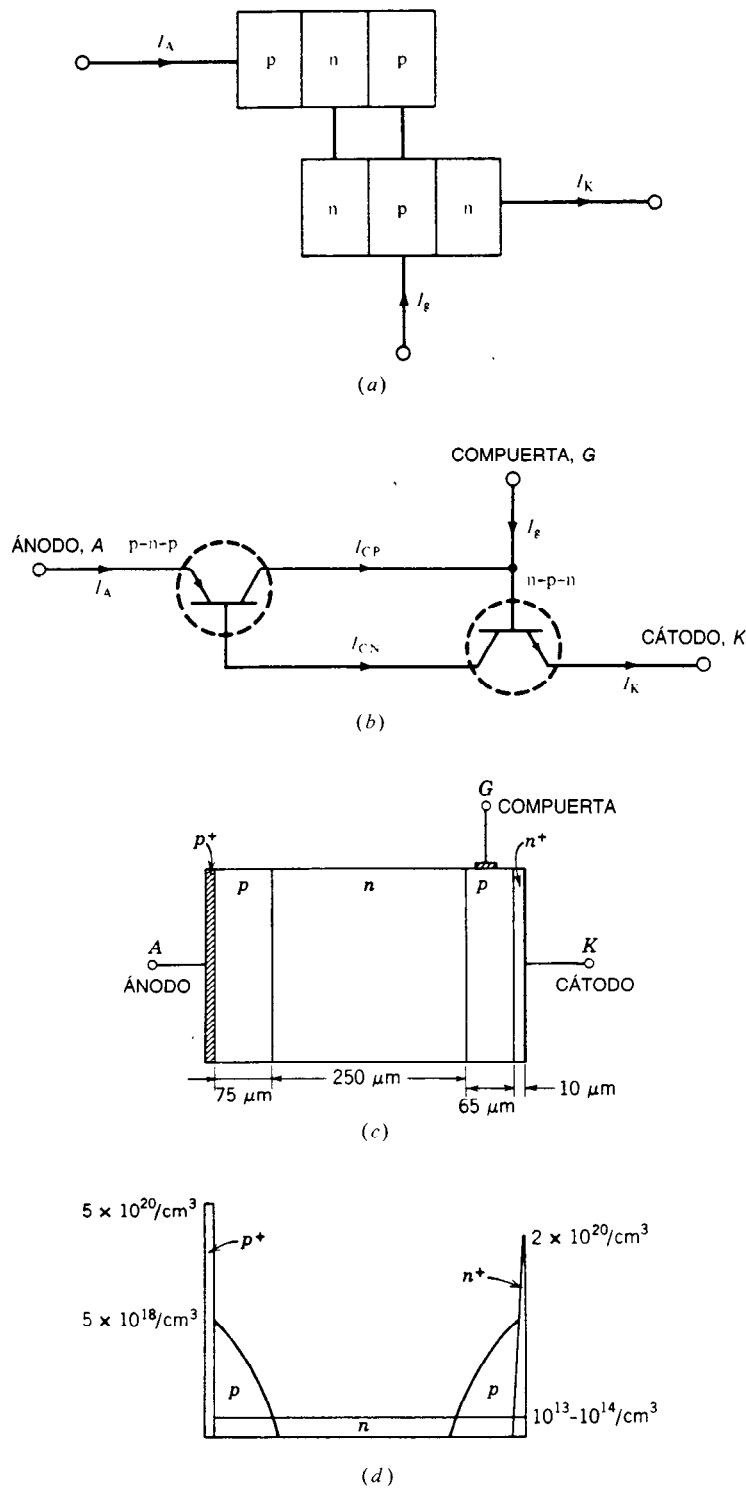


Fig. 13-84. a, b) Equivalente de dos transistores de un rectificador de silicio controlado (SCR); c) Dimensiones de la sección transversal de un SCR típico. d) Perfil de impurificación de un SCR.

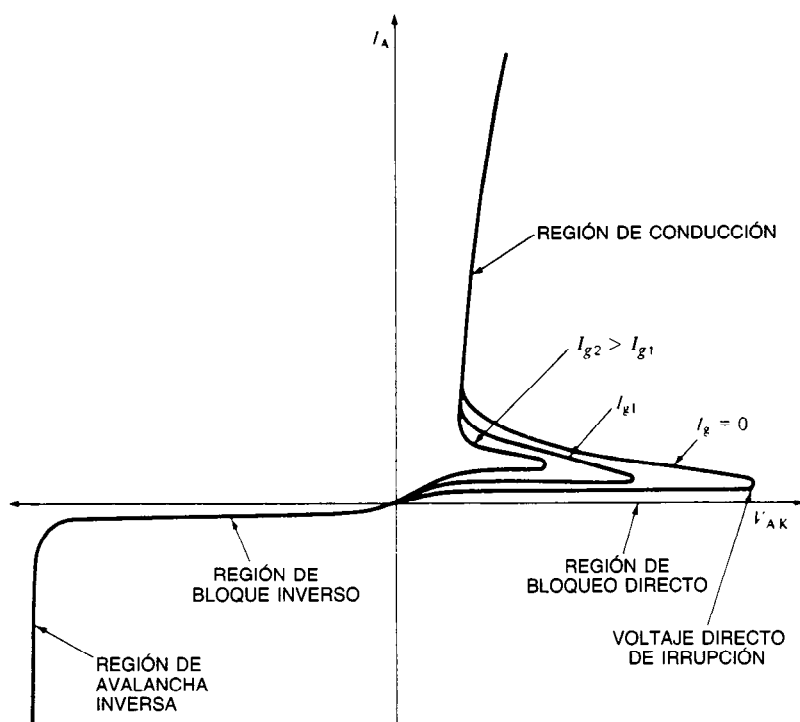


Fig. 13-85. Características corriente-voltaje de un rectificador de silicio controlado (SCR).

13-84 se muestra esquemáticamente. En esencia, el SCR es un par de transistores *npn* y *pnp* en los que la base de uno está conectada con el colector del otro. Cuando se aplica un voltaje positivo al ánodo y no hay corriente que fluya dentro de la compuerta del dispositivo, entonces el transistor *npn* estará "apagado", y ya que la corriente de la base del transistor *pnp* es abastecida por el colector del transistor *npn*, cuando el transistor *npn* está apagado, también lo está el transistor *pnp*. Este modo se denomina de bloqueo directo.

Cuando se aplica un voltaje positivo al cátodo, ninguno de los transistores puede conducir, y el SCR simplemente parece un rectificador con polarización invertida; se dice que el dispositivo está en el modo de bloqueo inverso. Cuando se aplica un voltaje positivo al ánodo y se hace pasar corriente entre la compuerta y el cátodo, el transistor *npn* comenzará a conducir corriente, accionando así la base del transistor *pnp*. La corriente del ánodo está dada por:

$$I_A = \frac{\alpha_{npn} I_g + I_L}{1 - \alpha_{npn} - \alpha_{pnp}} \quad (13-87)$$

donde  $\alpha_{npn}$  = ganancia de corriente  $I_C/I_E$  del transistor *npn*

$\alpha_{pnp}$  = ganancia equivalente de corriente del transistor *pnp*

$I_L$  = corriente de fuga de las uniones

A bajas corrientes,  $\alpha_{npn} + \alpha_{pnp}$  es menor que 1. A medida que aumenta la corriente, la ganancia combinada es igual a 1, el SCR permanece "encendido" y

sólo la impedancia externa del circuito limita la corriente que fluye. Entonces la corriente de compuerta,  $I_G$ , puede reducirse a 0 y el SCR permanecerá encendido. En la figura 13-85 se muestran las características de la operación directa del SCR. Incluso con  $I_G = 0$ , el dispositivo permanecerá encendido (enganchado) tanto tiempo como la corriente del ánodo permanezca por encima de un valor denominado corriente de retención o de mantenimiento.

Algunas veces es posible encender un SCR incluso sin que haya corriente de compuerta. Una condición es que la temperatura del dispositivo aumente y la corriente de fuga a través del SCR sea suficiente para superar la corriente de enganche (encendido). Otra condición es que el voltaje entre el cátodo y el ánodo aumente con rapidez. En este caso, la corriente capacitiva,  $C(dv/dt)$ , puede disparar el dispositivo a un estado de conducción.

Otra situación en la que se disparará un SCR es cuando el voltaje del ánodo se incrementa más allá del valor máximo de bloqueo,  $V_{BO}$ . La unión de bloqueo entra entonces en avalancha y la corriente disruptiva es suficiente para encender el dispositivo.

A fin de minimizar la acción parásita de disparo, los fabricantes de SCR suelen incorporar resistores derivadores (denominados cortocircuitos de emisor) entre el cátodo y la compuerta. El efecto de esto es incrementar la cantidad de corriente necesaria para disparar el dispositivo. A fin de mantener bajas las corrientes necesarias de disparo de compuerta, se emplean compuertas de amplificación, que son equivalentes a SCR

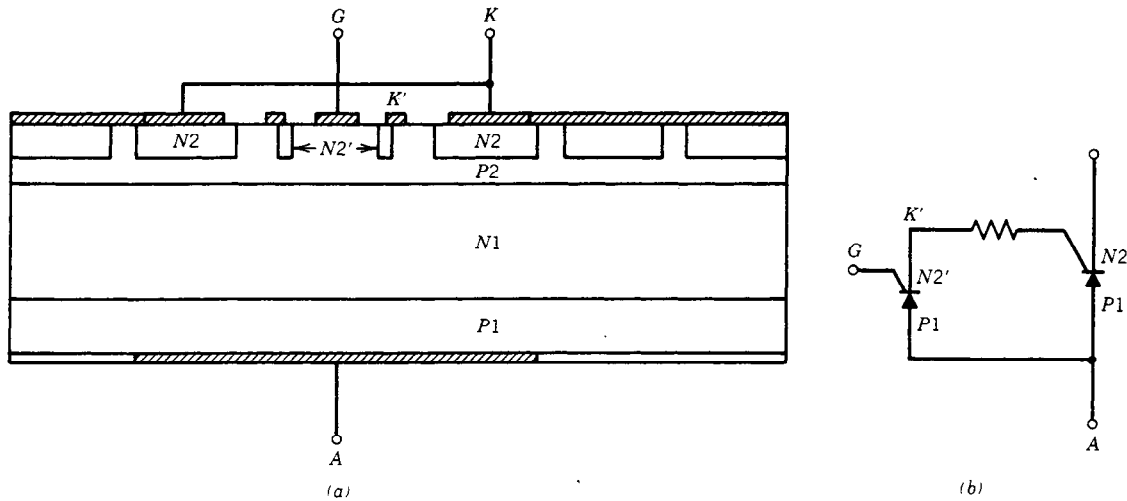


Fig. 13-86. a, b) Compuerta de amplificación de un rectificador de silicio controlado (SCR).

pilotos para accionar el SCR principal. En la figura 13-86 se muestra la sección transversal de un SCR con compuerta de amplificación que tiene un emisor en cortocircuito.

Cuando se enciende un SCR, no se enciende de manera simultánea toda el área del dispositivo. Más bien, la parte cercana a la compuerta comienza a conducir, y después el plasma de portadores móviles se dispersa sobre la parte restante del SCR. El tiempo necesario para la dispersión del plasma aumenta con la densidad de contactos de derivación emisor-compuerta. La dispersión del proceso de conducción determina la velocidad máxima ( $di/dt$ ) a la cual puede aumentar la corriente a través del SCR. Si  $di/dt$  es demasiado grande, la corriente será forzada a través de un área del SCR que es demasiado pequeña para manejar la disipación de potencia resultante. Una forma de incrementar la  $di/dt$  disponible es accionando la compuerta a un nivel de corriente superior a la cantidad necesaria para apenas iniciar el encendido.

Los fabricantes también diseñan "dedos" para compuertas interdigitales que distribuyen el contacto de compuerta en una gran área, de modo que ninguna parte del cátodo se encuentre más allá de una distancia máxima permitida respecto al electrodo de la compuerta. Uno de tales diseños es el patrón arrollado en espiral que se muestra en la figura 13-87. Es posible lograr valores nominales de  $di/dt$  de 1 000 A/ $\mu$ s con tales estructuras. La desventaja obvia de una estructura altamente interdigitada es que se pierde algo del área activa del emisor en aras de la conducción. Por consiguiente, el dispositivo porta tanta corriente promedio como lo hace uno sin la interdigitación.

El valor permitido de  $di/dt$  también puede elevarse incrementando el tiempo de vida de los portadores en el semiconductor. Sin embargo, para aplicaciones de alta frecuencia en las que se requiere un alto valor de  $di/dt$ , ese tiempo debe ser corto a fin de minimizar el tiempo de apagado.

#### Apagado del SCR

Cuando la corriente del SCR se reduce a cero, existe carga almacenada en las regiones  $n$  y  $p$  de la base que es necesario recombinar. Si se aplica un voltaje positivo al ánodo antes de recombinar los portadores, el dispositivo se "encenderá" de nuevo. Normalmente, cuando se apaga un SCR se aplica un voltaje negativo al ánodo. Entonces fluye una corriente inversa y es posible eliminar con rapidez algo de la carga almacenada. En la figura 13-88 se muestra la recuperación inversa en un SCR que acciona una carga ligeramente inductiva. El pico de voltaje en la dirección inversa se debe a la oscilación momentánea inductiva asociada con la inductancia de la carga. En algunos circuitos este pico transitorio de voltaje se elimina colocando un diodo en antiparalelo con el SCR. Sin embargo, el apagado se vuelve lento debido a que el voltaje inverso está limitado a la caída del voltaje directo del diodo. Además, no es posible utilizar el SCR para bloquear voltajes inversos, ya que el diodo conducirá corriente en condiciones de voltaje inverso.

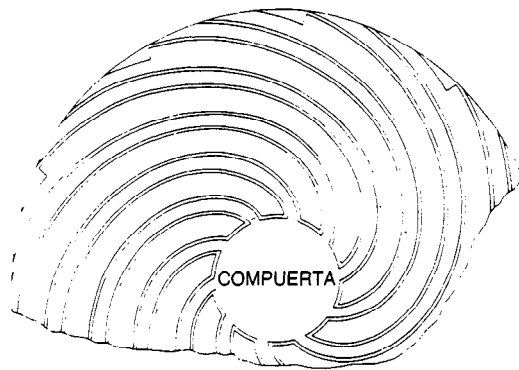


Fig. 13-87. Diseño en espiral para la compuerta interdigitada de un rectificador de silicio controlado (SCR).

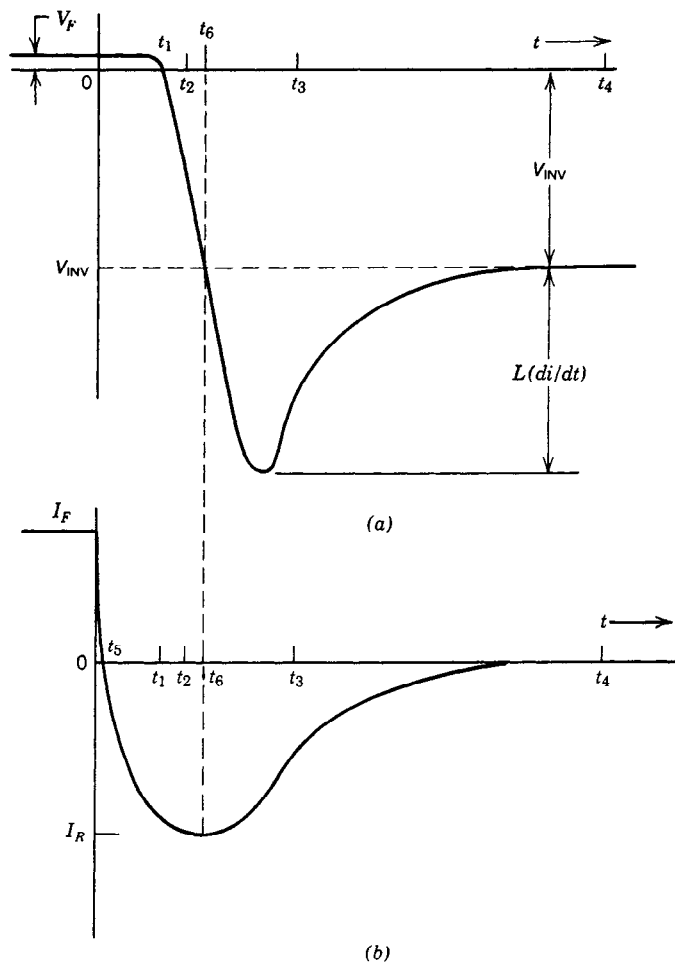


Fig. 13-88. a, b) Formas de onda de apagado de un rectificador de silicio controlado (SCR) que acciona una carga inductiva.

Incluso cuando la corriente del SCR ha decaído a cero durante el ciclo de apagado (tiempo  $t_4$  en la figura 13-88), existe una cantidad sustancial de carga atrapada en las regiones de la base del dispositivo. Por consiguiente, si se reaplica voltaje directo habrá un pulso con decaimiento exponencial de corriente en sentido directo. La magnitud de esta corriente aumenta con la  $dv/dt$  del voltaje reaplicado; la  $dv/dt$  reaplicada es parte de la especificación del tiempo de apagado del SCR, y se define como la rapidez máxima permisible de reaplicación de voltaje de bloqueo de estado apagado que sigue al tiempo de apagado del dispositivo,  $t_q$ . Si la  $dv/dt$  reaplicada es pequeña, el tiempo de apagado puede especificarse a un valor más bajo que si fuese grande. En muchos circuitos el SCR se protege colocando un circuito protector de resistencia-capacitancia (RC) en paralelo con el SCR (fig. 13-89). La capacitancia limita el valor de  $dv/dt$  y la resistencia limita la cantidad de corriente que fluye a través de la capacitancia.

### Triacs (tiristores bidireccionales)

Un SCR es capaz de controlar la corriente sólo en una dirección, la dirección directa en la que el voltaje del ánodo es positivo. La colocación de dos SCR en antiparalelo significa que uno puede emplearse para controlar la corriente en una dirección y el otro para controlar la corriente en la dirección opuesta. Sin embargo, ya que la compuerta de cada SCR está referida a su cátodo, serían necesarios dos circuitos de compuerta en tal aplicación.

Es posible emplear un solo dispositivo, denominado triac, a fin de proporcionar control bidireccional de la corriente con una compuerta que puede ser accionada por señales de cualquier polaridad. El triac se construye esencialmente como dos SCR en antiparalelo (fig. 13-90a). Las características VI son simétricas (fig. 13-90b), excepto que el dispositivo puede activarse algo más fácilmente en una dirección que en la otra. Además de la conveniencia y economía asociadas con el uso de una sola compuerta para activar el dispositi-

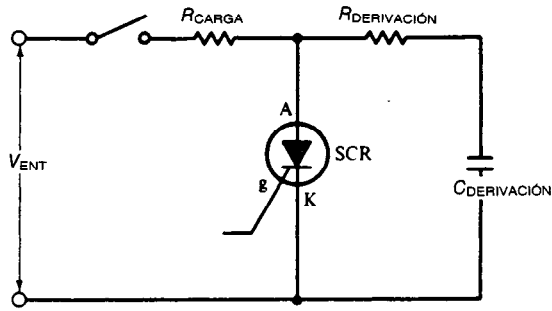


Fig. 13-89. Circuito protector RC para la limitación  $dv/dt$ .

vo, el triac presenta la ventaja principal de que las características de salida bajo polarizaciones directa e inversa son casi perfectamente equivalentes. De este modo, el triac es ideal para emplearse en circuitos de CA a fin de controlar la potencia en los ciclos negativo y positivo.

Cuando el voltaje del triac conmuta de la conducción directa al estado de bloqueo inverso, la mitad del triac que no se encontraba conduciendo entra ahora al modo de bloqueo directo. Dado que existe carga almacenada en las bases de la parte del triac que se apaga, la carga de esa región puede transportarse lateralmente a la región que entra en el modo de bloqueo directo. Por consiguiente, la velocidad de incre-

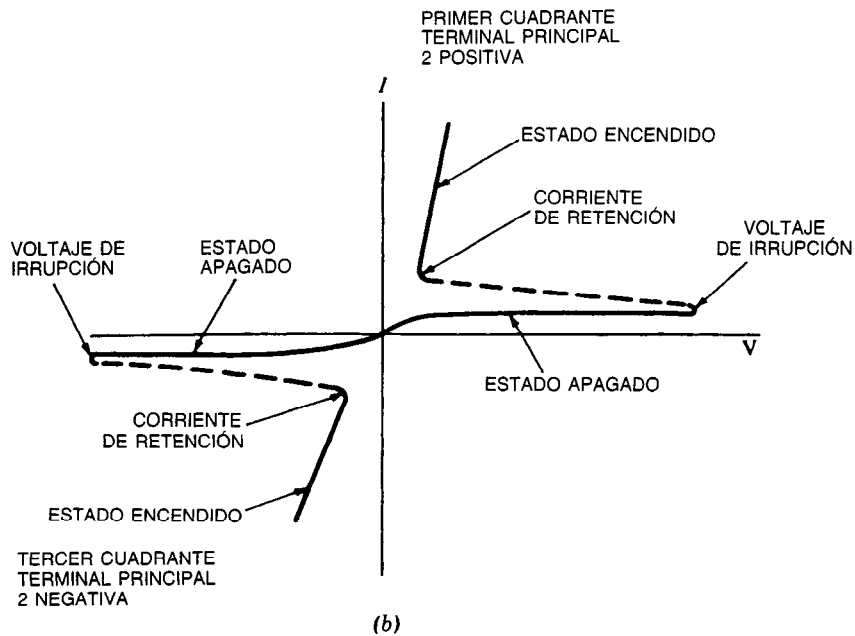
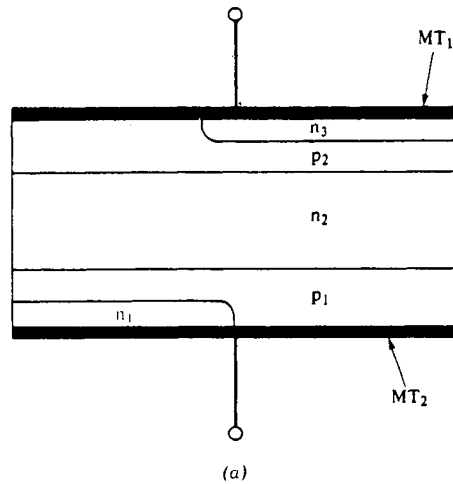


Fig. 13-90. a) Sección transversal de un triac. b) Características corriente-voltaje de un triac.

mento del voltaje aplicado para un triac es menor de la que sería para dos SCR separados. Esta especificación, denominada  $dv/dt$  de conmutación, suele ser inferior a  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$  a la máxima temperatura permitida de funcionamiento (contra  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$  o más para los SCR individuales). Debido al decremento del tiempo de vida de los portadores al reducirse la temperatura, la  $dv/dt$  de conmutación de un triac puede mejorarse en un factor de 2 por cada  $40^\circ\text{C}$  de descenso en la temperatura de operación.

Las restricciones de la  $dv/dt$  de conmutación de los triacs limitan su empleo en circuitos en los que la frecuencia máxima es de unos  $400 \text{ Hz}$  y el voltaje máximo de unos  $800 \text{ V}$ . Aunque es posible la construcción de triacs de mayor voltaje, las aplicaciones industriales para las cuales dichos voltajes serían comunes suelen ser mejor atendidas por SCR separados en antiparalelo.

### Otros dispositivos tiristores

**SCR asimétricos.** Como ya se mencionó en este apartado, algunas veces se conecta un diodo en antiparalelo al SCR y no se utiliza el potencial de bloqueo inverso. Si se pretende tal aplicación, es posible optimizar los parámetros del SCR de forma diferente a como se haría si el dispositivo se diseñara para ofrecer el bloqueo inverso. Agregando una región  $n^+$  adyacente al ánodo (fig. 13-91), la región  $n^-$  de la base puede hacerse más delgada, ya que la  $n^+$  evitará que la región de agotamiento de la unión de bloqueo directo se "perfore" hacia el ánodo. La estructura más delgada del dispositivo significa que es posible reducir el voltaje en el estado de encendido. También puede agregarse al ánodo una metalización cortocircuitante, tal como suele hacerse con el cátodo. Estos cortes del ánodo no sólo mejoran la  $dv/dt$  nominal, sino también el tiempo de apagado, al permitir que la carga almacenada en la base tipo  $n$  se recombine con mayor rapidez.

**Tiristores de conducción inversa (RCT).** Cuando se emplea un SCR asimétrico con un diodo en antiparalelo, la siguiente etapa de integración del diodo con el SCR es natural (véase la figura 13-92). Debe tenerse cuidado de aislar el diodo del SCR con una región de material de corto tiempo de vida, o de otro modo el RCT puede presentar los mismos problemas de la  $dv/dt$  reaplicada que tiene un triac. Puesto que a menudo el diodo en antiparalelo se especifica para el rendimiento óptimo en una aplicación dada, los RCT con frecuencia se diseñan pensando en ciertas aplicaciones (p. ej., "carros-tránsito").

**Tiristores de apagado por compuerta.** Los tiristores normalmente se enganchan con la aplicación de una señal de compuerta, y permanecen encendidos hasta que se invierten el voltaje y la corriente de accionamiento directo. Es posible apagar un tiristor aplicando una polarización de compuerta negativa. Los tiristores diseñados específicamente para ser apagados por la compuerta se denominan también GTO (de *gate turn-off*).

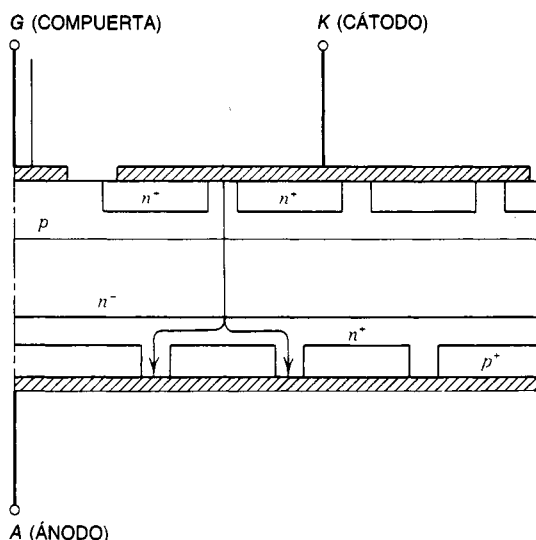


Fig. 13-91. Rectificador de silicio controlado (SCR) asimétrico.

Un GTO opera mediante la reducción de la corriente principal por debajo del nivel de la corriente de retención. En un GTO, la ganancia de apagado,  $I_A/I_G$ , es una solución intermedia con el tiempo de apagado. Sin embargo, incluso para tiempos de apagado largos, las ganancias rara vez exceden de 20. En la figura 13-93 se muestra el tiempo de apagado como función de la ganancia para un dispositivo de  $1 \text{ A}$ . Puede observarse que para un tiempo de apagado de  $1 \mu\text{s}$  la ganancia es aproximadamente de 4, en comparación con una ganancia máxima de 20.

Para lograr los menores tiempos de apagado, la distancia a todos los puntos del emisor desde la región de contacto de la compuerta debe ser lo más corta posible y el apagado debe efectuarse uniformemente a través del área del emisor. La estructura en espiral que se muestra en la figura 13-87 es una de las posibles que pueden emplearse a fin de obtener un apagado uniforme del emisor.

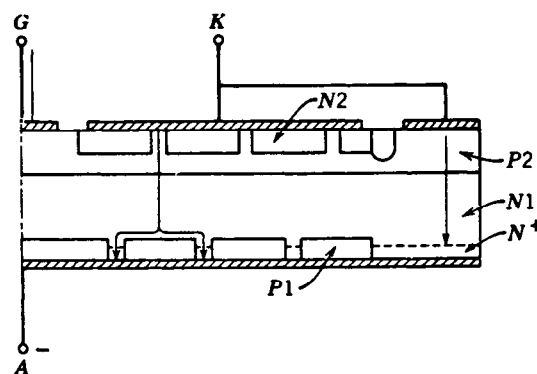


Fig. 13-92. Tiristor de conducción invertida.

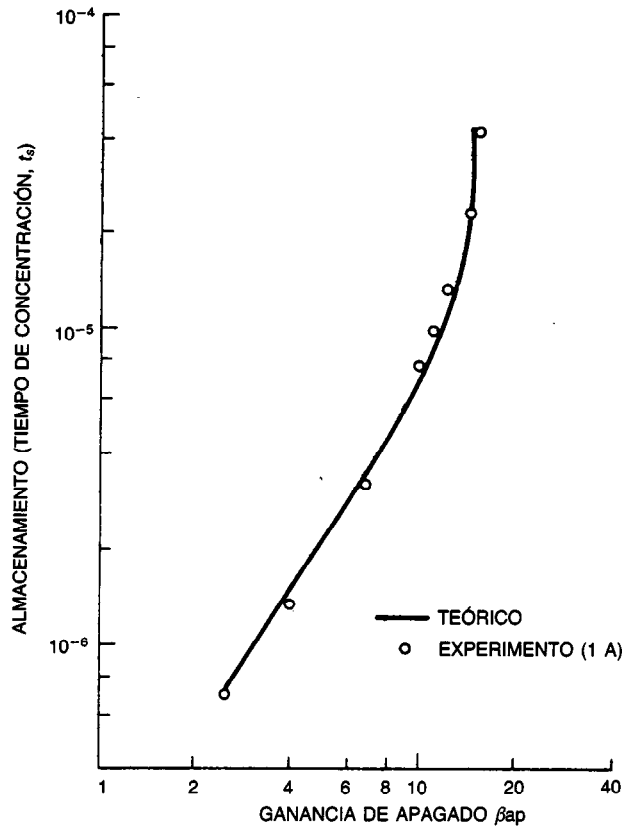


Fig. 13-93. Tiempo de apagado en función de la ganancia de un tiristor de apagado por compuerta (GTO) con corriente de ánodo de 1 A.

### 13.6.2 Transistores uniunión

El transistor uniunión o de unión única, uno de los tipos más antiguos, tiene una región de resistencia negativa que es de utilidad en los circuitos oscilantes. El nombre de este transistor proviene de su construcción (fig. 13-94a); esencialmente, es una placa de material semiconductor con una sola unión colocada dentro del material de la base. La región  $p^+$  se denomina el emisor y, los dos extremos de una región  $n$  de alta resistividad,  $B_1$  y  $B_2$ , son los contactos de la base. Si una corriente  $i_{BB}$  fluye entre  $B_1$  y  $B_2$ , se establece un voltaje  $V_{R1} = i_{BB}R_1$  a través de la mitad inferior de la región de la base. Un voltaje aplicado al emisor,  $V_E$ , debe exceder a  $V_{R1}$  antes de que la unión empiece a inyectar corriente. Cuando de la unión  $pn$  se inyectan portadores, la resistencia  $R_1$  se reduce, lo que a su vez reduce a  $V_{R1}$ . Como consecuencia, la unión adquiere mayor polarización directa al disminuir  $V_{R1}$ , y el proceso es regenerativo.

Los parámetros más importantes de la unión única son la relación intrínseca de compensación,  $\eta = R_1/(R_1 + R_2)$ , y las propiedades de tiempo de tránsito y almacenamiento de carga en la región inferior de la base entre  $E$  y  $B_1$ . La resistencia de la región total  $n$ ,  $(R_1 + R_2)$ , debe ser grande a fin de que  $i_{BB}$  pueda ser pequeña, y

$\eta$  debe ser grande a fin de que  $V_p$  pueda aproximarse a  $E_{BB}$ . Considerando las curvas  $VI$  de la figura 13-94b, el voltaje pico  $V_p$  es:

$$V_p = \eta E_{BB} + \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_p}{I_S} \right) \quad (13-88)$$

donde  $I_S$  es la corriente de saturación del diodo de la unión  $pn$ . La corriente de valle  $I_V$  es determinada por las propiedades del material semiconductor, y la diferencia entre  $V_p$  y  $V_V$  es una medida de la eficacia de conmutación del transistor.

### 13.6.3 Otros dispositivos semiconductores

En los circuitos electrónicos se emplean muchos más elementos semiconductores. Un suplemento útil que cubre el amplio espectro de todos los dispositivos semiconductores es la obra de Towers y Libes *Semiconductor Circuit Elements*.

Sin embargo, merece la pena mencionar un par de dispositivos, debido a su empleo con, o en lugar de, dispositivos ya descritos en este apartado. Uno de tales dispositivos es el diac. Se emplea en circuitos de compuerta de triacs a fin de proporcionar un voltaje de disparo conocido y controlado. El diac es esencialmen-

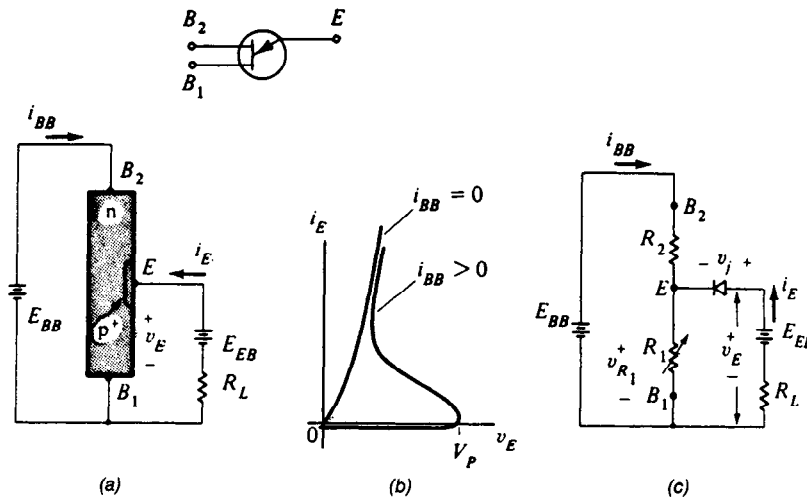


Fig. 13-94. Circuito de polarización para a) y característica corriente-voltage; b) de un transistor unijunción; c) circuito equivalente.

te un transistor *pnp* con una base abierta que presenta resistencia negativa después de alcanzar el voltaje de avalancha. A diferencia de lo que ocurre en un transistor normal, las regiones del colector y del emisor están formadas de modo uniforme y simétrico en la región *n*. En la figura 13-95 se muestra la simbología y características *VI* de un diac. Los diacs suelen tener voltajes disruptivos en avalancha en el intervalo de 25 a 40 V.

Otro dispositivo, semejante al SCR, es el transistor unijunción programable, o PUT (de *programmable unijunction transistor*). Esencialmente, el PUT es un pequeño tiristor con una compuerta de ánodo en lugar de una compuerta de cátodo. Si la compuerta se mantiene a un potencial constante, entonces el dispositivo permanecerá en su estado apagado hasta que el voltaje del ánodo exceda al de la compuerta por una caída del voltaje directo del diodo. En el oscilador de relajación que se muestra en la figura 13-96, el voltaje de compuerta es mantenido por el voltaje de alimentación y la red divisora de resistores,  $R_1$  y  $R_2$ . El voltaje determina el voltaje de punto pico,  $V_P$ . La corriente pico  $I_P$  y la corriente de valle  $I_V$  dependen de la resistencia equivalente en la compuerta  $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$  y del voltaje de la fuente  $E_S$ . El período de relajación del oscilador está dado por la siguiente relación:

$$T \approx R_T C_T \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (13-89)$$

### 13.6.4 Tubos de vacío

A fin de completarlo, en este apartado se han incluido los tubos de vacío. Sin embargo, excepto para sustituciones en productos antiguos y algunas aplicaciones de microondas de alta frecuencia, todos los tubos de vacío son obsoletos. Su operación se basa en la emisión termiónica, o sea, la emisión de electrones de un sólido en un vacío si los electrones pueden ganar la suficiente energía para vencer las fuerzas atómicas que normalmente los mantienen en el sólido. En un tubo electrónico esta energía es proporcionada por un elemento calentador que constituye el cátodo del tubo. El calor es aportado por el paso de corriente a través de un alambre en forma de filamento, que suele ser de tungsteno. En un simple diodo de vacío se incluye una terminal anódica a fin de coleccionar los electrones emitidos del cátodo. La corriente por unidad de área que puede fluir por tal diodo es determinada por la temperatura del cátodo, conforme a la siguiente expresión:

$$J_{\text{máx}} = A_e T^2 e^{-W_F/kT} \quad (13-90)$$

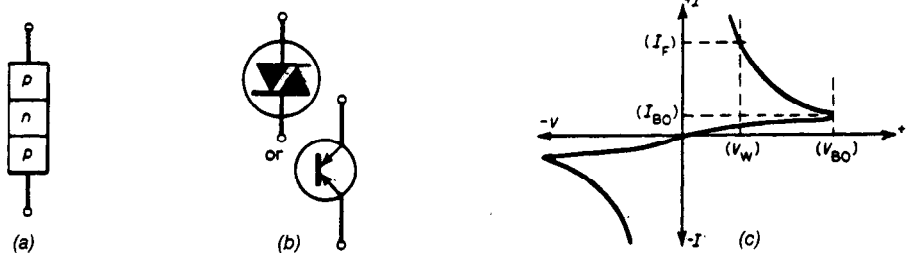


Fig. 13-95. El diac: a) estructura básica; b) símbolos del circuito; c) características corriente-voltage.



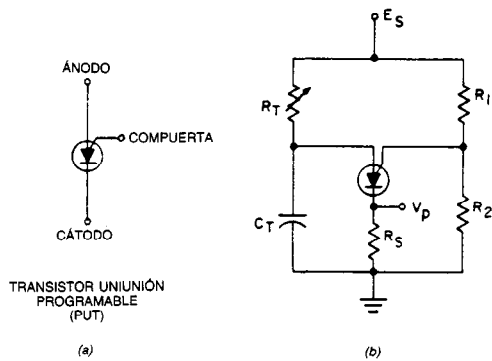


Fig. 13-96. a, b) Oscilador de relajación basado en un transistor unión programable (PUT).

donde  $A_e$  es una constante que depende del material del emisor y  $W_F$  es la función trabajo, que varía de 1 a 4 V para los metales. Debido a que la corriente de emisión termoiónica es sumamente dependiente de la temperatura, la mayor parte de los tubos de vacío se hacen funcionar en la región limitada por la carga espacial (fig. 13-97). La corriente en esta porción de la curva está dada por la siguiente ecuación:

$$I = BV_A^{3/2} \quad (13-91)$$

donde  $V_A$  es el voltaje del ánodo y  $B$  es una constante denominada perveancia (facilidad de difusión) y que depende de la forma geométrica.

En 1906, Lee deForest descubrió que la corriente en un diodo de vacío podía controlarse mediante la inserción de una rejilla de alambres delgados entre el ánodo y el cátodo. El dispositivo así formado se denomina triodo, y la corriente que pasa a través de él está dada por la siguiente expresión:

$$I_A = B \left( V_G + \frac{V_A}{\mu} \right)^{3/2} \quad (13-92)$$

donde  $\mu$  = factor de amplificación

$V_A$  = voltaje del ánodo

$V_G$  = voltaje de rejilla

En la figura 13-98 se muestran las características de operación del triodo.

Un inconveniente del triodo es que la capacitancia rejilla-ánodo es grande y a altas frecuencias existe un

acoplamiento indeseado entre el ánodo (también denominado la placa) y la rejilla. Para reducir la capacitancia de retroalimentación se emplea un dispositivo denominado pentodo en aplicaciones de alta frecuencia y baja potencia. El pentodo es un triodo con dos rejillas extra insertadas entre la rejilla de control y el ánodo. La rejilla más cercana a la de control, denominada rejilla pantalla, se polariza a un potencial positivo, de modo que es parecida a una placa permeable del triodo. A fin de evitar la distorsión asociada con la rejilla pantalla, se inserta otra rejilla entre ésta y la placa. Esta rejilla, denominada el supresor, se opera a potencial de tierra. En la figura 13-99 se muestran las características del pentodo.

### 13.6.5 Tiratrones

El tubo de vacío, aunque proporciona buena amplificación de señales pequeñas, es ineficaz como dispositivo de control de potencia. El tiratrón, que es un precursor del tiristor, se desarrolló a partir de un diodo lleno de gas con cátodo caliente. Como gases, se emplean con frecuencia argón, neón, xenón o vapor de mercurio. El diodo lleno de gas es capaz de controlar grandes cantidades de potencia, y la adición de una rejilla de control permite que la corriente sea controlada.

Con el voltaje de ánodo aplicado y la rejilla sometida a un gran potencial negativo, el efecto del voltaje de ánodo sobre el campo cercano al cátodo es despreciable en comparación con el campo asociado con la rejilla. A medida que la rejilla se hace menos negativa, unos cuantos electrones logran pasar a través de ella. Estos electrones se aceleran hacia el ánodo y reciben suficiente energía, de modo que al chocar con un átomo de gas ocurre ionización. Los iones positivos que resultan reducen aún más el campo negativo cercano a la rejilla, permitiendo que pasen más electrones a través de ella en una forma regenerativa. El potencial de la rejilla es fundamental para iniciar el proceso de ionización, pero una vez que ha empezado este proceso, ese potencial deja de tener efecto sobre la corriente que fluye hacia el ánodo. Como en un tiristor, la corriente puede interrumpirse sólo mediante la eliminación del potencial positivo del ánodo. En la figura 13-100 se observa un ejemplo de las curvas críticas de la rejilla para un tubo con vapor de mercurio.

Un dispositivo que de alguna forma está relacionado con el tiratrón es el ignitrón. En este dispositivo se

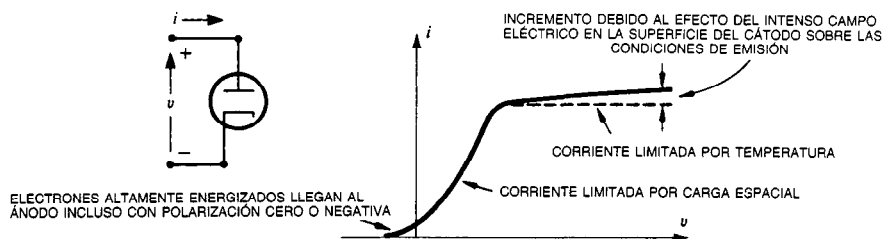


Fig. 13-97. Características corriente-voltaje de un diodo de emisión termoiónica al vacío.

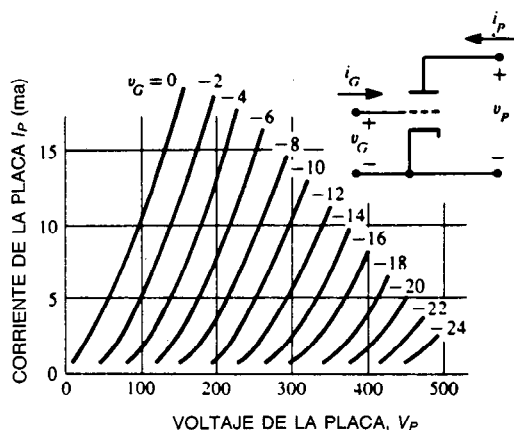


Fig. 13-98. Características de operación de un triodo al vacío (tipo 6N7).

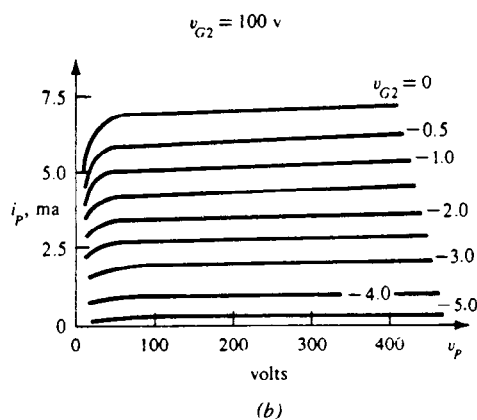
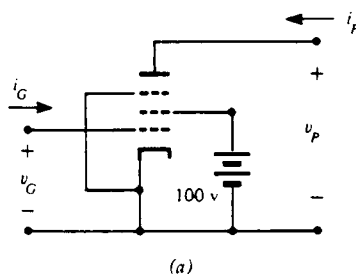


Fig. 13-99. a, b) Características de operación de un pentodo al vacío (tipo 6J7).

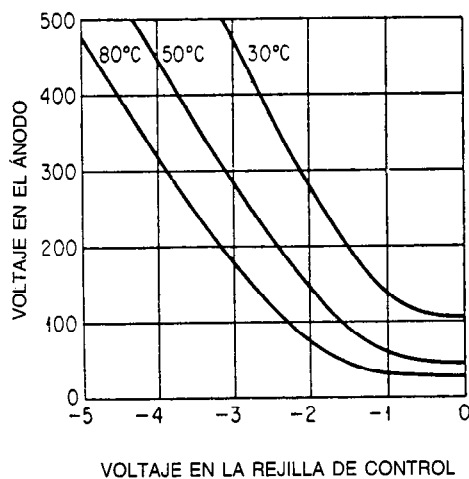


Fig. 13-100. Curvas del voltaje de rejilla crítica para un tiratrón con vapor de mercurio.

emplea un charco de mercurio como cátodo y es posible iniciar un foco (o mancha) de emisión mediante un electrodo de encendido (encendedor) especial que toca el charco de mercurio (fig. 13-101). Cuando aparece una chispa entre el electrodo de encendido y el mercurio se forma una mancha en el cátodo, que se distribuye en cuestión de microsegundos a fin de manejar miles de amperes pico. Comparando un ignitrón con un tiratrón, el electrodo de encendido del primero provoca la descarga en el gas, mientras que la rejilla del tiratrón la evita. Además, el cátodo de charco de mercurio del ignitrón tiene mucha mayor resistencia mecánica que el cátodo termoiónico del tiratrón. Por otra parte, el control de potencia es mucho menor para un tiratrón que para un ignitrón.

#### LIBROS Y REVISTAS

- A. Blicher, *Thyristor Physics*, Springer-Verlag, Nueva York.

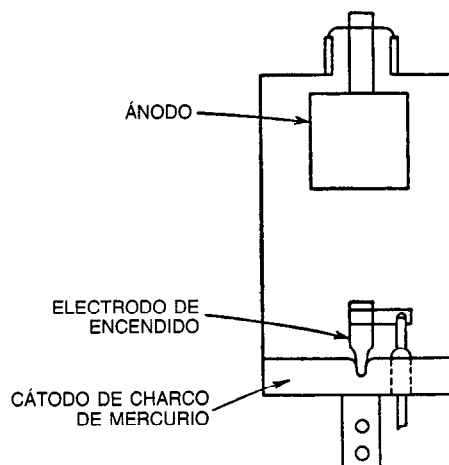


Fig. 13-101. Construcción interna de un ignitrón.

- S. B. Dewan y A. Straughen, *Power Semiconductor Circuits*, Wiley, Nueva York.
- F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. Holonyak y E. E. Von Zastrow, *Semiconductor Controlled Rectifiers*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- S. K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, cap. 5, Wiley, Nueva York.
- J. F. Gibbons, *Semiconductor Electronics*, cap. 10, McGraw-Hill, Nueva York.
- J. D. Ryder, *Electronic Engineering Principles*, cap. 15, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- *SCR Manual*, General Electric Company, Syracuse, NY.
- B. G. Streetman, *Solid State Electronic Devices*, cap. 11, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- T. D. Towers y S. Libes, *Semiconductor Circuit Elements*, Hayden, Rochelle Park, NJ.

## CAPÍTULO 14

# Componentes ferromagnéticos y piezoeléctricos

**Alex Goldman**

Spang Industries  
Butler, Pennsylvania

**Don Berlincourt**

Channel Products, Inc.  
Chesterland, Ohio

### **14.1 Componentes ferromagnéticos**

- 14.1.1 Descripción general
- 14.1.2 Componentes metálicos  
y de óxido
- 14.1.3 Forma geométrica
- 14.1.4 Consideraciones de temperatura
- 14.1.5 Intervalo de frecuencia  
de operación
- 14.1.6 Aplicaciones
- 14.1.7 Especificaciones típicas para  
componentes magnéticos

### **14.2 Componentes piezoeléctricos**

- 14.2.1 Descripción general
- 14.2.2 Materiales piezoeléctricos:  
características
- 14.2.3 Dispositivos motores: conversión  
de potencia eléctrica en potencia  
mecánica
- 14.2.4 Dispositivos generadores: conversión  
de potencia mecánica en potencia  
eléctrica
- 14.2.5 Elementos de circuitos piezoeléctricos

## 14.1 COMPONENTES FERROMAGNÉTICOS

Alex Goldman

### 14.1.1 Descripción general

Un **componente magnético** es un elemento compuesto por material magnético, ya sea metálico o cerámico, y conformado de tal modo que sea posible utilizar sus propiedades magnéticas en una amplia gama de funciones. Puede emplearse solo, como en un imán permanente o, como en la mayor parte de los casos en los que participan materiales magnéticos de baja remanencia ("suaves"), en conjunción con un devanado y otros accesorios para formar un dispositivo. El tamaño de los componentes magnéticos es variable; varía desde los que tienen un núcleo de memoria de 0.01 pulg (0.25 mm) de diámetro aproximadamente hasta los apilados macizos (mazos) de láminas de generadores.

Algunas de las funciones efectuadas por estos componentes son:

1. Generar un campo magnético CD; por ejemplo, imanes permanentes.
2. Generar un campo magnético CA en maquinaria eléctrica giratoria; por ejemplo, motores, generadores.
3. Proporcionar inductancia en aplicaciones de telecomunicaciones de bajo nivel; por ejemplo, circuitos sintonizados y filtros de canal.
4. Detección de cambios de corriente en circuitos eléctricos; por ejemplo, medidores.
5. Detección de cambios de magnetización en los alrededores; por ejemplo, magnetómetros.
6. Absorción de altas corrientes repentinas en reactores de protección.
7. Permitir el paso de señales CD o de baja frecuencia, a la vez que atenúa las altas frecuencias; por ejemplo, filtros de banda, reguladores.
8. Conversión de voltaje o corriente en transformadores de potencia.
9. Concentración de energía electromagnética radiada en antenas.

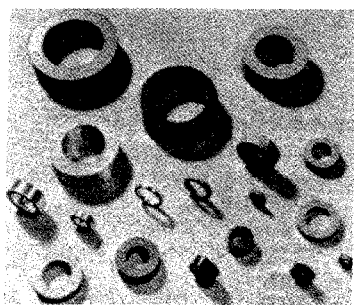


Fig. 14-1. Componentes magnéticos suaves típicos: a) núcleos de cinta arrollada.

10. Protección de componentes eléctricos contra el ruido electromagnético y campos externos.
11. Actuar como transductores de energía magnética a mecánica en dispositivos magnetostrictivos.
12. Detección de energía eléctrica y temperatura.
13. Control de la potencia en amplificadores magnéticos.
14. Ejecución de funciones lógicas en el almacenamiento de memorias de computadora y dispositivos de control.
15. Formación de elementos circuitales para controlar campos electromagnéticos de microondas.

### 14.1.2 Componentes metálicos y de óxido

Los componentes metálicos se forman, a partir de metales, en diferentes grados de subdivisión.

1. Masivos, como los imanes permanentes o extremidades ("cuernos") polares suaves para electroimanes.
2. Material en cintas o flejes de 0.000125 a 0.050 pulg (0.003 a 1.25 mm) de grosor, como en láminas y núcleos de cinta arrollada.
3. Alambre, como en los interruptores semiduros de laminilla.
4. Polvo.
5. Películas delgadas.

**Masivos.** Los imanes permanentes suelen presentarse en varias formas. La configuración es determinada por la intensidad y configuración del campo requerido. La mayor parte de los imanes metálicos tienen alta densidad de flujo, de modo que es posible emplear menores áreas transversales para el flujo total dado:

$$\Phi = BA$$

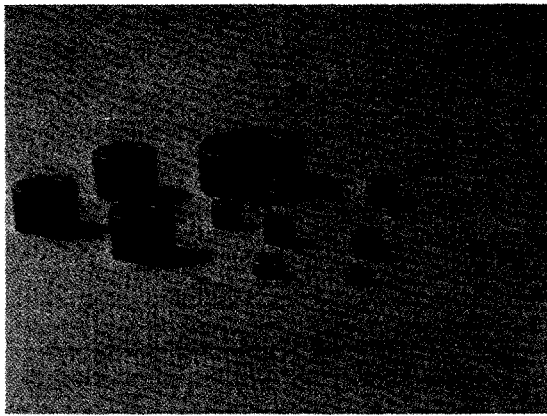
$$\Phi = \text{flujo, Wb o maxwells (líneas)}$$

$$B = \text{densidad de flujo, Wb/m}^2 \text{ (o gauss)}$$

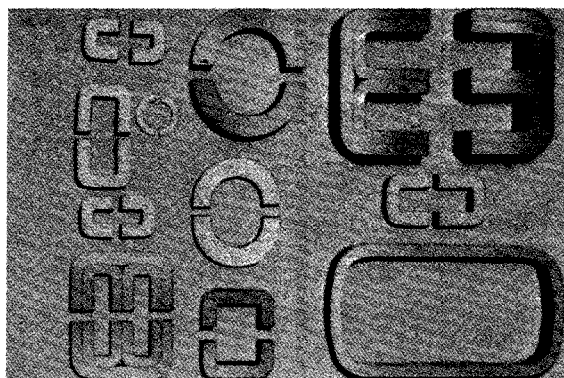
$$A = \text{área transversal, m}^2 \text{ (o cm}^2\text{)}$$

Sin embargo, la fuerza coercitiva suele ser pequeña (excepto en Pt-Co y SmCo<sub>5</sub>), lo cual hace que los imanes sean sensibles a la desmagnetización. Para vencer esto, los polos se mantienen bastante separados entre sí, lo que incrementa la longitud del imán. Como resultado de estos dos efectos, la mayor parte de los imanes de metal (como los de álnico) son largos y estrechos, como en forma de herradura.

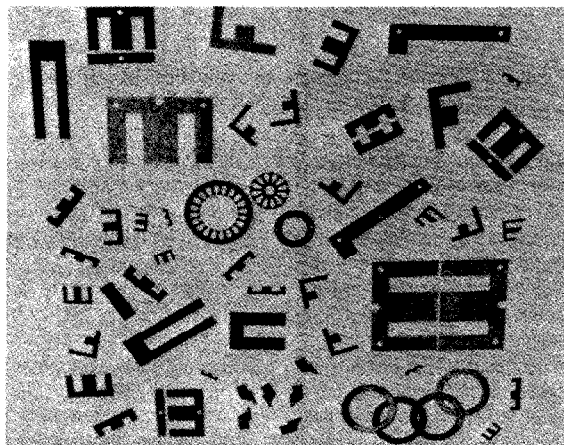
**Flejes metálicos.** Normalmente se elaboran fundiendo y forjando un lingote, y después laminándolo en caliente o en frío a fin de obtener una banda delgada. Para las operaciones de labrado en frío, como laminado, corte, perforación y devanado, se requiere que el material esté recocido a fin de aliviar esfuerzos, para obtener propiedades magnéticas óptimas. También es posible emplear técnicas de pulvimetalurgia para formar el lingote inicial. Los nuevos materiales amorfos en fleje se elaboran fundiendo y extrusionando a través de un pequeño orificio, y después aplicando un en-



(b)

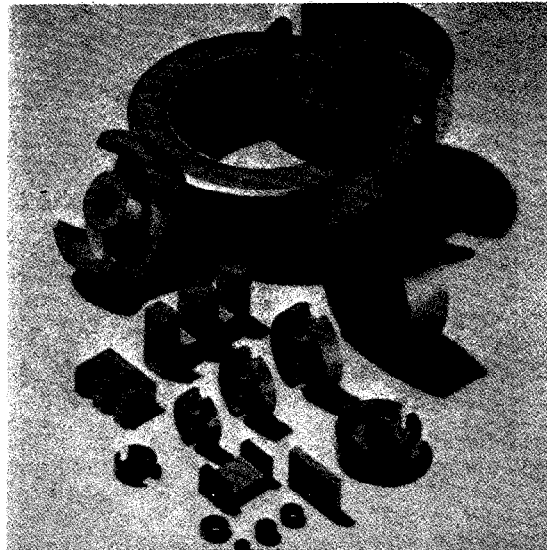


(c)

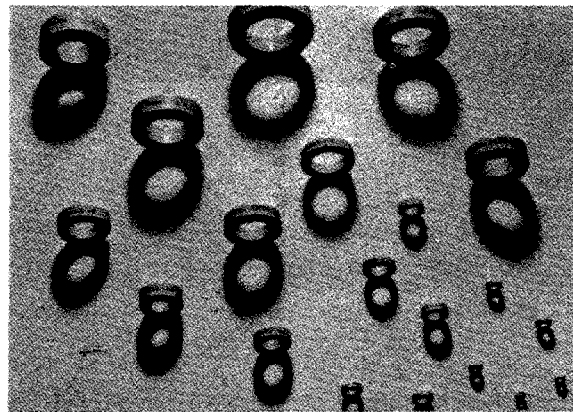


(d)

Fig. 14-1 (cont.). Componentes magnéticos suaves típicos: *b*) núcleos de carrete (bobina); *c*) núcleos cortados; *d*) laminaciones.



(e)



(f)

Fig. 14-1 (cont.). Componentes magnéticos suaves típicos:  
e) ferritas; f) núcleos de polvo.

friamiento rápido en una rueda giratoria a gran velocidad. Algunas formas que pueden darse al material en fleje (figs. 14-1 y 14-2) son:

1. **Láminas (o laminaciones).** Por lo general, se troquelan en una prensa, o algunas veces se fotogrababan, a fin de proporcionarles la configuración deseada. Las láminas o chapas individuales suelen aislarse y apilarse (fig. 14-2).
2. **Núcleos de cinta arrollada.** El fleje se corta al ancho deseado y después se aísla y arrolla en espiral formando un núcleo.
3. **Núcleos de carrete.** Una banda muy delgada se arrolla como núcleo de cinta, pero alrededor de un carrete no magnético, que proporciona el apoyo mecánico necesario.

4. **Núcleos cortados.** Se parecen a los núcleos de cinta arrollada, y pueden ser circulares o rectangulares. El núcleo de cinta se impregna con una resina, y después se corta en núcleos con forma de "C" o de "U"; las superficies cortadas se pulen y las dos mitades se unen con una banda.
5. **Blindajes.** Se elaboran con fleje más bien de grueso calibre y se conforman en cubiertas protectoras para dispositivos tales como tubos de rayos catódicos.
6. **Películas delgadas.** Suelen depositarse por bombardeo iónico, galvanoplastia o al vacío.

**Núcleos de metales en polvo.** Estos núcleos suelen hacerse de dos materiales: hierro en polvo y aleaciones níquel-hierro en polvo.

El polvo se elabora por diferentes medios, tales como la desintegración mecánica, atomización o el proceso carbonilo. Después, se aísla y prensa en varias formas, a saber:

1. Tiroides, para bobinas de carga e inductores lineales (fig. 14-1f).
2. Núcleos buzos (cilindros de sintonización), para radios y televisores.
3. Núcleos E y de copa.

**Componentes de óxido (ferritas y granates).** En este caso, el material en polvo se elabora mediante procesos cerámicos, se prensa en la forma deseada y se hornea a fin de desarrollar las propiedades magnéticas finales.

Algunas de las formas son:

1. Núcleos de copa.
2. Núcleos E y U-I.
3. Cilindros de sintonización.
4. Yugos de deflexión.
5. Toroides.
6. Imanes permanentes: discos, anillos, etc.
7. Componentes para microondas.
8. Memorias de burbuja.
9. Barras para antenas.
10. Cinta recubierta con óxido.

#### 14.1.3 Forma geométrica

##### Estructuras sin entrehierro

**Toroides.** Ésta es la más sencilla de las estructuras magnéticas, ya que no contiene un espacio de aire discreto (entrehierro) y la permeabilidad puede considerarse constante a través de toda la estructura, lo que simplifica el análisis. Por ejemplo, la inductancia de esta estructura puede estar dada por:

$$L = 0.4\pi N^2 \mu \frac{A_e}{l_e} \times 10^{-8}$$

donde  $L$  = inductancia, H

$N$  = número de vueltas

$\mu$  = permeabilidad

$A_e$  = área transversal efectiva,  $\text{cm}^2$

$l_e$  = longitud media efectiva, cm

Los toroides sólidos de material magnético se elaboran con núcleos de metal o de ferritas pulverizados, y en ambos casos se hace mediante moldeo de los polvos. La ferrita se sinterizará en una estructura cerámica continua. Debido al aislamiento cerámico entre las partículas metálicas, se considera que el núcleo de metal pulverizado (hierro o aleación de níquel-hierro) posee una gran cantidad de espacio de aire distribuido uniformemente, lo que equivale a un espacio (entrehierro) de aire localizado.

Los tamaños de estos toroides varían desde pequeños núcleos de memoria (con diámetro de 0.010 pulg [0.25 mm] o menos) hasta grandes núcleos de aceleradores de partículas, cuyos diámetros pueden medir más de 50 cm.

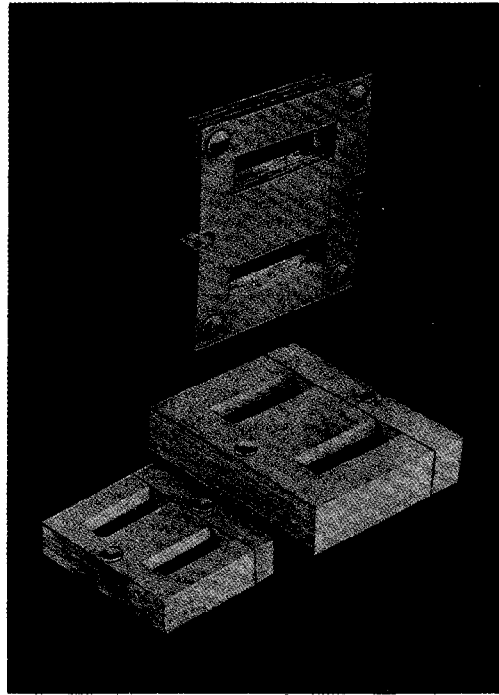


Fig. 14-2. Apilamiento de láminas en E-I. (Foto cortesía de Magnetic Division of Spang Industries, Inc.)

Con respecto a las aplicaciones, el toroide cuenta con la ventaja de poseer la mayor inductancia para la cantidad de material utilizado, y también presenta menor fuga de flujo que una estructura con entrehierro. Sin embargo, tiene la desventaja de ser difícil de devanar, por lo que se requieren devanadores especiales y la operación puede ser relativamente costosa. Otra desventaja resulta del menor factor de calidad,  $Q$ , o las mayores pérdidas a frecuencias más elevadas. El cambio de inductancia con la temperatura, tiempo, nivel de excitación y polarización de CD también es superior al de una estructura con entrehierro de menor permeabilidad. Una desventaja más es la falta de un mecanismo para impedir la saturación a niveles altos de potencia.

Los toroides pueden fabricarse también mediante el apilamiento de láminas anulares; para ellos siguen siendo válidas algunas de las ventajas y desventajas que se acaban de enumerar. Los factores de apilamiento, que son más bajos con láminas más delgadas, reducen la cantidad de material magnético por volumen útil. Con las láminas anulares tampoco suele aprovecharse la ventaja que posee el material con granulación orientada. En este caso, la dirección natural de acción magnética no siempre es la dirección del flujo que, en un toroide, gira  $360^\circ$ . Algunas veces se introducen toroides en forma de cuentas o manguitos en alambres conductores, a fin de suprimir interferencias de radiofrecuencia (RFI, de *radio frequency interference*), o para absorber oscilaciones repentinas de corriente (transitorias).



**Núcleos de cinta arrollada (fig. 14-1a).** El análisis de esta estructura devanada en espiral es parecido al de un toroide en el sentido de que la trayectoria del flujo es circular, pero no exactamente continua, ya que existen extremos libres. Las superposiciones de flujo entre vueltas (espiras) adyacentes producen una estructura casi sin entrehierro.

A frecuencias superiores, una gran parte de las pérdidas magnéticas se deben a efectos de corriente parásita. Estas pérdidas están dadas por:

$$P_E = \frac{KB^2 l^2 f}{\rho}$$

donde  $P_E$  = pérdidas por corriente parásita, W/kg  
 $B$  = máxima densidad de flujo, G o T  
 $K$  = constante relacionada con la forma del componente  
 $f$  = frecuencia, Hz  
 $l$  = mínima dimensión transversal al flujo, cm  
 $\rho$  = resistividad,  $\Omega$ -cm

En un núcleo de cinta arrollada, la dimensión más pequeña es el grosor, y al reducir éste disminuyen las pérdidas por corriente parásita y resulta posible la operación a frecuencias más altas. A medida que se reduce el grosor, se llega a un punto de utilidad nula, debido a: a) el costo de laminar hasta un calibre muy delgado; b) la disminución del factor de apilamiento a medida que la cinta se hace más delgada.

Los núcleos de cinta arrollada presentan casi las mismas ventajas y desventajas enumeradas para los toroides, y la mayor parte de las veces se colocan en cajas (plásticas o de aluminio) a fin de protegerlos de riesgos mecánicos y ambientales, y para proteger los devanados de cobre contra daños. Algunas veces se combinan dos núcleos de cinta de diferentes materiales y se devanan como si fuesen uno, con lo que se obtiene un tipo diferente de ciclo de histéresis en el que se combinan varios efectos de utilidad.

Para grosores menores de 0.001 pulg (0.05 mm), y especialmente para núcleos muy pequeños, suele emplearse un sujetador de apoyo o carrete. Los núcleos de carrete se elaboran de material tan delgado que llega a medir un octavo de la milésima parte de una pulgada (0.003 mm) de grosor, por 50 mil pulg (1.25 mm) de ancho. La mayor parte de los núcleos de carrete se emplean para elementos lógicos en circuitos de computadoras (fig. 14-1b).

#### Estructuras con entrehierro

Además de los núcleos de metales en polvo con entrehierro distribuido ya mencionados, las estructuras con entrehierro usuales son:

1. **Láminas apiladas (excepto anillos).** Se elaboran en las formas U-I, EE o EI, así como en forma de láminas de motor o generador (rotores y estatores). Debido al entrehierro, la permeabilidad es menor que para los toroides. Sin embargo, el empleo de una bobina o carrete que pueda devanarse por separado con facilidad, y luego en-

samblarse con las láminas a su alrededor, es un método de construcción de núcleos sencillo y económico. El entrehierro puede ser del tipo *a tope*, como en los núcleos EI y EE, o del tipo de *superposición*, como en las laminaciones D-U (fig. 14-1d).

2. **Núcleos cortados.** Esencialmente, estos núcleos son de cinta arrollada que se impregnan al vacío con una resina y se cortan por la mitad. La bobina o carrete que contiene el devanado se inserta en una o ambas ramas, y las dos mitades se unen. Los núcleos pueden ser circulares o rectangulares para circuitos monofásicos, pero con mayor frecuencia su forma es de EE para circuitos trifásicos. Como en el caso de otras estructuras con entrehierro, dos características primordiales de los núcleos cortados son la facilidad de devanado y la protección contra la saturación. Estos núcleos suelen emplearse principalmente en aplicaciones de potencia, y en su mayor parte son aleaciones de silicio-hierro, níquel-hierro o a base de cobalto (para aplicaciones en aeronáutica) (fig. 14-1c).
3. **Ferritas con entrehierro.** Suelen hacerse en formas EE, EI, U-I o de copa, y en las aplicaciones de potencia se emplean todas. Debido a la limitada capacidad de disipación de calor de las cerámicas, el tamaño de las ferritas es restringido, lo cual a su vez limita los niveles de potencia. Para aplicaciones en telecomunicación de bajo nivel, la elección de diseño es el núcleo de copa. Las ventajas y desventajas son las mismas que para otros núcleos con entrehierro. Sin embargo, los núcleos de copa, que pueden considerarse núcleos E circulares, poseen algunas ventajas extra, ya que su forma cerrada proporciona un blindaje integrado contra el ruido externo o la interferencia, que pueden ser críticos en el caso de señales de bajo nivel. Una segunda ventaja es su capacidad de ajuste. Mientras que la inductancia de un toroide devanado o de alguna otra estructura sin entrehierro sólo puede ajustarse modificando el número de vueltas, la inductancia del núcleo de copa puede ajustarse modificando el entrehierro, la mayor parte de las veces empleando un cilindro de sintonización que puede atornillarse dentro de ese entrehierro. Una tercera ventaja es el aumento de estabilidad a variaciones de temperatura (véase el artículo 14.1.4) y a descensos de permeabilidad con el tiempo (desacomodación). Los llamados núcleos de copa sin entrehierro, que se usan en aplicaciones de potencia, no tienen un entrehierro en el poste central, sino que en realidad poseen pequeños entrehierros en las dos superficies calibradas (figs. 14-1e y 14-3).
4. **Formas de resorte y tornillo.** Éstos pueden considerarse un tipo de estructura con entrehierro. Cuanto mayor es la relación entre longitud y área transversal, más se aproxima la estructura a un diseño toroidal. Los núcleos arrollados en forma de resorte se emplean como antenas, y los

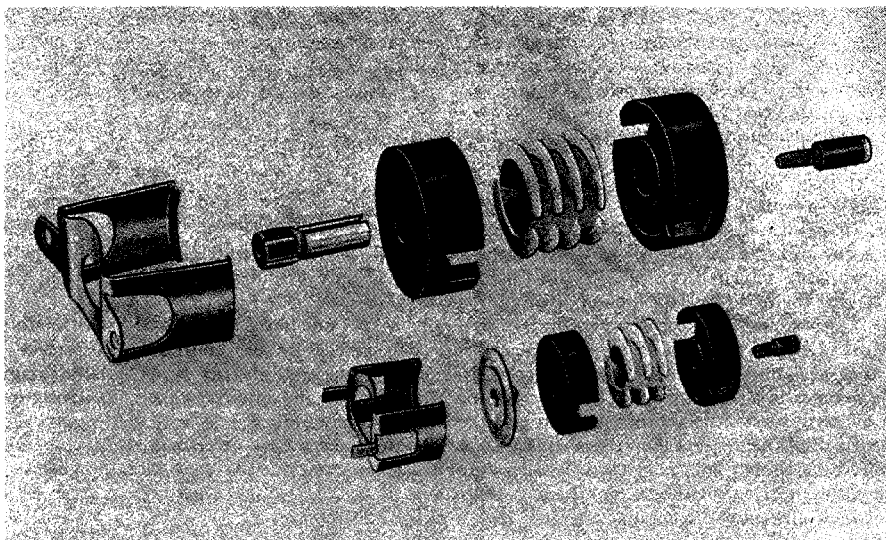


Fig. 14-3. Construcción de un ensamble de copa. (Foto cortesía de Magnetic Division of Spang Industries, Inc.)

cilindros con rosca pueden atornillarse en una bobina de alambre (sobre un molde), a fin de usarlos como inductores variables para circuitos de sintonización de radio o televisión.

5. **Yugos de deflexión.** Se elaboran con materiales ferríticos en forma de toroides, que se parten en dos mitades en forma de C, se devanan y posteriormente se reensamblan. Un factor esencial que debe tenerse en cuenta es su facilidad de devanado.

#### Estructuras diversas

1. Formas de imanes permanentes, ya descritas.
2. Alambre, empleado en el pasado en aplicaciones de grabación magnética, y actualmente sustituido por una cinta recubierta de óxido. También se emplea en algunos materiales semiduros para contactos de interruptores de laminilla.
3. Cinta recubierta con óxido para almacenamiento y lectura digitales o analógicas de señales eléctricas. Entre las aplicaciones analógicas se incluye la grabación de audio o vídeo, y entre las digitales se incluyen las computadoras y otros dispositivos de memoria.
4. Recubrimientos para eliminación de interferencias electromagnéticas (EMI). Suelen ser de materiales ferríticos que se metalizan por aspersión en caliente.

#### 14.1.4. Consideraciones de temperatura

El intervalo de temperatura en el que un componente puede funcionar está determinado casi en su totalidad por la elección de los materiales magnéticos, y muy poco por la configuración del componente. Esto se

analiza en el capítulo 9, dedicado a los materiales magnéticos. Sin embargo, dos consideraciones importantes con respecto a los efectos de la temperatura son:

1. Debe tenerse en cuenta el efecto de calentamiento por pérdidas en el núcleo o devanado, debido a niveles superiores de potencia (transformadores de potencia, etc.). En este caso, la capacidad de la estructura para disipar calor se convierte en un factor determinante. Por ejemplo, muchas estructuras cerradas, tales como los núcleos de copa de ferrita, pueden no ser tan efectivas como los núcleos E de ferrita (especialmente para grandes tamaños). Asimismo, debido a la deficiente conductividad térmica de las ferritas, no es posible emplear núcleos muy grandes de estos materiales para aplicaciones de potencia. Además de la posibilidad de destrucción del aislamiento y otros materiales orgánicos del núcleo de copa por la acumulación de calor, la temperatura de dicho núcleo puede exceder el relativamente bajo punto de Curie de la ferrita y hacerlo magnéticamente ineficaz.
2. Aunque los dispositivos de baja potencia no se incluyen en la consideración anterior, pueden estar sometidos a variaciones en la temperatura ambiente, en especial si el dispositivo está al aire libre, como en el caso de muchos teléfonos públicos o bobinas de carga. Las variaciones de temperatura pueden ser extremas (de  $-30$  a  $+60$  °C). En este caso, el cambio de inductancia puede hacer variar la frecuencia de resonancia en un circuito sintonizado de inductancia-capacitancia (L-C). La frecuencia está dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Mientras que el perfil de la curva de inductancia en función de la temperatura (que compensa la variación de temperatura en el capacitor) está determinado por la composición del material empleado, el cambio real en inductancia del dispositivo se reduce con la inclusión de un espacio de aire.

El coeficiente térmico o de temperatura es:

$$TC = TF \times \mu_{ef}$$

donde TC = coeficiente térmico del componente, que es:

$$\frac{\Delta L}{L} \times \frac{10^{-6}}{\Delta T} = \frac{\text{cambio en ppm}}{\Delta T}$$

TF = coeficiente térmico del núcleo toroidal o sin entrehierro, normalizado a la permeabilidad unitaria (con respecto a la propiedad del material)

$\mu_{ef} = \mu_0 \times \text{factor de entrehierro (menos de 1)}$

Si el coeficiente térmico es demasiado elevado para un núcleo de inductancia dada, es posible incrementar el tamaño de éste y ajustarlo a un  $\mu_e$  inferior, con lo que se reduce el TC, pero se permite la misma inductancia por vuelta debido al mayor tamaño del núcleo. Los núcleos de hierro o níquel-hierro en polvo proporcionan la mejor estabilidad térmica, debido a sus menores permeabilidades efectivas.

#### 14.1.5 Intervalo de frecuencia de operación

Como ya se ha dicho, el factor más crítico para determinar las limitaciones de frecuencia es el incremento en las pérdidas por corriente parásita a frecuencias elevadas. Para los componentes de fleje metálico, dichas pérdidas disminuyen si se reduce el grosor del fleje. En el caso de un componente de ferrita, la operación a alta frecuencia es posible gracias a su gran resistividad (de  $10^5$  a  $10^{10}$  veces la de los metales). Cuando se requiere un gran flujo se utilizan láminas, y el empleo de núcleos con entrehierro también incrementa la frecuencia de operación.

#### 14.1.6 Aplicaciones

##### Transformadores de baja frecuencia

Para bajas frecuencias (esencialmente de 60 y 400 Hz), se emplean transformadores para acoplar señales de CA y convertir voltaje y corriente.

Dado que el voltaje y la corriente están relacionados con el número de vueltas:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \text{ y } \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

la potencia se transfiere al convertir la señal primaria eléctrica en un flujo magnético y después acoplarlo con

el devanado secundario. El voltaje inducido en un devanado para una onda senoidal de entrada es:

$$V = 4.44 B N A f \times 10^{-8}$$

donde V = voltaje inducido, V

B = máxima densidad de flujo, kgauss

N = número de vueltas

A = área transversal,  $\text{cm}^2$

f = frecuencia, Hz

Para una excitación de onda cuadrada, el coeficiente se convierte en 4.

A fin de mantener el máximo voltaje por vuelta o emplear la menor cantidad de material posible (relacionada con el área transversal, A), el nivel de B debe ser lo más alto posible, así como la permeabilidad a altos niveles de flujo. Esto significaría menos corriente en el primario o menor número de vueltas en el primario. Para bajas frecuencias (de 60 y 400 Hz), dos consideraciones primordiales son el costo y las pérdidas del núcleo. Para transformadores más grandes, la configuración preferida es la de láminas apiladas, para lo cual se emplean bastante el acero al bajo carbono y el hierro-silicio hasta alrededor del 3% de silicio. Los nuevos flejes de aleaciones metálicas amorfas se encuentran en etapa de desarrollo, y pueden propiciar cambios en las configuraciones y niveles de flujo empleados.

##### Transformadores para comunicaciones

Los transformadores para comunicaciones se emplean principalmente para acoplar impedancias entre etapas o entre bobinas de micrófonos y amplificadores de potencia. Esto puede efectuarse mediante la siguiente relación:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2}$$

Hasta aproximadamente 10 kHz es posible utilizar silicio-hierro de calibre delgado, que suele compararse con los núcleos ferríticos de manganeso-cinc. Para las aplicaciones más delicadas, los componentes elegidos son los núcleos de cinta arrollada o laminaciones de alta permeabilidad y baja pérdida, de níquel-hierro al 80%. El material de estos núcleos puede ser tan delgado como de 0.001 a 0.002 pulg (0.025 a 0.05 mm).

Para frecuencias muy altas, sólo restan los núcleos ferríticos y de hierro en polvo. Los núcleos de copa de ferritas de manganeso-cinc y níquel-cinc se emplean bastante dentro del intervalo de los megahertz.

##### Transformadores de potencia de frecuencia superior

Una tendencia reciente es el empleo de fuentes de alimentación de alta frecuencia más eficientes, en vez de las antiguas e ineficientes unidades de 60 Hz. Los transformadores son más pequeños y pesan menos, y también consumen menos energía. Los componentes preferidos para estas nuevas fuentes de alimentación (en especial para frecuencias de 20 000 Hz o mayores) son núcleos E elaborados con ferrita de manganeso-cinc.

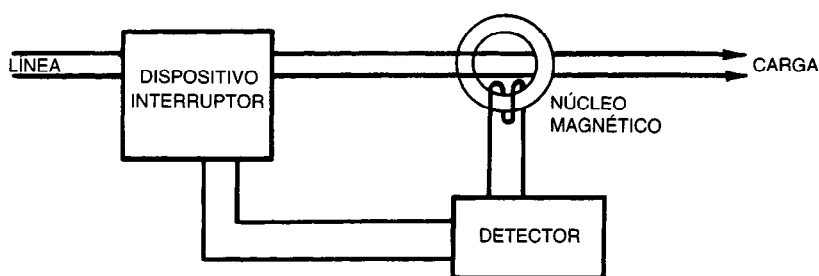


Fig. 14-4. Aplicación de un núcleo magnético en un circuito GFI (*ground fault interrupter*: interruptor accionado por corriente de pérdida a tierra).

#### Transformadores de radio y televisión

Una vez más, la elección son los núcleos ferríticos en E o U-I. Se emplean en componentes como transformadores de retorno, transformadores de efecto de alfilertero (acerico) y bobinas de convergencia.

#### Inductores de radiofrecuencia (RF)

Las principales consideraciones para estos inductores son estabilidad y altos  $Q$ , que está dado por:

$$Q = \frac{X_L}{R_s} = \frac{2\pi fL}{R_s}$$

Por consiguiente, los incrementos en inductancia y la reducción de  $R$  (pérdidas) contribuyen a un  $Q$  más alto.

Para bajas frecuencias es posible emplear laminaciones metálicas, pero a frecuencias superiores se prefiere el empleo de núcleos de metales pulverizados o de ferritas. Cuando es necesario sintonizar con bastante exactitud la inductancia, como en los filtros de canal, deben utilizarse exclusivamente núcleos de copa con ajustadores.

#### Inductores de bobina de carga

En líneas de transmisión telefónica, la capacitancia en la línea aumenta con la longitud. A menos que sea compensado, el aumento desintonizará los circuitos transmitidos. Tal compensación se realiza sumando la inductancia a varias distancias en la línea. Este proceso se denomina de carga, y los núcleos utilizados para proporcionar la inductancia se denominan núcleos de bobinas de carga. Lo que se requiere es una inducción controlada de manera muy precisa y bajas pérdidas, de modo que no disminuya el  $Q$ . Principalmente se emplean dos componentes: toroides de molibdeno-permalloy y núcleos de copa de ferrita. Los primeros presentan mucha mayor estabilidad debido al entrehierro distribuido, especialmente con respecto al choque de CD y a la temperatura. En Estados Unidos, donde la mayor parte de las líneas de transmisión son aéreas y están sometidas a grandes variaciones de temperatura y posible caída de rayos, se emplean casi exclusivamente núcleos de moliperm. En muchos lugares del mundo en los que las líneas son subterráneas, se emplean núcleos ferríticos de copa con inductancias de 66 u 88 mH.

#### Núcleos de interruptores accionados por corriente de pérdida a tierra (GFI)

Un nuevo empleo de los núcleos magnéticos es la detección de fugas por conexión accidental de un conductor a tierra en un circuito eléctrico acoplado con el dispositivo interruptor (interruptor automático del circuito).

Este dispositivo, el GFI (de *ground fault interrupter*) que se muestra en la figura 14-4, detecta el desequilibrio de corriente entre las dos líneas cuando una de las dos se pone en cortocircuito momentáneamente, tal como ocurre cuando un niño introduce un objeto metálico en una salida de corriente. El campo magnético generado por la corriente resultante (tan baja como de 5 mA) es detectado, y se envía una señal al dispositivo de interrupción. Para mayor sensibilidad, se emplean laminaciones de anillos de alta permeabilidad o núcleos de cinta (suelen preferirse las aleaciones de níquel-hierro al 80%).

La permeabilidad de estos componentes debe variar poco con la temperatura.

#### Dispositivos antirrobo

A fin de evitar posibles robos en bibliotecas y tiendas de autoservicio, en los libros o artículos para vestir puede colocarse una pequeña pieza de permalloy, que es detectada por magnetómetros sensibles. La detección puede suprimirse evitando el detector o neutralizando (saturando) el permalloy con un fleje magnético permanente (vicalloy).

#### Bobinas reductoras (de reacción o de choque)

Se emplean inductores para permitir el paso de CD o CA de baja frecuencia, y proporcionar alta impedancia a frecuencias elevadas. Para la operación a frecuencias más bajas se emplean con ferritas núcleos de cinta metálica o laminaciones de silicio-hierro, de nuevo con alta impedancia a mayores frecuencias. La aplicación de la bobina reductora o de choque tiene la finalidad de absorber grandes corrientes CD cuando se arranca un motor de CD.

La alta corriente podría sobrecargar los rectificadores de silicio controlado (SCR, de *silicon-controlled rectifiers*) y quemarlos. Un gran núcleo de cinta arrollada de permalloy 65 (que tiene baja remanencia y alta saturación) puede absorber una gran corriente de entrada (de irrupción), debida a la posible gran excursión

(variación) de flujo  $\Delta B$ . A altas frecuencias se emplean "cuentas" de ferrita a fin de suprimir el ruido externo.

#### Amplificadores magnéticos

La mayor parte de amplificadores magnéticos han sido sustituidos por los SCR, pero aún se utilizan en algunas aplicaciones debido a su resistencia mecánica e insensibilidad al ruido. Es posible utilizar núcleos de cinta arrollada de níquel-hierro de alta permeabilidad, especialmente con altas razones de rectangularidad.

#### Componentes para sistemas de memoria

Los sistemas de memoria magnética se utilizan ampliamente. Existen varios tipos en los que se emplean cinta magnética, memorias de núcleos toroidales y memorias de tambores y discos, memorias de película delgada, y memorias de alambre estañado. En las memorias de cinta magnética se utilizan metales (hierro o hierro-cobalto) o recubrimientos de óxido ( $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$  o  $\text{CrO}_2$ ). En las memorias de núcleos se utilizan pequeños toroides de ferrita o núcleos de bobina o carrete de permalloy cuadrado con alambres enhebrados para accionamiento y lectura. Los núcleos de bobina o carrete se utilizan principalmente en computadoras o circuitos lógicos de fiabilidad extremadamente elevada, como en aplicaciones militares y espaciales. En las memorias de núcleos, los núcleos de la matriz se pulsan a fin de reajustarlos a la posición "0", que es uno de los extremos de la remanencia (cerca de la saturación). Dependiendo de la señal digital impresa, algunos núcleos se conmutarán a la posición "1" (el otro extremo de la remanencia) para fines de almacenamiento. Para leer, todos los núcleos se conmutan de regreso a la posición original 0. Aquellos que tenían impreso un 1 producirán un gran cambio de flujo, induciendo una corriente en el alambre de lectura enhebrado a través del núcleo. Las memorias de película delgada se elaboran con permalloy depositado sobre una plancha de vidrio. Otra variante de esta técnica es la memoria de alambre chapado. Las memorias de discos y tambor son parecidas a las de cinta, en el sentido de que una cabeza o sensor pasa sobre las regiones magnetizadas para escribir o leer una detección de magnetización. La cabeza magnética misma es un componente magnético que suele estar hecho de ferrita o de laminaciones de "cabeza" de permalloy con un entrehierro en el que se determina el estado magnético del área que se esté detectando. La grabación de audio en cintas se realiza de la misma forma, pero, a diferencia de lo que ocurre en la grabación digital, se produce una grabación analógica.

Un sistema reciente de memoria magnética que se encuentra en fase de desarrollo es el de "burbuja". Las burbujas son regiones pequeñas (hasta de  $1\ \mu\text{m}$ ) de magnetización inversa en una lámina (película) delgada, polarizada de material. Las burbujas pueden generarse, almacenarse en ubicaciones designadas y después leerse haciéndolas pasar por un detector.

#### Dispositivos para detección térmica

Mediante la preparación cuidadosa del material ferrítico es posible elaborar diversos núcleos con puntos de Curie precisos. Estos núcleos pueden detectar cierta

temperatura a medida que el núcleo pierde magnetismo, por lo cual es posible su utilización para controlar dispositivos de calentamiento y enfriamiento.

#### 14.1.7 Especificaciones típicas para componentes magnéticos

##### Transformadores para manejo de potencias

A partir de las listas elaboradas por los fabricantes, referidas a las dimensiones y características materiales de los núcleos, es posible inferir muchas cosas, incluyendo los grosores en existencia para el caso de los materiales en forma de flejes. Por ejemplo, es posible determinar el área transversal  $A_c$  y, a partir de ella y del nivel de densidad de flujo empleado (de saturación o algo menor), calcular la excursión total de flujo:

$$\Phi_t = 2BA_c$$

Además, es posible determinar el tamaño del área o ventana del devanado. A partir de la frecuencia  $f$  puede calcularse el número de vueltas por volt:

$$\frac{E}{N} = 4.44BA_c f \times 10^{-8}$$

y de aquí se determina el número total de vueltas necesarias. Con excitación de onda cuadrada, el coeficiente en la ecuación anterior es 4.

Un dato bastante útil es el denominado producto del núcleo, o  $W_A A_c$ , donde  $A_c$  = área del núcleo y  $W_A$  = ventana del devanado.

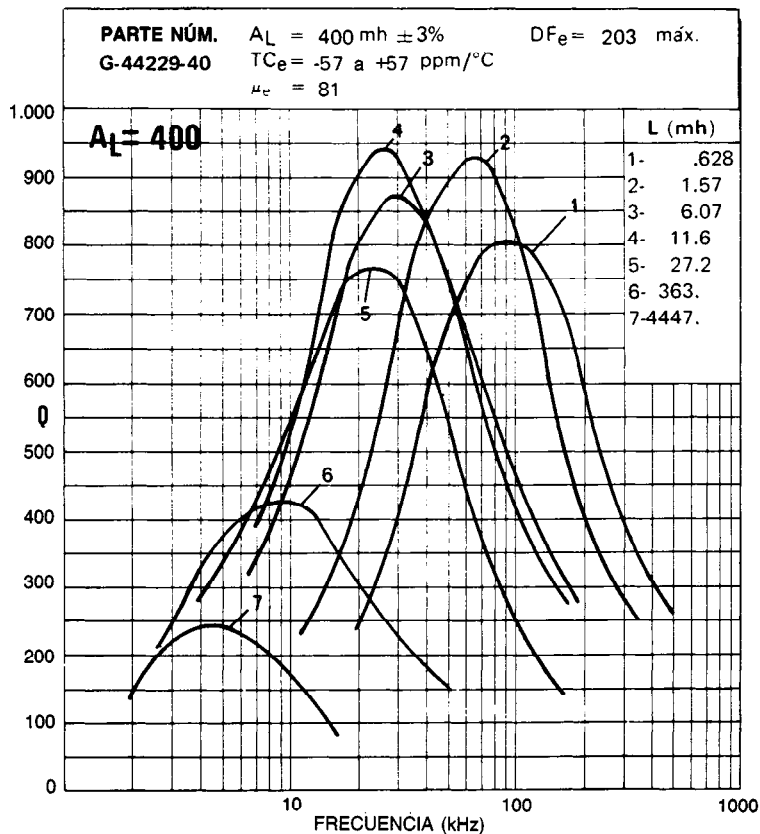
Es posible demostrar que en un transformador en saturación la salida de potencia está relacionada con el producto del núcleo mediante la ecuación:

$$W_A A_c = \frac{K P_{\text{sal}}}{f}$$

donde  $K$  es una constante que incluye la eficiencia del material, el factor de utilización de la ventana del devanado y el factor de apilamiento. Para aplicaciones de inversión y diferentes materiales, los valores de  $K$  son:

Materiales	K
50% de cobalto	5.25
3% de silicio	6.5
50% de níquel	7.6
80% de níquel	15.7
Ferritas	31.5

Además de la capacidad de manejo de potencia del componente, también es importante conocer la pérdida en el núcleo. En los catálogos de los fabricantes se incluyen curvas en las que se muestran tales pérdidas en watts por libra (o watts por kilogramo) o en miliwatts por centímetro cúbico. Las primeras se emplean para materiales de fleje metálico, y las segundas para núcleos de ferrita y algunos de hierro en polvo. Es posible



**Fig. 14-5.** Curvas de  $Q$  en función de la frecuencia para un núcleo de copa de  $42 \times 29 \text{ mm}$  con varios devanados (inductancias).

la conversión de un conjunto de unidades a otro si se conoce la densidad del material. Asimismo, debe considerarse la pérdida en el devanado, que puede calcularse a partir del número de vueltas, la longitud por vuelta, la resistividad del núcleo y la corriente. Cuanto mayor sea la permeabilidad (especialmente la permeabilidad por impedancia o la correspondiente al nivel de flujo de operación), menor será la fuerza magnetomotriz (HI) requerida, por lo que se necesitarán menos vueltas. Es importante conocer las características térmicas de la pérdida en el núcleo, ya que el núcleo en operación puede estar a una temperatura superior a la ambiente, cuando interesa la pérdida. Existen nuevos materiales de ferrita con mínima pérdida en el núcleo a temperaturas elevadas.

En el caso de los núcleos de cinta arrollada, es importante especificar el tipo de caja de protección necesaria (en su caso), lo cual viene determinado por las presiones de devanado que deberán emplearse y la temperatura que se encontrará. Para su construcción se utiliza aluminio o plástico, y también existe en el mercado un recubrimiento especial GVB (garantizado contra descarga disruptiva, del inglés *guaranteed voltage breakdown*). Para acojinar el núcleo dentro de la caja se emplea aceite o caucho (hule) de silicón. En algunos casos (silicio-hierro) el material no se empa-

#### Transformadores o inductores de bajo nivel

En la región inicial de permeabilidad (nivel de baja excitación o de Rayleigh), donde se concentran la mayor parte de las aplicaciones electrónicas o de telecomunicaciones, las consideraciones acerca de la potencia no suelen ser importantes, ya que el principal interés es la inductancia. En el caso de núcleos de cinta y laminaciones, la inductancia suele estar dada para cada tamaño de laminación en términos del factor de apilamiento del material, el número de vueltas y la permeabilidad de CA.

El factor de apilamiento puede listarse por separado para diferentes materiales y grosores, y la permeabilidad, como función de la frecuencia y densidad de flujo, para los diversos materiales. La densidad de flujo está dada en términos del factor de apilamiento y el número de vueltas para un voltaje y frecuencia específicos. La fuerza CD de magnetización está dada para las vueltas y una corriente específica.

A medida que disminuye el tamaño de las laminaciones o éstas se vuelven más complejas (como en las de forma F), mayor será la desviación con respecto a los valores calculados.

En el caso de núcleos de metales pulverizados y ferritas, la inductancia por miles de vueltas,  $N$ , se expresa como  $A_L$ :

$$A_L = \frac{L}{(1\ 000)^2} \text{ (mH)} \text{ y } L = A_L N^2 \text{ (mH)}$$

Para núcleos toroidales (de polvo, cinta arrollada y ferrita), el cambio en inductancia significa cambio en el número de vueltas. Para los núcleos de copa de ferrita, una forma más sencilla de modificar la inductancia consiste en hacer variar el entrehierro. Así, el fabricante puede proporcionar diferentes valores de  $A_L$  para el mismo tamaño de núcleo. Por ejemplo, para valores de  $A_L$  iguales a 160, 250, 315 y 400, existe en el mercado un núcleo de copa de  $18 \times 11$  mm.

Para aplicaciones como filtros de banda pasante, el ancho de banda está determinado por el  $Q$  del núcleo:

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{1}{Q}$$

Por tanto, cuanto mayor sea  $Q$ , más estrecha será la banda o mayor será la selectividad. Se proporcionan curvas de  $Q$  en función de la frecuencia para núcleos de metales en polvo (hierro o moliperm) y para núcleos de copa de ferrita (fig. 14-5). El núcleo y el devanado deben elegirse de modo que tengan un máximo

valor de  $Q$ , coincidente con la frecuencia de resonancia. Si las consideraciones térmicas son importantes, también deben comprobarse ya sea buscando en el catálogo el coeficiente térmico del núcleo o calculándolo con la relación  $TC = TF \times \mu_e$ .

Si también es importante la estabilidad temporal, debe calcularse el coeficiente de desacomodación de forma parecida a como se calculó el coeficiente térmico.

#### Aplicaciones en dispositivos lógicos

En las aplicaciones de conmutación o en dispositivos lógicos, se considera que el componente es no lineal (a diferencia de lo que ocurre en las aplicaciones de inductores de bajo nivel en la región lineal o de Rayleigh). Los componentes se elaboran con materiales que tienen altas relaciones de rectangularidad (ferritas, permalloy "cuadrado", o bien níquel-hierro 50-50 orientado). La salida de voltaje en el proceso de lectura depende del cambio en el flujo y del tiempo de conmutación. Por lo general, la capacidad de flujo del núcleo está dada en maxwells. Dicha capacidad depende del área transversal del toroide, y el tiempo de conmutación depende del material, incluyendo el gro-

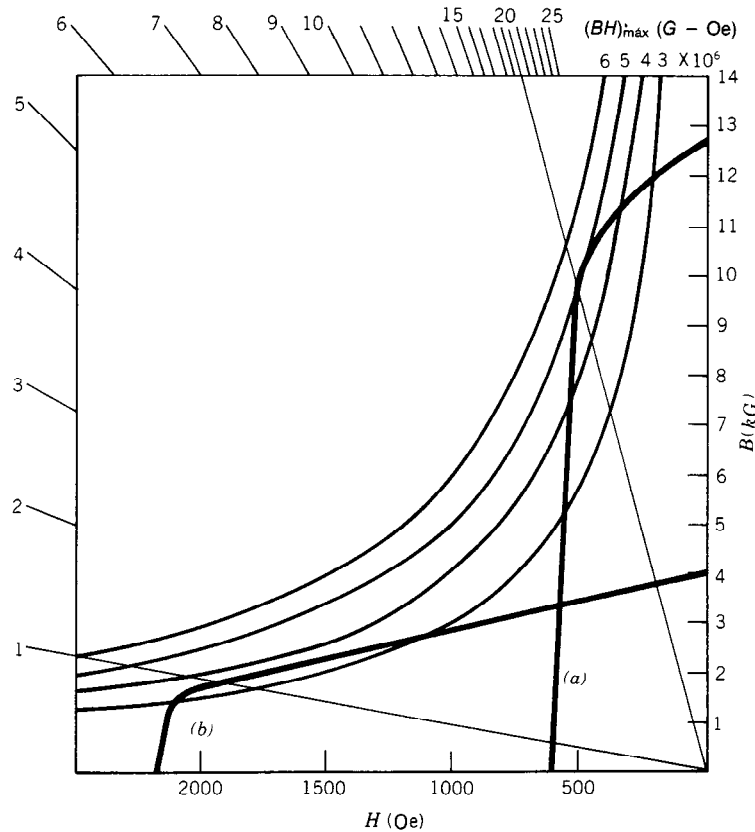


Fig. 14-6. Curvas de desmagnetización: a) para alnico V; b) para ferrita de bario anisotrópica. Se muestran las pendientes correspondientes de la recta de cizallamiento que pasan por el punto  $(BH)_{\max}$ . También se muestran los contornos del producto  $BH$  constante.

sor y el pulso de corriente utilizado. El fabricante del componente proporciona gráficas en las que se muestran estas relaciones, y también existe una guía para el grosor en función de la frecuencia o velocidad de repetición del pulso.

Las dimensiones del núcleo pueden estar determinadas por la relación de los diámetros exterior e interior con respecto al área del núcleo y ventana del devanado. Por ejemplo, puede ser necesario un incremento en el tamaño de la ventana del devanado (a expensas de una menor capacidad de flujo) para contar con un mayor número de vueltas con fines de acoplamiento de impedancia.

Por lo general se emplea el menor carrete que resista el flujo requerido. Un carrete de acero inoxidable puede reducir tal tamaño, debido a la mayor resistencia mecánica del material, aunque también se utilizan carretes cerámicos.

### Especificaciones para imanes permanentes

A fin de especificar el tamaño y forma necesarios para una aplicación magnética permanente, suele realizarse un análisis de la curva de desmagnetización del material. Normalmente se especifican el flujo ( $BA$ ) necesario en el entrehierro y la fuerza magnetomotriz total ( $H_g l_g$ ). El punto de operación se localiza entre  $H_c$  y  $B_r$ , dado que en presencia de un entrehierro el imán es desmagnetizado por un campo invertido autodesmagnetizante. La pendiente de la recta que pasa por el origen y el punto de operación es la relación  $B_d/H_d$ , que se denomina pendiente de la recta de cizallamiento. Esta pendiente está en función de las dimensiones del imán y del entrehierro, y es independiente del material. Por lo común, esta pendiente —y en consecuencia las dimensiones del imán— se eligen de modo que coincidan con la pendiente (o se aproximen a ella) de la recta que pasa por el origen y el punto sobre la curva de desmagnetización en el que se superponen las líneas de contorno  $(BH)_{\max}$  (fig. 14-6). La relación entre  $B_d/H_d$  y las dimensiones del imán (longitud y diámetro en el caso de un imán cilíndrico) pueden obtenerse a partir de nomogramas proporcionados por los distribuidores de imanes, calcularse con fórmulas, o predecirse basándose en la experiencia. En la figura 14-6 se muestran las pendientes de las rectas de cizallamiento para dos tipos de materiales magnéticos, el alnico V y la ferrita de bario. Para el alnico V, el valor de la pendiente de la recta de cizallamiento que pasa por  $(BH)_{\max}$  es 20, y para la ferrita de bario esto ocurre a  $B_d/H_d = 1$  aproximadamente. Las relaciones correspondientes  $L/D$  son 4.4:1 para el alnico y 0.4:1 para la ferrita. Por tanto, existe un factor de 11 en la relación dimensional óptima. El imán de alnico trabaja mejor para una  $B$  de 10 000 G aproximadamente y una  $H$  de 520 Oe, mientras que para la ferrita los valores son 1 900 G y 1 900 Oe. El nivel  $B$  obtenido es el del centro del imán.

Otras variables que deben considerarse son: la estabilización del imán, las características de fuga, las condiciones de operación y los efectos térmicos y de choques mecánicos. Debe consultarse el boletín de información del vendedor del producto.

### LIBROS Y REVISTAS

- H. C. Bourne, *Magnetic Circuits*, California Book, Berkeley, CA.
- F. N. Bradley, *Materials for Magnetic Functions*, Hayden, Nueva York.
- M. F. DeMaw, *Ferromagnetic Core Design and Application Handbook*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- MIT Staff, *Magnetic Circuits and Transformers*, Wiley, Nueva York.
- E. Olsen, *Applied magnetism—A Study in Quantities*, Springer-Verlag, Nueva York.
- R. J. Parker y R. J. Studders, *Permanent Magnets and Their Applications*, Wiley, Nueva York.
- J. K. Watson, *Applications of Magnetism*, Wiley, Nueva York.

## 14.2 COMPONENTES PIEZOELÉCTRICOS

Don Berlincourt

### 14.2.1 Descripción general

Durante los últimos diez años se ha generalizado el empleo de los dispositivos piezoeléctricos, particularmente en productos comerciales. Aproximadamente antes de 1950, la única aplicación comercial a gran escala se daba en elementos fonográficos con el uso de sal de Rochelle, y un uso afín, pero menor, en micrófonos y auriculares. Las cerámicas piezoeléctricas y el cuarzo tienen actualmente muchas aplicaciones, que pueden encontrarse en la mayor parte de los hogares de Estados Unidos, Europa y Japón.

En las siguientes páginas se describen muchos de estos dispositivos. Las aplicaciones dependen del acoplamiento que ocurre en los materiales piezoeléctricos entre las energías mecánica y eléctrica.

Con gran diferencia, los más importantes de esos materiales son el cuarzo y las cerámicas ferroeléctricas, especialmente las de la familia  $Pb(Zr,Ti)O_3$ . El cuarzo es importante debido a su incomparable estabilidad de frecuencia, elevado factor de calidad mecánico  $Q$  y alta estabilidad mecánica.

Por su parte, las cerámicas ferroeléctricas presentan un elevado acoplamiento electromecánico, pueden conformarse en diversas configuraciones y tamaños, se ajustan con facilidad a un amplio intervalo de características y su fabricación no es costosa. Otros materiales piezoeléctricos de uso menos común son: el plástico de fluoruro de polivinilideno ( $PVF_2$ ), las cerámicas de metaniobato de plomo ( $PbNb_2O_6$ ), los cristales de  $LiNbO_3$  y las películas depositadas de  $ZnO$ .

Las aplicaciones pueden clasificarse como se especifica a continuación:

1. Conversión de potencia mecánica en potencia eléctrica.
2. Conversión de potencia eléctrica en potencia mecánica.
3. Elementos de circuitos.



Las dos primeras son aplicaciones de transducción. La tercera implica esencialmente aplicaciones en osciladores y filtros. Virtualmente, todas las aplicaciones actuales de transductor suponen el empleo de cerámicas de circonato-titanato de plomo. Para las aplicaciones en filtros y osciladores se utilizan tanto el cuarzo como las cerámicas de circonato-titanato de plomo, con predominio de glicación del cuarzo. Para estas tres categorías generales, los requisitos y la selección de materiales son completamente diferentes. A continuación se analizan algunos factores implicados.

#### 14.2.2 Materiales piezoeléctricos: características

En este artículo se analizan brevemente las propiedades de algunos materiales piezoeléctricos importantes, y en artículos posteriores se analizan con más detalle algunas propiedades, con respecto a aplicaciones específicas.

En general, un material piezoeléctrico se caracteriza por su permisividad, constantes de elasticidad y constantes piezoeléctricas. Estos coeficientes están relacionados mediante ecuaciones tensoriales del siguiente tipo (empleando notación matricial):

$$S_i = s_{ij}^E T_j + d_{mi} E_m \quad (14-1)$$

$$T_i = c_{ij}^E S_j - e_{mi} E_m \quad (14-2)$$

Estas ecuaciones son equivalentes, pero la primera produce soluciones más sencillas en modos estáticos o de baja frecuencia, y la segunda hace lo propio en modos de alta frecuencia. Cuanto mayor sea la simetría del cristal, menor será el número de las constantes elásticas, dieléctricas y piezoeléctricas. Las definiciones de las constantes piezoeléctricas son una consecuencia de las ecuaciones anteriores; es decir:

$$e_{33} = \left( \frac{-\partial T_3}{\partial E_3} \right)_S = \left( \frac{\partial D_3}{\partial S_3} \right)_E \quad (14-3)$$

La característica más importante de un material piezoeléctrico como transductor es el coeficiente de acoplamiento, que es la raíz cuadrada de la relación de trabajo eléctrico (mecánico) que puede efectuarse en condiciones ideales entre la energía total almacenada procedente de la fuente mecánica (eléctrica). Existen coeficientes de acoplamiento para muchas configuraciones distintas de campo eléctrico y esfuerzo mecánico. En el caso de las cerámicas piezoeléctricas, que son con mucho los materiales transductores más importantes, los principales coeficientes de acoplamiento son los siguientes:

1.  $k_p$ , modo planar de un disco delgado con campo eléctrico y polarización paralelos al grosor, y esfuerzos uniformes en el plano ( $T_1 = T_2$ ; todos los demás esfuerzos son cero).
2.  $k_{31}^I$ , modo longitudinal de una barra con campo eléctrico y polarización paralelos al grosor, y esfuerzo paralelo a la longitud ( $T_1$ ; todos los demás esfuerzos son cero). Modo  $LE_1$ .

3.  $k_{33}^I$ , modo longitudinal de una barra con campo eléctrico, polarización y esfuerzo paralelo a la longitud ( $T_3$ ; todos los demás esfuerzos son cero). Modo  $LE_p$ .
4.  $k_{33}^I$ , modo extensional del grosor de una plancha delgada con polarización y deformación paralelos al grosor ( $S_3$ ; todas las demás deformaciones son cero). Modo  $TE$ .

Para diversas aplicaciones se ha desarrollado una cantidad de cerámicas piezoeléctricas basadas en circonato-titanato de plomo, con características optimizadas. Los aditivos donadores ( $Bi^{3+}$  para  $Pb^{2+}$  o  $Nb^{5+}$  para  $Zr$ ,  $Ti^{4+}$ ) proporcionan permisividad mejorada y menor envejecimiento con linealidad más deficiente. Estas cerámicas se denominan suaves, y se identifican como Navy Type 2; por lo general, se emplean como dispositivos generadores. Los aditivos aceptores ( $Fe^{3+}$  para  $Ti$ ,  $Zr^{4+}$ ) proporcionan menor permisividad, pero linealidad mejorada. Son las llamadas cerámicas duras, y se identifican como Navy Type 3. Suelen emplearse como dispositivos motores. El material Navy Type 1 tiene mayor permisividad, basada en un descenso del punto de Curie para una sustitución isovalente ( $Sr^{2+}$  para  $Pb^{2+}$ ). Los aditivos de valencia variable, como uranio y cromo, se emplean para producir las composiciones del filtro.

En la tabla 14-1 se enumeran algunos parámetros de ciertos materiales piezoeléctricos importantes.

#### 14.2.3 Dispositivos motores: conversión de potencia eléctrica en potencia mecánica

Las aplicaciones como motores incluyen dispositivos tales como altavoces, alarmas sonoras, transductores radiantes de sonar, transductores ultrasónicos (limpiadores, atomizadores, selladores, etc.), actuadores, y otras aplicaciones en las cuales se efectúa un trabajo mecánico. Algunas características deseables del material piezoeléctrico son las siguientes:

1. Alto acoplamiento electromecánico.
2. Alta permisividad para aplicaciones de baja frecuencia; baja permisividad para aplicaciones de alta frecuencia.
3. Buena linealidad (bajas pérdidas mecánicas y dieléctricas).
4. Alta resistencia mecánica.
5. Razonable estabilidad temporal y térmica.

La eficacia no depende del alto acoplamiento electromecánico, pero si los demás factores son iguales, la eficacia es mayor cuando el acoplamiento electromecánico es alto. La carencia de linealidad exacta entre el campo y la carga eléctricos y entre los esfuerzos y la deformación mecánicos provoca pérdidas dieléctricas y mecánicas, respectivamente, y los consecuentes decremento en eficacia y generación de calor que limitan la potencia. La alta permisividad tiene importancia a bajas frecuencias porque así se obtiene una alta deformación por entrada de campo eléctrico, lo que significa una constante  $d$  piezoeléctrica alta:

Notación	Variable	Unidades
$E_m$	Campo eléctrico	V/m
$D_m$	Desplazamiento eléctrico	C/m <sup>2</sup>
$T$	Esfuerzo	N/m <sup>2</sup>
$S$	Deformación	m/m
$V$	Voltaje	V
$\delta$	Desplazamiento	m
$d_{mi}$	Constante piezoeléctrica	m / V o C / N
$g_{mi}$	Constante piezoeléctrica	Vm / N
$e_{mi}$	Constante piezoeléctrica	C/m <sup>2</sup>
$s_{ij}$	Constante de acomodación elástica	m <sup>2</sup> /N
$c_{ij}$	Constante de rigidez elástica	N/m <sup>2</sup>
$\epsilon_{mk}$	Permisividad dieléctrica	C / Vm
$k$	Coefficiente de acoplamiento piezoeléctrico	Adimensional
$f_s$	Frecuencia de resonancia en serie	Hz
$f_p$	Frecuencia de resonancia en paralelo	Hz
$f_r$	Frecuencia de resonancia: cero inferior	Hz
$f_a$	Frecuencia de antirresonancia; cero superior de la frecuencia de reactancia	Hz
$f_m$	Frecuencia de impedancia mínima	Hz
$f_n$	Frecuencia de impedancia máxima	Hz
$\tan \delta_E$	Factor de pérdida dieléctrica	Adimensional
$\tan \delta_M$	Factor de pérdida mecánica	Adimensional
$Q_M = 1/\tan \delta_M$	Factor de calidad mecánica	Adimensional
$Q_L$	$Q$ con carga de un transductor	Adimensional
$k_{mat}$	Coefficiente de acoplamiento piezoeléctrico para campo eléctrico y esfuerzo mecánico uniformes	Adimensional
$k_{ef}$	Coefficiente de acoplamiento piezoeléctrico para el caso dinámico con campo eléctrico o esfuerzo mecánico (o ambas cosas) no uniformes	Adimensional

Tabla 14-1. Características de materiales piezoeléctricos

Cerámicas		10 <sup>-12</sup> m <sup>2</sup> /N					10 <sup>-12</sup> C/N		Q <sub>M</sub>	
		k <sub>33</sub> <sup>I</sup>	k <sub>33</sub> <sup>T</sup>	k <sub>p</sub>	ε <sub>33</sub> <sup>T</sup> /ε <sub>0</sub>	s <sub>33</sub> <sup>E</sup>	s <sub>11</sub> <sup>E</sup>	d <sub>33</sub>		d <sub>31</sub>
Pb(Zr,Ti)O <sub>3</sub>										
Navy Type 1		0.70	0.51	-0.58	1 300	15.5	12.3	289	-123	500
Navy Type 2		0.71	0.49	-0.60	1 700	18.8	16.4	374	-171	75
Navy Type 3		0.64	0.48	-0.51	1 000	13.5	11.5	225	-97	1 200
Material para filtro con Q moderado		0.58	0.44	-0.44	1 000	12.5	10.5	195	-78	650
Material para filtro con Q alto		0.38	0.30	-0.25	425	9.3	9.0	71	-27	1 400
Cerámica de PbNb <sub>2</sub> O <sub>6</sub>		0.38	0.37	-0.07	225	25	—	85	-9	11

Cristales		10 <sup>-12</sup> C/N			C/m <sup>2</sup>		ε/ε <sub>0</sub>
		k	d		e		
Cristal	Corte	Modo <sup>b</sup>					
Cuarzo	X	TE	0.10	—	0.17	4.6	
	AT	TS	-0.09	—	-0.095	4.6	
Sal de Rochelle	X-45	LE <sub>r</sub>	0.65	275	—	350	
Óxido de cinc	Z	TE	0.28	—	1.1	8.8	
LiNbO <sub>3</sub>	Z	TE	0.16	—	1.3	29	
	X <sup>a</sup>	“TS”	0.61	—	13.6	44	

<sup>a</sup> El corte X del LiNbO<sub>3</sub> no tiene un modo TS puro<sup>b</sup>  $e$  y  $\epsilon^T$  se proporcionan para modos de alta frecuencia (TE, TS);  $d$  y  $\epsilon^T$  se proporcionan para modos de baja frecuencia (LE<sub>r</sub>).

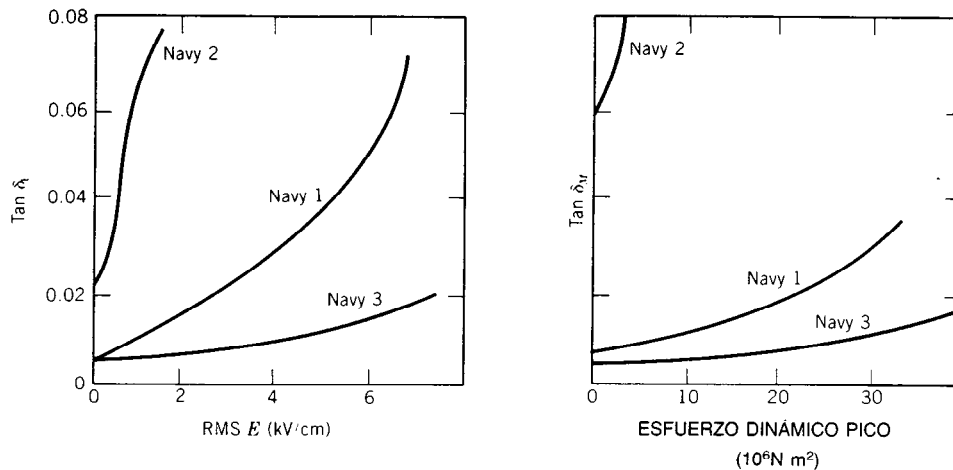


Fig. 14-7.  $\tan \delta_E$  en función del campo eléctrico y  $\tan \delta_M$  en función del esfuerzo mecánico para diferentes composiciones de circonato-titanato de plomo.

$$d = k \sqrt{\epsilon T_S E} = \left( \frac{\partial S}{\partial E} \right)_T = \left( \frac{\partial D}{\partial T} \right)_E \quad (14-4)$$

En general, con materiales piezoeléctricos,  $k$  y  $\epsilon$  varían mucho más que  $s$  y, por consiguiente,  $k$  y  $\epsilon$  deben ser ambos altos para aplicaciones como motores.

A altas frecuencias, sin embargo, la impedancia del elemento puede volverse demasiado baja, creando problemas de acoplamiento eléctrico. En este caso, es deseable que  $\epsilon$  sea relativamente bajo.

Los factores de pérdida dieléctrica y mecánica dependen de la amplitud en el caso de las cerámicas piezoeléctricas. En la figura 14-4 se muestra la dependencia con respecto a la amplitud de tres composiciones de circonato-titanato de plomo de uso común. Las mejores características corresponden al material Navy Type 3, que se emplea en las aplicaciones ultrasónicas y de sonar de más alta potencia. El material Navy Type 1 se emplea en aplicaciones menos delicadas, como motores, y el material Navy Type 2 no puede utilizarse en estas aplicaciones, pero con materiales afines se utiliza en alarmas sonoras y altavoces, donde la alta permisividad y el acoplamiento son especialmente importantes, y la potencia de excitación es bastante menor.

En la figura 14-8 se muestra el esquema de un transductor radiante de sonar con su circuito equivalente. Típicamente, el perno de polarización proporciona polarización mecánica estática suficiente para impedir el esfuerzo tensil en los elementos piezoeléctricos a la máxima amplitud de excitación. Su efecto sobre la permisividad debe considerarse de manera especial en el diseño. El área transversal de la masa frontal es de cinco a diez veces la del elemento cerámico, a fin de reducir el desacoplamiento acústico con la carga debida al agua (carga hidrodinámica). Los transductores reales sólo se encuentran cargados de fluido en un extremo, y las masas de los extremos se ajustan independientemente para modificar el  $Q$  del transduc-

tor. La figura está muy simplificada, pues no se consideran factores como la rigidez y la masa del perno de polarización, la deformación de las masas de los extremos, la masa de los elementos cerámicos y la carga de masa debida a la carga del fluido. Los dispositivos operan en resonancia o cerca de ella. La frecuencia de resonancia está dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{MC/2}} \quad (14-5)$$

Un valor especial de  $Q_M$  es el de acoplamiento perfecto. En este caso, la carga acústica y la impedancia de excitación eléctrica se ajustan de modo que correspondan a la imagen de la impedancia del transductor considerado como un filtro pasabanda, con un inductor igual a  $1/\omega_R^2 C_0$  conectado a las terminales del transductor. En estas condiciones:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} = \frac{BW}{\sqrt{f_2 f_1}} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 f_1}} \quad (14-6)$$

donde  $f_2$  y  $f_1$  son las frecuencias de corte superior e inferior, respectivamente, y  $BW$  es el ancho de banda.

La potencia radiante varía hasta aproximadamente  $10 \text{ W/cm}^2$  de material piezoeléctrico, pero es posible obtener valores superiores a bajo régimen de trabajo con suficiente polarización mecánica. Los factores limitantes suelen ser la resistencia mecánica y el calor.

En general, los transductores ultrasónicos operan a mayores valores de  $Q$  con carga (intervalo aproximado de 40) que los radiadores de sonar (intervalo menor de 10). Con los segundos, las pérdidas dieléctricas y mecánicas son aproximadamente iguales en importancia, mientras que con los primeros son más importantes las pérdidas mecánicas.

En la figura 14-9 se muestra un típico transductor de atomización para operar a 1.3 MHz aproximadamente. En este caso se conecta una plancha de vidrio de media onda con el lado con carga hidrodinámica, lo que im-

pide la erosión del electrodo y mejora el acoplamiento. El electrodo sólo se encuentra en la parte central a fin de confinar la energía acústica deseada en el centro, lejos del montaje en el borde. En el artículo 14.2.5 se analiza brevemente este confinamiento. Un dispositivo de este tipo es capaz de atomizar unos  $10 \text{ cm}^3$  de agua por minuto con una entrada de potencia de 25 W.

En la figura 14-10 se muestra un tipo de transductor de alarma sonora. El dispositivo que se muestra resuena en el modo "de paraguas". Su frecuencia fundamental está relacionada con el diámetro y con el grosor del álabe, como se muestra a continuación:

$$f \sim 1.9 \left( \frac{t}{D^2} \right) \sqrt{Y/[\rho(1 - \sigma^2)]} \quad (14-7)$$

donde  $Y$  = módulo de elasticidad (de Young) del álabe,  $\text{N/m}^2$

$\rho$  = densidad del álabe,  $\text{kg/m}^3$

$\sigma$  = coeficiente de Poisson ( $\sim 0.3$  para la mayor parte de los metales empleados), m

Los niveles de presión del sonido pueden aproximarse a 100 dB a 1 m de la fuente con excitación de 20 V en resonancia (referencia cero dB =  $20 \times 10^{-6} \text{ N/m}^2$ ). Los dispositivos relacionados se montan nodalmente, con el componente fuera de fase de la salida acústica blindada. El material que se emplea en la mayor parte de estos dispositivos tiene una permeabilidad relativa de 3 000 aproximadamente. La no linealidad inherente en este material no interesa, debido a que la potencia de entrada es baja.

Actualmente, los altavoces piezoeléctricos se emplean mucho, pero sólo para altas frecuencias (*tweeters*) por encima de los 2 kHz. Son dispositivos de banda ancha con efectos de resonancia bastante atenuados. Las unidades piezoeléctricas que trabajan a frecuencias más bajas no son factibles económicamente, debido a los grandes desplazamientos y tamaños requeridos. En los altavoces piezoeléctricos se emplea un excitador bimórfico o monomórfico. En la mayor parte de los casos el cono se fija al centro del excitador y a un marco en la periferia. El movimiento del excitador piezoeléctrico mueve por inercia el cono. Mediante el empleo de una bocina acoplada a un cono muy pequeño es posible obtener presiones acústicas mayores de 95 dB a 1 m y excitación de 20 V.

Ha habido pocas aplicaciones de materiales piezoeléctricos, como actuadores, pero la actividad en dispositivos como bombas, válvulas y relevadores ha sido

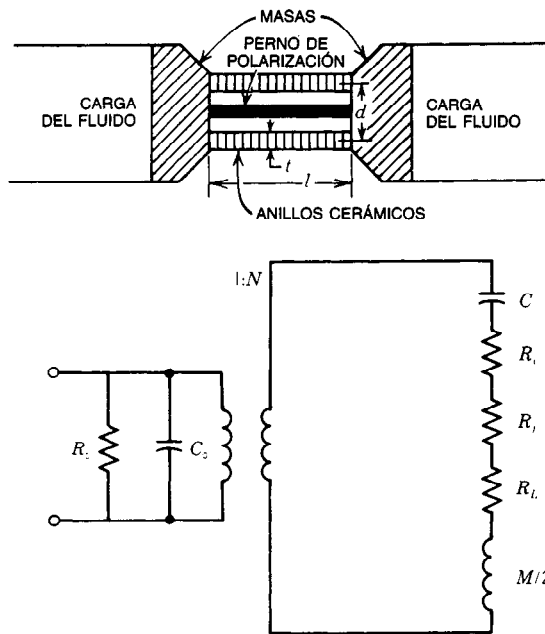


Fig. 14-8. Circuito equivalente y configuración mecánica de un transductor simétrico tipo sonar.  $M$  representa la masa en cada extremo,  $C$  la deformación de la cerámica,  $C_0$  la capacitancia sujeta axialmente,  $R_0$  la pérdida dieléctrica,  $R_c$  y  $R_l$  la pérdida mecánica en la cerámica y en cualquier parte, respectivamente, y  $R_L$  la carga acústica.

considerable. Por lo general, en los dispositivos que requieren grandes desplazamientos se emplean elementos flexionantes, y en los que requieren gran fuerza se emplean apilamientos (mazos) de anillos o discos. Con estos últimos es posible obtener desplazamientos libres estáticos de  $4.2 \times 10^{-4} \text{ cm}$  aproximadamente y una fuerza amortiguada de 1 230 N (275 lb) mediante el empleo de un apilamiento de 2.5 cm de longitud y  $1 \text{ cm}^2$  de área. Si el apilamiento contiene 20 elementos en paralelo, el voltaje requerido es de 1 000 V ( $E = 8 \text{ kV/cm}$ ). Tales dispositivos se han empleado para sintonizar rayos láser en servosistemas. Un típico flexor en voladizo de un solo elemento, de 2.5 cm de longitud y 1.27 cm de ancho, cuyos elementos y apoyo miden cada uno 0.375 mm de grueso, puede proporcionar  $180 \times 10^{-4} \text{ cm}$  de desplazamiento libre y 1.4 N de fuerza amortiguada, con excitación de 1 100 V (30 kV/cm).

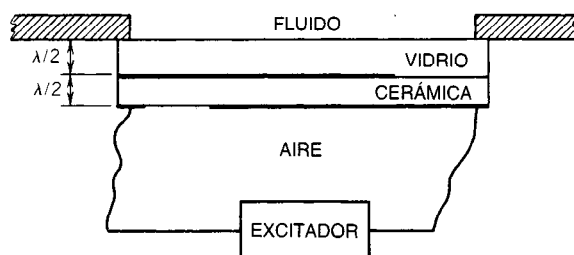


Fig. 14-9. Transductor atomizador.

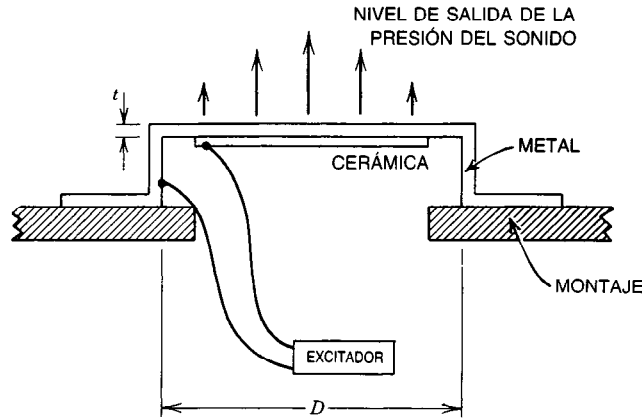


Fig. 14-10. Generador acústico piezoeléctrico.

En ambos casos se emplea material Navy Type 3 y el campo de excitación tiene la misma dirección que el movimiento de empuje.

#### 14.2.4 Dispositivos generadores: conversión de potencia mecánica en potencia eléctrica

Las aplicaciones como generadores incluyen dispositivos tales como encendedores (ignitores) de gas, acelerómetros, fonocaptadores, micrófonos, fusibles blindados, hidrófonos de sonar y otras aplicaciones en las que se efectúa un trabajo eléctrico. Algunas características deseables del material piezoeléctrico son las siguientes:

1. Alto acoplamiento electromecánico.
2. Razonable estabilidad temporal y térmica.
3. Alta permisividad para aplicaciones de baja frecuencia.

Para las aplicaciones en encendedores de gas, el material también debe contar con alta resistencia mecánica y resistir la despolarización a altos niveles de esfuerzo. Para aplicaciones en fusibles explosivos se requiere alta resistencia dieléctrica y mecánica, a fin de lograr la máxima extracción de energía.

La primera aplicación comercial de los transductores piezoeléctricos se dio en los fonocaptadores y auriculares y micrófonos relacionados. Ya desde 1950 aproximadamente las cerámicas piezoeléctricas comenzaron a sustituir la sal de Rochelle en estas aplicaciones. Los fonocaptadores piezoeléctricos traducen una modulación de ranura del orden de  $1/40$  mm en  $0.2$  V aproximadamente. El voltaje generado en un material bimórfico cerámico en serie, montado en voladizo con longitud  $l$  y grosor total  $t$ , está relacionado con el desplazamiento  $\delta$  como sigue:

$$V = 3/8 g_{31} Y (t^2/l^2) \delta \quad (14-8)$$

donde  $Y = 1/s_{11}^E$ . Para  $l = 1$  cm,  $t = 0.05$  cm y  $\delta = 0.025$  mm, esto es, aproximadamente  $10$  V. Alta permisividad y una estructura de montaje altamente amortiguada,

junto con una mezcla prudente de varias resonancias amortiguadas, proporcionan una respuesta de frecuencia aceptablemente amplia y suave. Obsérvese que el desplazamiento del elemento flexionante (flexor) piezoeléctrico es considerablemente menor que el de la aguja de un cartucho fonográfico, debido a la deformabilidad sustancial del sistema, a fin de permitir el seguimiento con fuerza reducida.

Los hidrófonos de sonar suelen ser también transductores de banda ancha. Para aplicaciones profundas es importante una alta capacitancia, a fin de minimizar los efectos de la carga debida al cable, a menos que el hidrófono tenga un amplificador interno. La linealidad no es importante debido a que las amplitudes de la señal son bajas, pero en algunos casos se requiere la operación a grandes profundidades del océano, y el incremento en la sensibilidad significa que se amplifica el esfuerzo estático. Es importante que el material no experimente despolarización a alto esfuerzo, por lo que el material de uso común es el Navy Type 2. Para una relación señal sobre ruido óptima, la cifra de mérito usual es el producto de las constantes piezoeléctricas apropiadas  $d$  y  $g$ . Recientemente se ha empleado PVF<sub>2</sub> en hidrófonos especiales.

Los dispositivos piezoeléctricos de ignición son de dos tipos. En uno de ellos el elemento piezoeléctrico se oprime, y en el otro se golpea. El segundo es menos costoso, por lo que su empleo es mucho más común. En Europa y Japón estos dispositivos son muy utilizados en el hogar para el encendido de aparatos de gas; el uso de encendedores piloto es poco usual. En Estados Unidos también se emplean muchos de estos dispositivos, pero por lo general fuera del hogar, ya que los encendedores piloto siguen siendo muy usados en este país. El voltaje es generado por un nivel de esfuerzo de unos  $5 \times 10^7$  N/m<sup>2</sup>. Se emplea material Navy Type 2 ( $g_{33} \sim 25 \times 10^{-3}$  Vm/N), y los elementos miden aproximadamente  $1.5$  cm de longitud.

$$V = g_{33} T_3 l \sim 19 \text{ kV} \quad (14-9)$$

Con los encendedores de presión, los niveles de esfuerzo resultan bastante parecidos, pero se emplea ma-

terial Navy Type 1 en vez del Navy Type 2, a consecuencia de que éste se despolarizaría con rapidez.

Una aplicación similar en las cámaras con flash consiste en un elemento de material Navy Type 2 de 6 mm<sup>2</sup> de área por 2.5 de grosor aproximadamente, colocado entre dos casquillos metálicos. Esta unidad, cuando es golpeada por el mecanismo del obturador, desarrolla de 3 a 4 kV, provocando el encendido de una lámpara especial de alta impedancia.

Las cerámicas piezoeléctricas también se emplean en ciertas aplicaciones relacionadas con la fusión. Una onda de esfuerzo pasa por impacto a través del transductor, destruyendo la polarización interna. Dependiendo de la terminación eléctrica, se desarrolla una corriente o voltaje muy altos, y en condiciones óptimas es posible obtener aproximadamente hasta 1.5 J/cm<sup>3</sup> de energía.

#### 14.2.5 Elementos de circuitos piezoeléctricos

Las aplicaciones de elementos piezoeléctricos en circuitos incluyen esencialmente los filtros y resonadores de reloj. Las aplicaciones de los resonadores en microprocesadores han proliferado en los últimos años. Para dichas aplicaciones los requisitos son:

1. Estabilidad térmica y temporal (bajo envejecimiento) de la frecuencia de resonancia.
2. Alto  $Q$  mecánico.
3. Acoplamiento electromecánico adecuado para la aplicación.

Con mucho, el cuarzo es el mejor material piezoeléctrico en existencia para filtros de banda estrecha y osciladores de reloj de alta calidad. Tanto el cuarzo sintético como el natural pueden obtenerse con facilidad a bajo precio. Sin embargo, existen composiciones cerámicas de circonato-titanato de plomo satisfactorias para un sinnúmero de aplicaciones en osciladores a menor costo. Los materiales cerámicos también proporcionan filtrado de banda ancha de calidad muy elevada en el intervalo de 200 a 600 kHz, y filtrado muy económico para radio comercial de frecuencia modulada (FM) a 10.7 MHz.

En la figura 14-11 se muestra el circuito equivalente de un resonador piezoeléctrico de dos terminales. La resonancia en serie  $f_s$  ocurre a la frecuencia en la que  $\omega L_1 = 1/\omega C_1$ , y la resonancia en paralelo ocurre a una frecuencia superior  $f_p$ , en la que  $1/\omega C_0 = \omega L_1 - (1/\omega C_1)$ . Las dos frecuencias están relacionadas de la siguiente forma:

$$k_{et}^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} = \frac{C_1}{C_1 + C_0} = \frac{1}{1 + r} \quad (14-10)$$

donde  $r = C_0/C_1$ .

El coeficiente de acoplamiento efectivo  $k_{et}$  se relaciona con los coeficientes de acoplamiento del material o estáticos de un modo relativamente complejo, dependiendo de la distribución de esfuerzos en la condición de resonancia. Cuando los esfuerzos son uniformes, como casi sucede con el transductor de sonar con

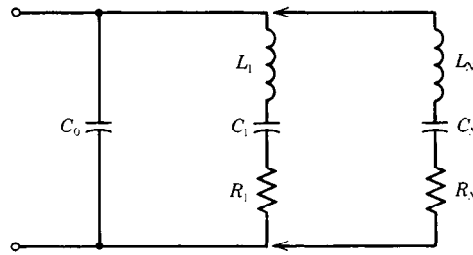


Fig. 14-11. Circuito equivalente a un resonador piezoeléctrico de dos terminales.

gran carga de masa que se muestra en la figura 14-8, entonces el  $k_{et}$  de dicho transductor es igual al coeficiente de acoplamiento del material. Éste es  $k_{33}^I$  para la configuración que se muestra en la figura 14-8. Por lo general,  $k_{et} \sim 0.9 k_{mat}$ . En todos los casos en que  $k_{et} \neq k_{mat}$ , existen sobretonos que es posible representar con ramas "mecánicas" extra (que se muestran esquemáticamente en la fig. 14-11).

Existen algunas diferencias primordiales entre el cuarzo y las cerámicas piezoeléctricas, con respecto a las aplicaciones de filtrado y en resonadores:

1. El cuarzo tiene un  $Q$  mecánico aproximadamente  $10^3$  mayor.
2. La estabilidad de la frecuencia de resonancia es aproximadamente  $10^3$  mejor para el cuarzo. Esto incluye efectos de temperatura, envejecimiento, nivel de excitación, impactos y vibración.
3. La permisividad de las cerámicas es aproximadamente  $10^2$  mayor.
4. Las cerámicas llegan a tener  $k^2$  hasta de  $10^2$ .

#### Resonadores

En los osciladores de precisión se emplean resonadores de cuarzo. Aunque la exactitud es inferior a la de los patrones atómicos de frecuencia, todas las normas de radiofrecuencia especifican osciladores esclavos de cuarzo. Los resonadores piezoeléctricos operan en un modo de baja impedancia cercano a  $f_s$  o en un modo de alta impedancia cercano a  $f_p$ . En este último caso, la carga o la capacitancia parásita del circuito oscilador desplaza la frecuencia de operación. Ésta es una consideración importante en el caso de los resonadores de cuarzo (y lo es mucho menos en el de las cerámicas). Los resonadores de cuarzo se han empleado en el intervalo de unos cuantos kHz hasta más de 200 MHz, y hasta aproximadamente 50 kHz se han utilizado modos de vibración en flexión.

A partir de 50 kHz, hasta aproximadamente 500 kHz, se utilizan modos de cizallamiento en las caras. A frecuencias superiores se utiliza el cizallamiento en espesor (usualmente el corte AT)\*, con sobretonos típicamente mayores de unos 25 MHz. Por lo general, para el cuarzo de corte AT,  $r \sim 250$  en el tono fundamental y  $r \sim 250n^2$  ( $n = 3, 5, 7, \dots$ ) en los sobretonos.

\* Véase la referencia 7.

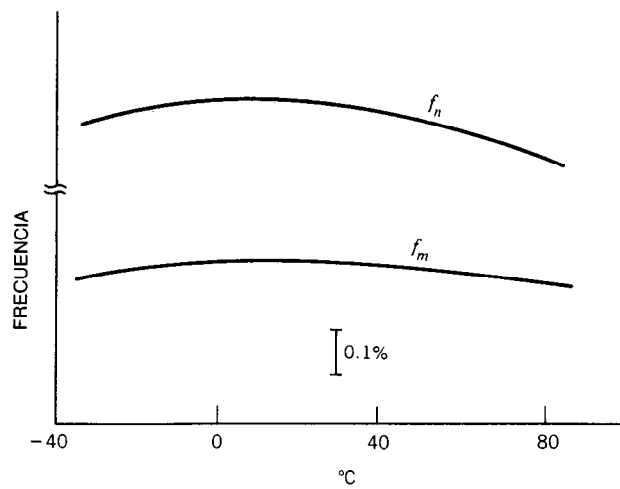


Fig. 14-12. Frecuencias de impedancia mínima,  $f_m$ , y máxima,  $f_n$ , en función de la temperatura para un filtro de circonato-titanato de plomo (disco, modo planar).

Con los modos de baja frecuencia,  $f_s$  forma una sucesión armónica exacta, pero con los modos en espesor a alta frecuencia,  $f_p$  forma la sucesión armónica exacta. Para los diversos intervalos de frecuencia se emplean cortes diferentes. En el corte AT (cizallamiento en espesor), el modo tiene una característica frecuencia-temperatura de tercer orden, y es posible optimizar la orientación para intervalos específicos de temperatura. La variación total puede mantenerse con facilidad en menos de  $10^{-5}$  sobre un intervalo de  $75^\circ\text{C}$ . Con el corte NT\* (flexión longitud-ancho) utilizado en diapasones para relojes, la variación frecuencia-temperatura es mejor que  $10^{-6}/^\circ\text{C}$ . La mayor parte de las unidades de cristal de cuarzo tienen  $Q_M = 1/2 \pi f_s R_1 C_1$  en el intervalo de  $10^4$  a  $10^5$ , pero se han obtenido valores mayores de  $10^6$  en unidades con corte AT cerca de 1 MHz. La mayor parte de los resonadores de cuarzo se montan en latas metálicas selladas herméticamente, con lo que se minimizan los efectos ambientales. Con unidades de baja frecuencia, el envejecimiento se atribuye al montaje y se localiza en el intervalo de  $10^{-5}$  por año. El envejecimiento de unidades de frecuencias superiores se atribuye a la transferencia de masa. Este envejecimiento es del orden de  $10^{-5}$  por año para unidades de uso general, hasta  $10^{-7}$  por año para el estuchado en vidrio al vacío. Las especificaciones acerca de la frecuencia del resonador son proporcionales a la estabilidad. Generalmente se hacen ajustes en el circuito para obtener una frecuencia precisa.

Cuando no es necesario que la frecuencia sea más precisa que aproximadamente el 0.5% y el interés principal es la economía, es posible emplear resonadores cerámicos. En el intervalo de algunos kHz hasta aproximadamente 100 kHz se emplea flexión longitud-ancho (diapasones). Desde aproximadamente 100 kHz hasta 1 MHz se emplea el modo de extensión de vari-

llas, o más frecuentemente el modo planar de discos o el modo de contorno de planchas cuadradas. A partir de 1 MHz hasta aproximadamente 15 MHz se emplea el modo de extensión en espesor. La variación total de la frecuencia con la temperatura es aproximadamente del 0.2% (fig. 14-12) para los dispositivos de baja frecuencia y 0.5% para las unidades de modo en espesor. Durante cinco años, el total de envejecimiento es menor del 0.2%, pero en muchas aplicaciones se requiere menos del 1% de exactitud. Los valores de  $Q$  mecánico varían desde aproximadamente 500 hasta 2 000; los bajos valores de  $Q$  se asocian con altos acoplamientos (aprox. 0.50 para  $k_p$  y  $k_{t3}^2$ ) y los altos valores de  $Q$  con bajos acoplamientos (aprox. 0.25 para  $k_p$  y  $k_{33}^2$ ).

#### Filtros

Los filtros piezoeléctricos compiten más directamente con los filtros mecánicos que con los de inductancia-capacitancia (LC), debido al bajo  $Q$  de los inductores. El cuarzo presenta el  $Q$  más alto. Los resonadores metálicos empleados en filtros mecánicos tienen un  $Q$  cuando menos un orden de magnitud menor, y el de los resonadores cerámicos es aún menor, pero todavía sustancialmente superior al de los inductores. Naturalmente, en los filtros se emplean resonadores, y en el caso del modo acoplado y de los dispositivos SAW o de onda acústica superficial (de *surface acoustic wave*) en una sola tableta se obtiene más de un polo. En la tabla 14-2 se presentan datos al respecto.

El empleo de los dispositivos de modo acoplado ha sido posible gracias a la comprensión del confinamiento o captura de energía, que también ha permitido lograr respuestas de resonancia mucho más limpias tanto en los resonadores simples como en los múltiples. Con ciertos modos de resonancia, incluyendo los de cizallamiento en espesor, de extensión en espesor de planchas y de extensión en ancho de barras, es posible confinar energía bajo y cerca del electrodo, debido a la

\* Véase la referencia 7.

Tabla 14-2. Datos generales para circuitos filtro

	$k$	Ancho de banda (%) <sup>a</sup>	$Q$	Coefficiente térmico (ppm/°C)	Intervalo de frecuencias
Cerámica Pb(Zr, Ti)O <sub>3</sub>					
De flexión	0.2–0.3	1–5	500–2 000	20	5–100 kHz
Longitudinal	0.2–0.5	1–15	500–2 000	20	0.1–1 MHz
Extensión en espesor	0.2–0.4	1–10	300–1 500	40	3–15 MHz
Cuarzo (de flexión, longitudinal, de cizallamiento en espesor)	0.1	0.01–0.4	10 <sup>5</sup> –10 <sup>6</sup>	0.1–1	0.03–200 MHz
Mecánica	—	0.3–3 <sup>b</sup>	1–2×10 <sup>4</sup>	1	0.3–500 kHz
LC	—	2–50 o más	20–200	50	1 kHz–100 MHz
Activa	—	2–50 o más	100–500	50	1–50 kHz
Onda superficial (cuarzo o LiTaO <sub>3</sub> )	Complejo	2–40 (con bobinas)	—	1 cuarzo 25 LiTaO <sub>3</sub>	10–1 500 MHz

<sup>a</sup> Para filtros piezoeléctricos, el máximo ancho de banda relativo =  $k^2/2(1-k^2)$  sin bobinas o sintonización. Con bobinas, el máximo ancho de banda relativo =  $k/\sqrt{1-k^2}$ . El máximo ancho de banda sin bobinas puede incrementarse hasta casi el doble de los valores proporcionados para la configuración en escalera.

<sup>b</sup> Sin bobinas de sintonización en los transductores.

carga mecánica y eléctrica. Los efectos de dichas cargas son aproximadamente iguales con el cuarzo; en las cerámicas piezoeléctricas con  $k$  grande, el efecto eléctrico es mucho mayor. Mediante la elección adecuada del tamaño y la masa del electrodo, es posible atrapar (confinar) un solo modo, lo que produce una respuesta de frecuencia muy limpia. Los modos que pueden atraparse son sobretonos inarmónicos que ocurren entre  $f_s$  y  $f_p$ . Cuando un electrodo se divide en dos partes, es posible atrapar los primeros modos simétrico y antisimétrico (fig. 14-13). Entonces, el dispositivo de tres terminales constituye un filtro de dos polos con electrodos de entrada y de salida. La separación entre los dos resonadores acoplados ajusta el acoplamiento y, por tanto, el ancho de banda.

Existen algunos tipos importantes de filtros pasabanda piezoeléctricos, tales como los filtros en escalera, resonadores en cascada de tres terminales y un solo polo, filtros de celosía y de celosía en cascada, filtros de modo acoplado y de modo acoplado en cascada, y filtros de onda superficial. Las tres técnicas más importantes de diseño son las de parámetro de imagen, optimización por computadora y síntesis. La base del filtrado piezoeléctrico es la reactancia inductiva de un resonador monopolar entre  $f_r$  (cerca de  $f_s$ ) y  $f_a$  (cerca de  $f_p$ ). En general, el método del parámetro de imagen es adecuado para los filtros en escalera, pero debe aplicarse la optimización a los diseños de parámetro de imagen de filtros de celosía. La síntesis de redes se emplea en el diseño de resonadores de modo acoplado y de modo acoplado en cascada.

Las funciones clásicas de filtros con polos de atenuación en las frecuencias cero e infinita son las de Butterworth, Chebychev, Gauss y Bessel. El de Butterworth tiene una banda de paso óptimamente plana.

Los filtros de Chebychev tienen bordes de pendiente óptimamente grande, para una ondulación máxima permisible, con respuesta ondulada en la banda de pa-

so; a medida que la ondulación permisible tiende a cero, el filtro de Chebychev se transforma en un filtro de Butterworth. Para el filtro de Gauss, la derivada de la función de fase con respecto a la frecuencia es un polinomio que tiene todos sus ceros en el centro de la banda de paso. El filtro de Bessel tiene respuesta de fase casi lineal en un sentido de respuesta ondulada.

Los filtros de cuarzo suelen elaborarse mediante combinaciones de resonadores unimodales (en celosía) o colocando en cascada dispositivos de modo acoplado con dos resonadores. La Western Electric fabrica un filtro telefónico que consta de ocho resonadores acoplados en una sola tableta. A 8 MHz, la respuesta de los ocho polos tiene un ancho de banda de 3.2 kHz.

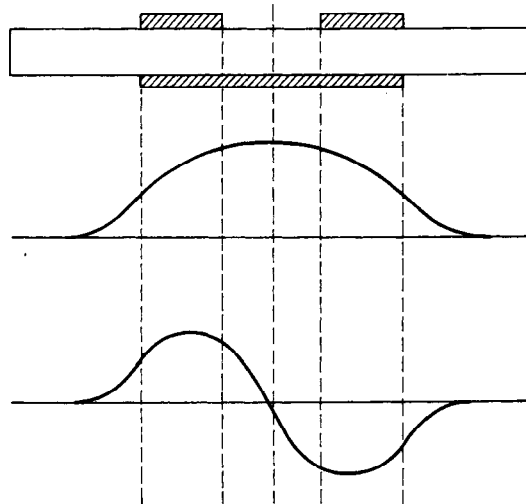
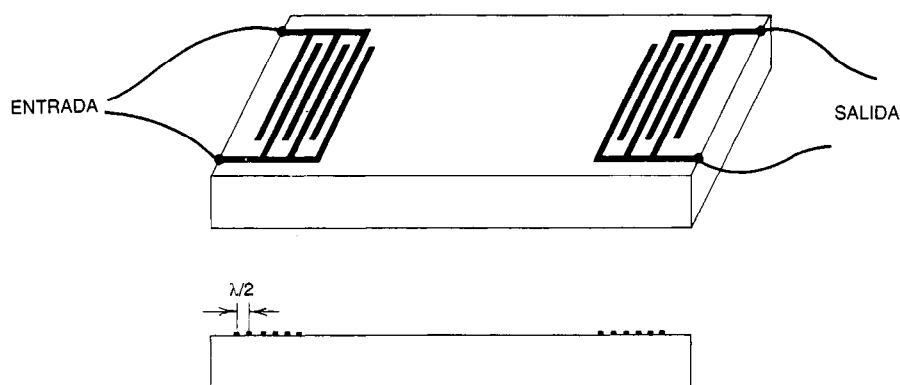


Fig. 14-13. Distribución lateral del cizallamiento en espesor o del esfuerzo de extensión en espesor para un resonador dividido en los primeros modos simétrico y antisimétrico.



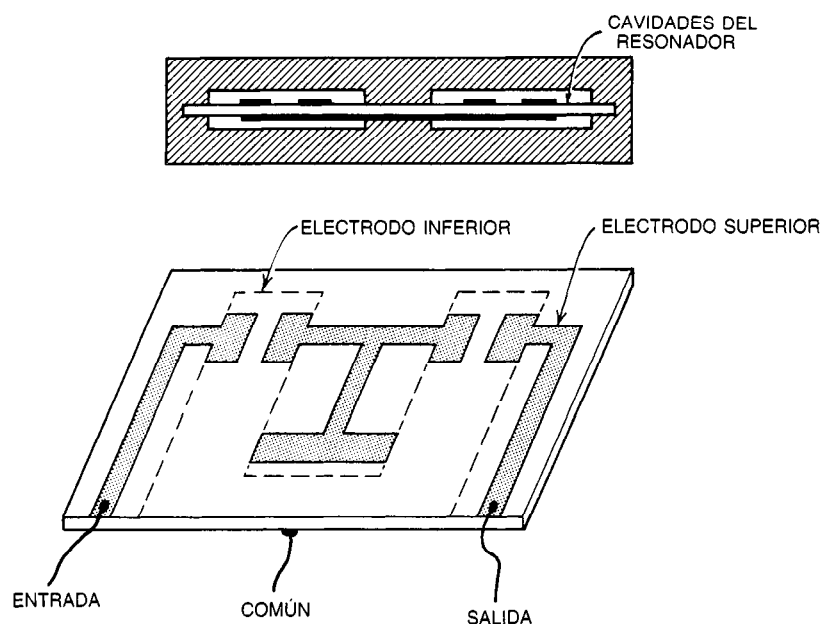


**Fig. 14-14.** Dispositivo de onda superficial en un sustrato piezoeléctrico. El transductor de entrada emite una onda acústica superficial, que se propaga al transductor de salida. La onda acústica se confina a unas cuantas longitudes de onda de la superficie.

Los filtros discretos y de modo acoplado de cuarzo tienen anchos de banda en el intervalo de 0.01 a 0.4% sin inductores, y porcentajes superiores con inductores. Por debajo de 5 MHz se emplean resonadores discretos, y entre 5 y 200 MHz se utilizan dispositivos tanto de modo acoplado como discretos.

Más recientemente, los dispositivos de ondas acústicas superficiales se han vuelto de uso más generalizado, especialmente para filtrado, pero también se usan como procesadores de señales, moduladores acustoópticos, etc. El sustrato predominante es el cuarzo, pero otros materiales son los cristales de niobato de litio y tantalato de litio, películas de óxido de cinc e incluso cerámica de titanato de plomo modificada. Un dispositivo SAW tiene un transductor interdigital de entrada

y un transductor de salida definidos por medio de electrodos interdigitales precisos (fig. 14-14). Los procedimientos del par transformado de Fourier y del diseño de filtros digitales son bien comprendidos y precisos. La colocación y longitud de los electrodos interdigitales determinan la respuesta del filtro. La frecuencia central varía aproximadamente de 10 MHz hasta 1 500 MHz, y el máximo ancho de banda hasta el 40%. La pérdida típica por inserción es mayor que con otros filtros piezoeléctricos, pero la respuesta de fase puede ser extremadamente lineal. Entre las aplicaciones de los filtros SAW se incluyen etapas de frecuencias intermedias de televisión, juegos de televisión y radar.



**Fig. 14-15.** Construcción de un filtro cerámico de modo acoplado de modulación de frecuencia (10.7 MHz).

En los filtros cerámicos se emplean dispositivos de modo de flexión por debajo de 100 kHz, discos o planchas cuadradas (modo planar) desde aproximadamente 200 hasta 1 000 kHz, y dispositivos de extensión en espesor de modo acoplado en el intervalo de los megahertz. En la tabla 14-2 se enumeran los anchos de banda. El filtro piezoeléctrico más ampliamente utilizado es una cascada de dos pares de modo acoplado en una sola tableta a 10.7 MHz con ancho de banda del 2 al 3% (fig. 14-15). Con un capacitor de acoplamiento sobre una sección no polarizada de la misma tableta, se logra una respuesta de cuatro polos. Actualmente, en casi todos los transistores de FM se emplean estos dispositivos. Desde aproximadamente 300 hasta 600 kHz, en una configuración en escalera es posible colocar en cascada hasta 17 resonadores discretos, lo que permite un filtrado con calidad muy elevada.

#### LIBROS Y REVISTAS

- D. Belincourt, *Ferroelectrics* **10**:111-119.
- W. G. Cady, *Piezoelectricity*, vols. 1 y 2. Dover, Nueva York.
- "Guide to Dynamic Measurements of Piezoelectric Ceramics with High Electromechanical Coupling", IEC-STD, pub. 483.
- H. Jaffe y D. Berlincourt, *Proc. IEEE* **53**: 1372-1386.
- K. H. Landolt-Börnstein y A. M. Hellwege, eds., *New Series Group III*, vol. 11, Springer-Verlag, Berlín (Véase cap. 3 por W. R. Cook y H. Jaffe).
- W. P. Mason, *Electromechanical Transducers and Wave Filters*, Van Nostrand, Nueva York.
- W. P. Mason, *Piezoelectric Crystals and Their Application to Ultrasonics*, Van Nostrand, Nueva York.
- O. E. Mattiat, ed., *Ultrasonic Transducer Materials*, Plenum, Nueva York-Londres.
- "Measurements of Piezoelectric Ceramics" (ANSI C 83.24), IEEE-Std 171.
- M. Onoe y H. Jumonji, *Elec. Comm. Eng. (Japón)* **48**:84-93.
- "Piezoelectric Ceramic for Sonar Transducers", MIL-STD-1376 (Ships).
- *Piezoelectric Ceramics*, distribuido por Electronic Components and Materials Div., N. V. Philips, Eindhoven, Holanda.
- *Proc. IEEE* **65**, special issue on surface wave devices and applications.
- *Proc. IEEE* **67**, special issue on miniaturized filters.
- *Reference Data for Radio Engineers*, 5.<sup>a</sup> ed., Howard W. Sams, Indianapolis (Véanse caps. 7-9.)
- W. Shockley, D. R. Curran y D. J. Koneval, *J. Acoust. Soc. Am.* **41**:981-993.
- "Standard on Piezoelectricity", IEEE-Std 176.



## CAPÍTULO 15

# Dispositivos ópticos y pantallas

**L. S. Watkins**

AT & T Technologies  
Princeton, New Jersey

**Peter Pleshko**

IBM Corporation  
Kingston, Nueva York

**Martin Wolf**

University of Pennsylvania  
Philadelphia, Pennsylvania

### 15.1 Fuentes ópticas

- 15.1.1 Naturaleza de la luz
- 15.1.2 Óptica geométrica
- 15.1.3 Luz incoherente
- 15.1.4 Luz coherente
- 15.1.5 Aplicaciones de las fuentes

### 15.2 Fibras y conectores ópticos

- 15.2.1 Fibras
- 15.2.2 Conectores
- 15.2.3 Consideraciones sobre enlaces de comunicación
- 15.2.4 Aplicaciones

### 15.3 Pantallas

- 15.3.1 Conceptos y parámetros relativos a las pantallas
- 15.3.2 Tubos de rayos catódicos (CRT)
- 15.3.3 Pantallas de cristal líquido (LCD, de *liquid crystal displays*)

- 15.3.4 Pantallas con diodos emisores de luz

- 15.3.5 Pantallas de plasma (PDP)
- 15.3.6 Otras tecnologías de pantallas
- 15.3.7 Atributos y aplicaciones de la tecnología de pantallas

### 15.4 Detectores ópticos

- 15.4.1 Dispositivos fotoeléctricos al vacío
- 15.4.2 Fotodiodos de atmósfera gaseosa
- 15.4.3 Fotomultiplicadores
- 15.4.4 Detectores fotoconductores
- 15.4.5 Fotodetectores de unión
- 15.4.6 Fotodetectores de formación de imagen
- 15.4.7 Aplicaciones de los detectores

### 15.5 Convertidores fotovoltaicos de energía solar

- 15.5.1 Redes (fotovoltaicas)
  - 15.5.2 Resto del sistema (BOS)
  - 15.5.3 Módulos
  - 15.5.4 Celdas solares
-

## 15.1 FUENTES ÓPTICAS

L. S. Watkins

### 15.1.1 Naturaleza de la luz

La luz es una radiación electromagnética en la parte del espectro a la que es sensible el ojo. En la figura 15-1 se muestra todo el espectro; la región visible es la pequeña sección del intervalo de longitud de onda que va de 400 a 700 nm. Parte de la información que se presenta en los artículos 15.1, 15.2 y 15.4 es también aplicable a las regiones ultravioleta (UV) e infrarroja (IR) del espectro.

Dado que la luz es una radiación electromagnética, puede caracterizarse por completo mediante las ecuaciones de Maxwell<sup>1</sup>. Aquí no se abordará el análisis, que resulta más bien complicado, sino que sólo se describirán algunas de las propiedades más importantes de la luz.

#### Velocidad de fase

La velocidad de fase de la luz (la velocidad de los planos de fase constante, o frente de onda) es:

$$v = c / \sqrt{\epsilon\mu} \quad (15-1)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío, que es una constante con valor de 299 796 km/s. El denominador es un término que en óptica se denomina índice de refracción de un medio:

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} \quad (15-2)$$

donde  $\epsilon$  es la constante dieléctrica (permitividad) y  $\mu$  es la permeabilidad magnética. Por tanto, la longitud de onda de la luz es  $\lambda = v/\nu$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda en el medio y  $\nu$  es la frecuencia. El índice de refracción varía en general con la longitud de onda; ésta es la propiedad de dispersión de un medio.

#### Absorción

Los medios también pueden absorber la luz, proceso que es posible describir de dos formas. El flujo de luz transmitido a través de un medio es:

$$I = I_0 e^{-\alpha x} \quad (15-3)$$

donde  $x$  es la distancia recorrida en el medio por una onda de energía incidente  $I_0$  y  $\alpha$  es el coeficiente de absorción, por lo general expresado en centímetros inversos.

La absorción también puede representarse en el índice de refracción como un término imaginario:

$$\tilde{n} = n(1 + ik) \quad (15-4)$$

donde  $k$  es el índice de atenuación,  $i = \sqrt{-1}$ , y  $\tilde{n}$  es el índice de refracción complejo. Las dos ecuaciones están relacionadas de la siguiente forma:

$$\alpha = \frac{4\pi}{\lambda_0} nk \quad (15-5)$$

$\lambda_0$  es la longitud de onda de la luz en el vacío.

#### Velocidad de grupo

La velocidad de grupo es la velocidad de transmisión de energía por una onda y está dada por:

$$u = v - \lambda \frac{dv}{d\lambda} \quad (15-6)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la luz en el medio y es igual a  $\lambda_0/n$ . En el vacío, las velocidades de grupo y de fase son iguales. En todos los casos,  $u \leq c$ , la velocidad de la luz en el vacío.

#### Polarización

La propagación de la luz en estructuras isotrópicas sin guías ocurre en forma de ondas TEM (electromagnéti-

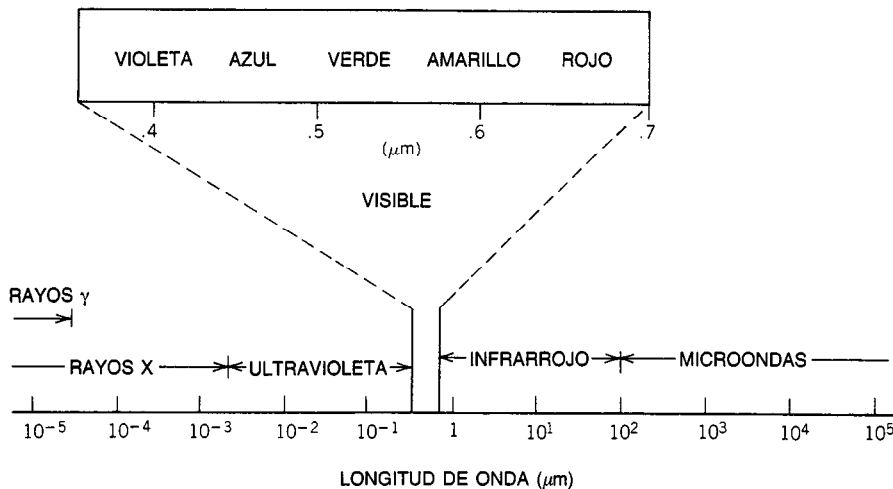


Fig. 15-1. Intervalo visible del espectro electromagnético.

cas transversales), en las que los vectores de campo eléctrico y magnético son perpendiculares a la dirección de propagación y ortogonales entre sí. La luz puede tener varios estados de polarización (dirección del vector de campo eléctrico):

- No polarizada.** La polarización de la luz es aleatoria y cambia constantemente.
- Linealmente polarizada.** El vector eléctrico está restringido a una dirección.
- Elípticamente polarizada.** El vector eléctrico gira a la izquierda o a la derecha a la frecuencia de la luz; la magnitud del vector de campo eléctrico describe una elipse estacionaria.
- Circularmente polarizada.** La magnitud del vector de campo es constante.

### 15.1.2 Óptica geométrica

La longitud de onda de la luz es bastante pequeña, de modo que para muchas situaciones puede aproximarse a cero y la propagación de la energía de la luz puede describirse en términos de rayos de luz. Esta rama de la óptica se denomina óptica geométrica, ya que el comportamiento de los rayos se describe en términos geométricos.

#### Propiedades de los rayos de luz

**Refracción.** Cuando la luz incide contra una frontera y pasa de un medio a otro, experimenta un cambio en la velocidad de propagación, que es descrito por el índice de refracción. Esto da por resultado un cambio en la dirección de propagación, dado por la ley de Snell.

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (15-7)$$

La figura 15-2 es el diagrama de un rayo de luz.  $\theta_1$  es el ángulo de incidencia y  $\theta_2$  el ángulo de refracción. El rayo incidente, el rayo refractado y la normal a la superficie o frontera se encuentran en el mismo plano de incidencia.  $n_1$  y  $n_2$  son los índices de refracción de los medios, respectivamente.

**Ángulo crítico.** Cuando la luz se desplaza de un medio a otro menos denso, existe un ángulo de incidencia  $\theta_1$  para el cual  $\sin \theta_2 = 1$ . Este ángulo de incidencia se denomina ángulo crítico ( $\theta_c$ ). Para ángulos mayores que  $\theta_1 = \theta_c$ , la luz se refleja internamente por completo en la interficie, y nada de ella se transmite hacia el segundo medio. El ángulo crítico está dado por  $\theta_c = \sin^{-1}(n_2/n_1)$ .

**Reflexión.** Además de la luz refractada, una parte de ella se refleja en una interficie. El ángulo  $\theta_r$  al que se refleja es igual al ángulo de incidencia. La cantidad de luz reflejada y transmitida en la interficie puede calcularse por medio de la óptica de ondas; los resultados están dados por las fórmulas de Fresnel:

$$R_p = \frac{\tan^2(\theta_1 - \theta_2)}{\tan^2(\theta_1 + \theta_2)} \quad (15-8a)$$

$$R_s = \frac{\sin^2(\theta_1 - \theta_2)}{\sin^2(\theta_1 + \theta_2)} \quad (15-8b)$$

$$T_p = \frac{\sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2}{\sin^2(\theta_1 - \theta_2) \cos^2(\theta_1 + \theta_2)} \quad (15-8c)$$

$$T_s = \frac{\sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2}{\sin^2(\theta_1 + \theta_2)} \quad (15-8d)$$

$R_p$  y  $T_p$  son los coeficientes de reflexión y transmisión para la luz linealmente polarizada paralela al plano de incidencia.  $R_s$  y  $T_s$  son los mismos coeficientes para la polarización ortogonal, respectivamente.

**Incidencia normal.** Para esta situación no existe distinción de polarización, de modo que:

$$R = \left( \frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 \quad (15-9a)$$

$$T = \frac{4n}{(n + 1)^2} \quad (15-9b)$$

**Ángulo de Brewster.** Cuando  $\theta_1 + \theta_2 = \pi/2$ , el denominador de la ecuación para  $R_p$  tiende a  $\infty$ . El ángulo de incidencia está dado por:

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left( \frac{n_2}{n_1} \right) \quad (15-10)$$

y se denomina ángulo de Brewster. A este ángulo, la reflexión para la polarización paralela  $R_p = 0$ .

**Reflexión en un espejo metálico.** La propiedad de conducción del metal da por resultado un índice de refracción con una gran componente imaginaria. A incidencia normal, la reflexión está dada por las mismas ecuaciones de Fresnel:

$$R = \frac{|\bar{n} - 1|^2}{|\bar{n} + 1|^2} \quad (15-11)$$

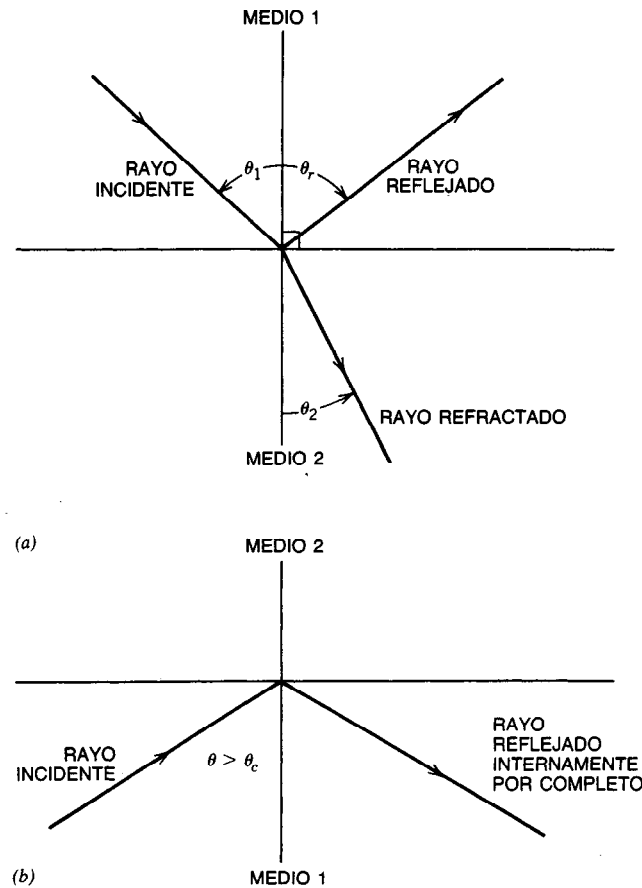
excepto que el índice de refracción es una cantidad compleja de la forma dada por la ecuación 15-4.

A incidencia no normal, la reflexión está dada de manera parecida por las ecuaciones de Fresnel 15-8. En este caso, los ángulos de refracción  $\theta_2$  son complejos (dados por la ley de Snell). El efecto es un cambio de fase en la polarización  $S$  y  $P$  con la reflexión, de modo que la luz incidente polarizada linealmente en general se transformará en polarizada elípticamente.

**Deflexión por prisma.** Cuando la luz pasa a través de un prisma, se desvía, tal como se muestra en la figura 15-3. El ángulo de deflexión está dado por:

$$\gamma = \theta_1 + \psi_2 - \alpha \quad (15-12)$$

donde  $\alpha$  es el ángulo entre las dos superficies.  $\psi_2$  se determina a partir de la ley de Snell y la construcción geométrica de la figura 15-3. La desviación mínima  $\gamma_m$



**Fig. 15.2.** Diagramas de rayos de luz: a) trayectoria al incidir en una interfaz entre dos medios con diferentes índices de refracción. La luz es reflejada y refractada.  $\theta_1$  es el ángulo de incidencia,  $\theta_2$  es el ángulo de refracción, y  $\theta_r$  es el ángulo de reflexión; b) condición cuando la luz es reflejada internamente por completo. El medio 1 tiene mayor índice de refracción que el medio 2.  $\theta_c$  es el ángulo crítico.

ocurre cuando  $\theta_1 = \psi_2$ . La medición de este ángulo de desviación es un método exacto para determinar el índice de refracción del material del prisma como:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{\sin \frac{1}{2} (\alpha + \gamma_m)}{\sin \frac{1}{2} \alpha} \quad (15-13)$$

**Prisma delgado.** Si  $\alpha$  es pequeño, es posible hacer algunas aproximaciones, y expresar la deflexión debida al prisma como:

$$\gamma = \left( \frac{n_2}{n_1} - 1 \right) \alpha \quad (15-14)$$

Para esto se supone que el prisma se emplea cerca de su mínimo ángulo de deflexión.

**Lente delgada.** Ésta es una lente cuyo grosor es pequeño en comparación con su diámetro y las distancias

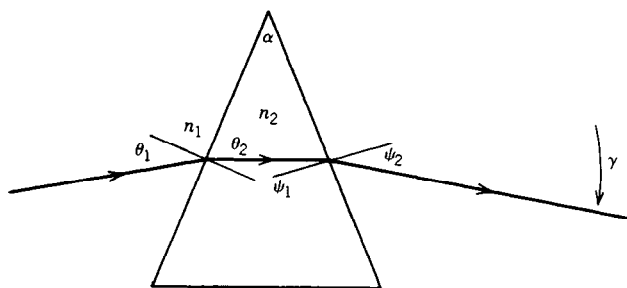
asociadas con sus propiedades ópticas. En la figura 15-4 se muestra la formación de la imagen  $P_2$  del objeto  $P_1$  por medio de una lente convexa. La fórmula de Gauss para las lentes relaciona las posiciones del objeto ( $P_1$ ) y de la imagen ( $P_2$ ) con la distancia focal,  $f$ , de la lente:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} \quad (15-15)$$

Si la distancia al objeto a partir de la lente es menor que la distancia focal, la imagen deja de ser real (véanse las líneas discontinuas). Para una lente cóncava, la imagen no es real y la distancia focal  $f$  es negativa.

La potencia de una lente está dada por:

$$P = \frac{1}{f} \quad \left( \frac{1}{f} = \text{dioptrías en unidades de m}^{-1} \right) \quad (15-16)$$



**Fig. 15-3.** Deflexión de un rayo de luz por un prisma con índice de refracción  $n_2$  en un medio circundante con índice de refracción  $n_1$ .

La fórmula de los fabricantes de lentes proporciona la distancia focal de una lente delgada en términos del índice de refracción y de las curvaturas de las superficies:

$$\frac{n_1}{f} = (n_2 - n_1) \left( \frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2} \right) \quad (15-17)$$

donde  $n_1$  = índice de refracción del medio circundante

$n_2$  = índice del medio de la lente

$r_1$  y  $r_2$  = radios de las superficies

Los radios positivos tienen centro de curvatura a la derecha de la superficie.

El número de lente  $f$  describe el diámetro de la lente en relación con su distancia focal:

$$f_{\text{número}} = \frac{f}{d}$$

Existe un término semejante denominado número de trabajo  $f$ , que relaciona el diámetro de la lente con la distancia  $s_1$  a la que se encuentra el objeto:

$$f_{\text{número}} = \frac{s_1}{d}$$

En microscopia se utiliza otro término para describir la abertura de la lente. Éste es la abertura numérica (NA, de *numerical aperture*):

$$NA = \frac{nd}{2s_1} = \frac{n}{2 \times f_{\text{número}}}$$

donde  $n$  es el índice de refracción del medio entre la lente y el objeto.

### 15.1.3 Luz incoherente

La luz puede ser coherente o incoherente, dependiendo de cuál sea la fuente. Las fuentes comunes de luz proporcionan luz incoherente, debido a que constan de muchos radiadores independientes. Por ejemplo, en un tubo fluorescente cada átomo que emite radiación es en esencia independiente, por lo que no existe una relación fija de fase entre las ondas de estos átomos, y la luz es incoherente. En un rayo láser, la luz se genera

en una cavidad resonante, y el haz que resulta puede tener frentes de fase bien definidos; la luz es coherente.

### Brillantez e iluminación

La densidad de flujo de la luz radiada desde una fuente puntual disminuye con el cuadrado de la distancia a partir de la fuente.

En la figura 15-5 se muestra una superficie iluminada por una fuente extendida. El flujo  $dE$  que incide sobre un diferencial de área  $dA$  a partir de un diferencial de área  $dS$  sobre la fuente  $P$  es:

$$dE = \frac{B dA \cos \theta ds \cos \psi}{r^2} \quad (15-18)$$

La constante  $B$  es una característica de la fuente, denominada luminancia, o brillantez fotométrica. Las unidades son candelas por centímetro cuadrado y  $dE$  es el flujo luminoso o potencia, en lumens. La luminancia de la superficie o densidad de flujo luminoso es:

$$dI = \frac{dE}{dA} \quad (\text{lm/cm}^2) \quad (15-19)$$

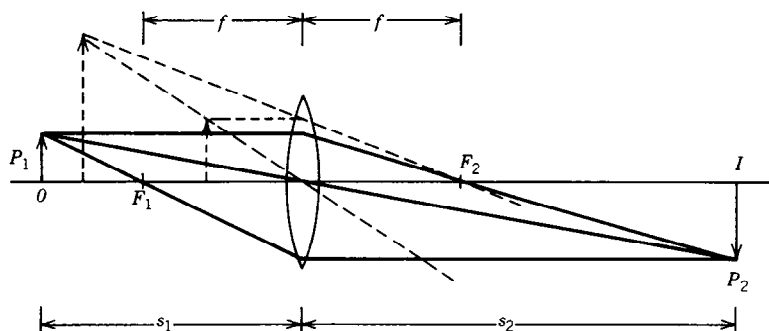
Para cuantificar la energía de la luz suelen emplearse dos sistemas. La unidad radiométrica, que es la más familiar para el ingeniero eléctrico, es el watt. Sin embargo, la luz blanca también se define en unidades fotométricas, empleando la candela y relacionándola con una fuente denominada cuerpo negro.

La comparación se realiza utilizando la "curva de visibilidad relativa", que relaciona la sensibilidad del ojo promedio con la longitud de onda de la luz. Esta sensibilidad es máxima cerca de una longitud de onda igual a  $0.55 \mu\text{m}$ ; la constante que relaciona el flujo luminoso con el flujo radiante a esta longitud de onda es  $685 \text{ lm/W}$ .

Debe recordarse que la luz tiene una distribución espectral dada por la radiación del cuerpo negro. Las unidades radiométricas son absolutas y se refieren a la energía de los campos eléctricos.

La radiancia de la fuente está dada ya sea como luminancia, que puede relacionarse directamente con la temperatura y la emisividad, o como watts por centímetro cuadrado por estereorradián por nanómetro. Ésta





**Fig. 15-4.** Formación de la imagen  $P_2$  de un objeto  $P_1$  mediante el empleo de una lente delgada. La línea discontinua muestra la formación de una imagen virtual cuando la distancia de la lente al objeto es menor que la distancia focal.

es la potencia emitida por unidad de área superficial sobre una unidad de ángulo sólido para un incremento de intervalo espectral.

#### Fuentes térmicas

Cuando los objetos se calientan, emiten radiación. A medida que se incrementa la temperatura, la cantidad de radiación emitida aumenta y la distribución espectral cambia.

Un **cuerpo negro** se define como una superficie que absorbe toda la radiación que incide sobre él. La ley de la radiación de Kirchhoff establece que:

$$\frac{W}{a} = \text{const} = WB \quad (15-20)$$

es decir, el cociente de la radiación emitida  $W$  entre la radiación absorbida  $a$  es constante a una temperatura dada. Por tanto, el cuerpo negro es una superficie normal de emisión, comparable con otras superficies.

En la figura 15-6 se muestra la distribución de energía del cuerpo negro para diferentes temperaturas. La temperatura de 2 000 K es típica para una lámpara de filamento de tungsteno (las más recientes lámparas de haluro de tungsteno son más calientes con temperatura cercana a 3 000 K). La temperatura del Sol es de 6 000 K.

El perfil de la curva de emisión espectral está dado por la ley de Planck<sup>2</sup>:

$$W = \frac{c_1}{\lambda^5} [\exp(c_2/\lambda T) - 1]^{-1} \quad (15-21)$$

$$c_1 = 3.7413 \times 10^{-2} \text{ W} \cdot \text{cm}^2$$

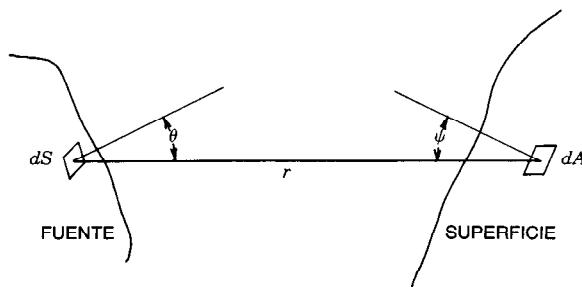
$$c_2 = 1.4380 \text{ cm K}$$

$$W = \text{W} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot \text{incremento de longitud de onda (cm}^{-1}\text{)}$$

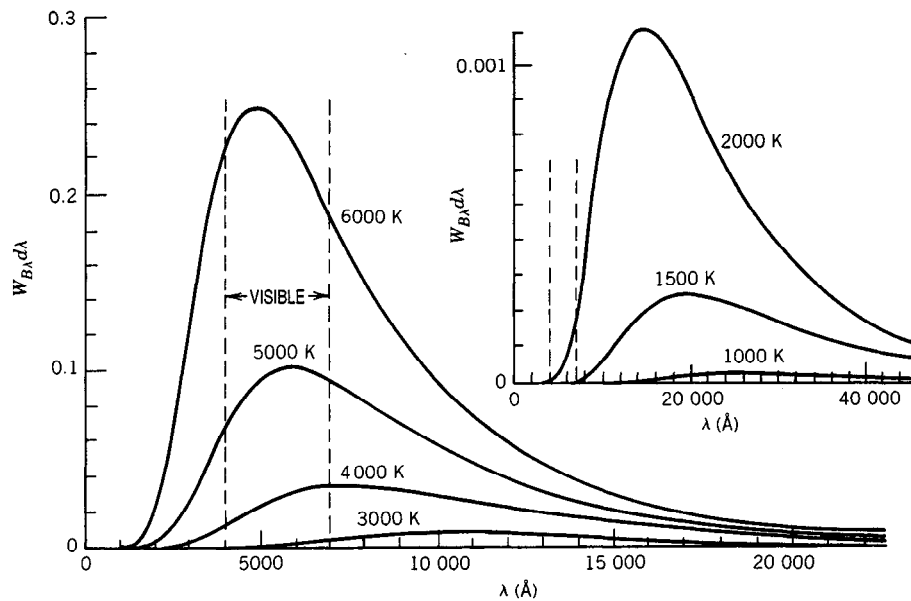
La radiación del cuerpo negro es inherentemente incoherente; esto es, los átomos o moléculas emiten luz de manera independiente.

Existen muy pocos materiales que son verdaderos cuerpos negros. El negro de humo es uno de ellos. La emisividad de una superficie se define como el cociente de la radiación real emitida entre la radiación del cuerpo negro. En la tabla 15-1 se presenta una lista de materiales comunes y sus emisividades.

- **Lámpara de filamento de tungsteno.** En esta fuente se calienta un filamento de tungsteno a fin de producir luz. El filamento se protege de la oxidación y vaporización por medio de un gas inerte, aunque en últimas fechas el empleo de una



**Fig. 15-5.** Diagrama de una superficie arbitraria iluminada por una fuente, y el elemento diferencial de superficie de la fuente  $dS$  para calcular el flujo  $dE$  que incide en el elemento diferencial de superficie  $dA$ .



**Fig. 15-6.** Curvas de radiación de cuerpo negro trazadas a escala. Las abscisas representan las longitudes de onda en angstroms, y las ordenadas indican la energía en calorías por centímetro cuadrado por segundo en un intervalo de longitud de onda  $d\lambda$  de 1 Å. Para valores numéricos, consúltense las *Smithsonian Physical Tables*. Tomado de Jenkins y White<sup>2</sup>, con permiso.

envolvente de cuarzo y una atmósfera de haluro (halógeno) ha permitido que el filamento alcance temperaturas más elevadas. Como puede observarse de la ecuación 15-21 y la figura 15-6, esto incrementa la luminancia de la fuente y proporciona una distribución más homogénea de la luz.

- **Fuente de luz ordinaria (equivalente del cuerpo negro).** La emisividad de los materiales idóneos para incandescencia es menor de 1, de modo que para producir un cuerpo negro patrón se emplea un cuerpo negro equivalente.

Como tal puede emplearse un espacio cerrado con una pequeña abertura. Si el área de la abertura es mucho menor que el área encerrada, la radiación de la abertura se aproxima bastante a la del cuerpo negro para la temperatura de la cavidad, siempre que la superficie interior tenga una emisividad razonable, por ejemplo, de 0.5. Las unidades de luminancia son candelas por centímetro cuadrado. La radiación del cuerpo negro a la temperatura de fusión del platino se define como  $1/60 \text{ cd/cm}^2$ .

- **Lámpara de arco.** Es posible obtener temperaturas más elevadas por medio de la generación de un arco entre dos electrodos, con lo que se calienta el gas a una temperatura de 6 000 K o más, cerca de la temperatura de la luz blanca del Sol. La temperatura depende de la corriente que fluye por el arco, de la presión y composición del gas, y de otros factores. En la figura 15-7 se muestran los espectros de salida de dos tipos de lámpara de arco, comparados con el de una lámpara de cuarzo con filamento de tungsteno llena de halógeno.

El gas xenón, inerte, contribuye a formar una fuente de luz esencialmente blanca. El empleo del vapor de mercurio en el arco proporciona más luz en el intervalo ultravioleta debido a la excitación y fluorescencia de los átomos de mercurio.

#### Fuente fluorescente

Cuando un gas se excita, ya sea por descarga de CD o por excitación RF, sus electrones se mueven hacia órbitas superiores, por lo que los átomos entran en estados de excitación. Cuando los átomos retornan al estado fundamental, emiten la energía absorbida durante la excitación. La emisión de energía puede ser parcialmente en forma de luz, cuya longitud de onda está relacionada de forma característica con el estado de excitación y con el gas implicado. No obstante, puesto que existen muchos estados de excitación, se asocian varias longitudes de onda con un gas en particular.

**Tabla 15-1. Emisividades de materiales comunes**

Material	Temperatura (°C)	Emisividad
Tungsteno	2 000	0.28
Níquel-cromo (80:20)	600	0.87
Negro de humo	20-400	0.96
Plata pulida	200	0.02
Vidrio	1 000	0.72
Platino	600	0.1
Grafito	3 600	0.8
Aluminio (oxidado)	600	0.16
Filamento de carbono	1 400	0.53

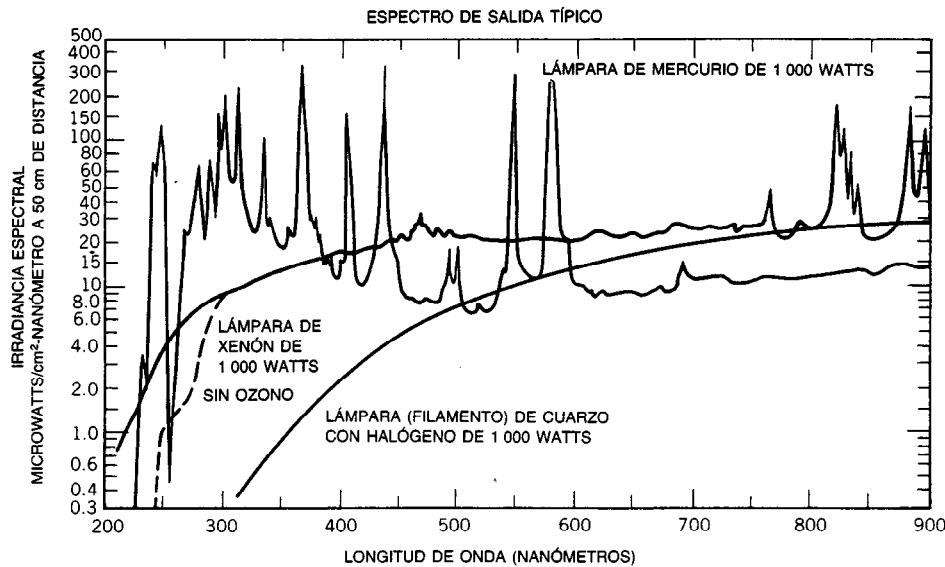


Fig. 15-7. Comparación de la salida de dos lámparas de arco que contienen mercurio gaseoso o gas xenón con la salida de una lámpara de filamento de tungsteno. Las lámparas de arco, de mayor temperatura, proporcionan más salida en las longitudes de onda más cortas. Reproducido del Oriel Corporation Catalog, con permiso.

Las lámparas fluorescentes de baja presión se emplean para obtener luz con determinada longitud de onda. Si sólo se requiere una longitud de onda, los filtros ópticos o el espectrómetro pueden aislarla. Como la luminancia de estas lámparas es pequeña, su objetivo principal es proporcionar luz de banda espectral estrecha a una longitud de onda específica.

La lámpara fluorescente tiene alta eficiencia, ya que convierte en luz una gran proporción de energía de entrada. La luz blanca se obtiene a partir de luz fluorescente recubriendo la parte interna de la envoltura del gas con varios tipos de fósforo. El gas en el que se produce la luz es una mezcla de mercurio y argón, que al excitarse produce radiación violeta y ultravioleta que excita al fósforo.

Dado que la radiación se genera por fluorescencia y fosforescencia, la distribución espectral de la luz blanca es característica de los elementos implicados y no obedece la ley de radiación de Planck.

#### Diodos emisores de luz

La luz puede emitirse desde un material semiconductor cuando se recombinan un electrón y un hueco. La longitud de onda de la luz se relaciona con la cantidad de energía liberada durante la recombinación cuando el electrón pasa de la banda de conducción a la banda de valencia. La frecuencia de la luz está dada por:

$$h\nu \doteq E_g \quad (15-22)$$

donde  $E_g$  es la separación energética o vacío energético del semiconductor y  $h$  es la constante de Planck ( $6.626 \times 10^{-34}$  J/s).

Sólo los semiconductores con separación energética "directa" emiten luz. Para que ocurra emisión de luz,

la banda de conducción debe estar poblada de muchos electrones (y la banda de valencia con huecos). Esto se logra polarizando en forma directa una unión *pn* e inyectando electrones y huecos en la región de unión.

La luz de la unión es incoherente y se emite en un ángulo sólido grande. Tal como se expresa en la ecuación 15-22, la luz tiene una longitud de onda dominante, y la emisión cubre una banda estrecha de longitudes de onda ( $\sim 100$  nm), de modo que el ojo la percibe como un solo color. La salida de potencia del diodo es aproximadamente lineal con respecto a la corriente, y disminuye con incrementos en la temperatura ambiente.

#### 15.1.4 Luz coherente

En la figura 15-8 se muestra la estructura básica del láser. Consta de una cavidad resonante y un medio de amplificación. El sistema está dispuesto de modo que la ganancia de energía del medio es mayor que las pérdidas de energía de la cavidad, y ocurre oscilación de la luz. Por tanto, la radiación, en vez de ser emitida por una multitud de fuentes independientes, proviene de una sola fuente. Por ello es luz coherente, con frentes de fase y frecuencia característicos. El diseño del láser y su configuración determinan la coherencia.

Existen dos tipos básicos de medio de láser: el de tres niveles y el de cuatro niveles. Tales niveles son los niveles de energía del medio amplificador molecular o atómico. En la figura 15-9 se muestran de forma esquemática ambos medios. En un medio de tres niveles, los átomos son excitados a una amplia banda de energía por el mecanismo de bombeo (radiación óptica u otro medio de oscilación). Los átomos decaen con rapidez de este nivel de corta duración a uno de larga duración,

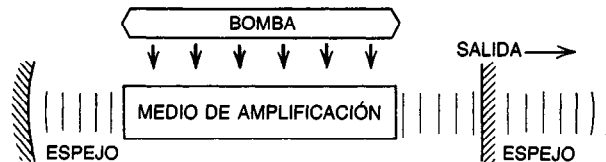


Fig. 15-8. Esquema de la estructura básica del láser, que consta de un resonador y un medio de amplificación. La bomba se emplea para excitar átomos o moléculas en el medio de amplificación.

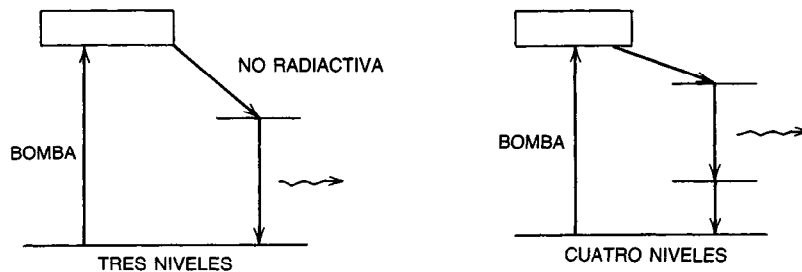


Fig. 15-9. Diagrama simplificado de energía para medios de láser de tres y cuatro niveles.

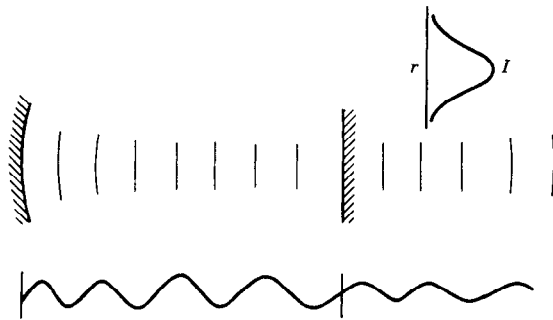


Fig. 15-10. Esquema de un resonador láser formado por un espejo curvo y otro plano. Un espejo se encuentra transmitiendo parcialmente a fin de proporcionar un haz de salida.

el nivel superior del láser. Los átomos regresan al estado fundamental debido a la emisión espontánea (luz incoherente) de un fotón, o bien pueden ser estimulados por un fotón existente para emitir otro. El último mecanismo da por resultado dos fotones en fase (amplificación coherente). Si existen átomos en el nivel inferior del láser, la absorción de un fotón puede desplazarlos al nivel superior. La longitud de onda de los fotones está dada por la ecuación 15-22, donde  $E_g$  es ahora la diferencia de energía entre los niveles superior e inferior del láser.

En el sistema de cuatro niveles, el nivel inferior del láser (corta duración) está por encima del estado fundamental. Entonces, los átomos decaen con rapidez de este nivel al estado fundamental. El medio de láser presenta ganancia cuando existen más átomos en el nivel superior del láser que en el nivel inferior, dado que la probabilidad de absorción y emisión estimulada son iguales. En general, es más difícil lograr ganancia

en un sistema de tres niveles, ya que es necesario excitar más del 50% de los átomos del estado fundamental al nivel superior del láser.

#### Resonador

En la figura 15-10 se muestra un típico resonador láser de dos espejos. Se emplean espejos curvos y planos a fin de producir las propiedades de haz deseadas. Las frecuencias (modos) resonantes longitudinales fundamentales de la cavidad están dadas por:

$$\nu = \frac{nc}{2l} \quad (15-23)$$

Dado que la cavidad es mucho más larga que la longitud de onda de la luz, se trata de una cavidad multimodal con muchas resonancias cuya separación es  $\Delta\nu = c/2l$ . Si no se prevee, la mayor parte de los láseres oscilarán en varios de estos modos longitudinales.

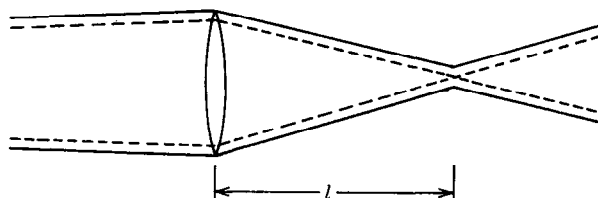


Fig. 15-11. Enfoque por medio de una lente del haz de un láser multimodal.

Las propiedades del frente de fase de un láser suelen especificarse como  $TEM_{00}$  simple o como multimodal (transversal).

Para un haz láser monomodal existe un frente unifásico cuya distribución de energía es casi gaussiana y está dada por:

$$I(r) = I_0 \exp \left[ 2 \left( \frac{-r^2}{w_0^2} \right) \right] \quad (15-24)$$

La divergencia del haz está dada por la siguiente expresión:

$$\theta_{1/2} = \frac{\lambda}{\pi w_0} \quad (15-25)$$

Si el haz se enfoca mediante una lente, el tamaño del punto enfocado está dado por:

$$w_f = \frac{\lambda l}{\pi w_d} \quad (15-26)$$

donde  $l$  es la distancia de la lente a la localización del punto enfocado y  $w_d$  es el radio del haz que penetra en la lente.

En un láser multimodal, el haz tiene una distribución de fase más complicada, con fluctuaciones de intensidad acompañantes. Los haces multimodales suelen especificarse en términos de un diámetro de haz y una divergencia de haz  $\sigma$ .

Cuando se enfoca por medio de una lente, tal como se muestra en la figura 15-11, el tamaño del punto está dado aproximadamente por:

$$d = l\sigma \quad (15-27)$$

donde  $l$  se define como antes.

### Láser de gas

En los láseres de gas, el medio de amplificación es un gas o una mezcla gaseosa, de las cuales la más común es helio-neón (fig. 15-12). Una descarga de CA excita los electrones de helio a diversos estados superiores. La resonancia excita los átomos de neón a una condición de inversión, con un estado superior más poblado que los estados inferiores, lo que produce ganancia de energía a una longitud de onda correspondiente a la diferencia de energía entre estos estados.

Los dos espejos proporcionan una cavidad resonante con oscilación de diversos modos longitudinales. Uno de ellos transmite parcialmente, proporcionando el haz láser de salida. La ganancia de energía del medio del láser es bastante baja, por lo que es importante mantener bajas las pérdidas. Los espejos son dieléctricos de varias capas, y las ventanas del tubo se encuentran al ángulo de Brewster. (En algunos casos los espejos están dentro del tubo.) En la tabla 15-2 se enumeran diversos gases y sus longitudes de onda.

### Láser de estado sólido

El láser de estado sólido fue el primero en ser operado, hacia 1959, por Theodore Mainman<sup>3</sup>. Los principios fundamentales son los mismos que para los láseres de gas, excepto que la excitación del medio del láser es óptica, ya sea mediante una lámpara de destellos (sólo operación por pulsos) o una lámpara incandescente de alta intensidad. El láser tiene la forma de una varilla iluminada lateralmente. Los extremos están pulidos y sobre estas superficies se colocan espejos directamente o se emplean recubrimientos antirreflejantes con espejos externos. La ganancia de energía en los láseres de estado sólido tiende a ser mayor que en los gaseosos; sin embargo, a fin de optimizar la potencia y minimizar el daño de los componentes dentro de la cavidad, aún se emplean componentes de baja pérdida.

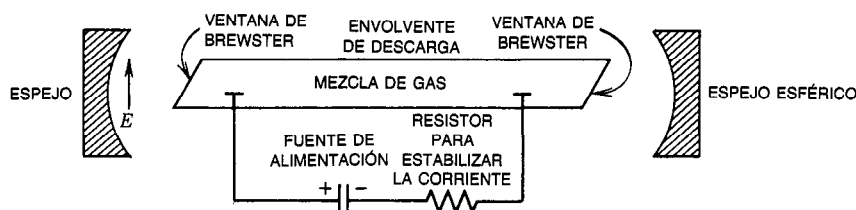


Fig. 15-12. Representación esquemática de un láser de gas que emplea excitación por descarga de CD y un envoltorio de descarga con ventanas de Brewster. En teoría, éstas tienen un 100% de transmisión para los modos de láser cuyo vector  $E$ , como se muestra, se encuentra en el plano del papel. Tomado de A. Yariv, *Quantum Electronics*, Wiley, Nueva York, con permiso.

Tabla 15-2. Tipos de láser, longitudes de onda asociadas y potencia de salida típica

Gas	Longitud de onda	Potencia, onda continua (CW)
He-Ne	0.633 $\mu\text{m}$	1-20 mW
Argón	UV, visible	1 W
Kriptón	Visible	1 W
He-Cd	0.325 $\mu\text{m}$ , 0.442 $\mu\text{m}$	2mW, 40 mW
CO <sub>2</sub>	10.6 $\mu\text{m}$	10 W-1kW
N <sub>2</sub>	0.337 $\mu\text{m}$	100 kW (en pulsos)
<b>Estado sólido</b>		
Rubí	0.694 $\mu\text{m}$	1-100 W
Nd-YAG (o vidrio)	1.06 $\mu\text{m}$	1-100 W
<b>Semiconductores</b>		
GaAs	0.85 $\mu\text{m}$	10 mW
In-GaAs-P	1.3 $\mu\text{m}$	5 mW

**Láser de semiconductores**

En un diodo emisor de luz, ésta es generada por la recombinación espontánea de los pares hueco-electrón. El dispositivo se suele configurar para que la luz escape antes de que se reabsorban grandes cantidades y se genere un par electrón-hueco. Si se eleva de manera suficiente la corriente a través de la unión, es posible obtener inversión donde haya más electrones en la banda de conducción que en la banda de valencia, con lo que se estimula a los portadores para que se combinen en fase y se obtiene amplificación de la luz.

En la figura 15-13 se muestra un láser de semiconductor. La cavidad resonante se forma partiendo (o puliendo) el cristal perpendicular a la unión. Las caras extremas suelen ser lo suficientemente reflejantes, debido al alto índice de refracción del cristal a fin de obtener espejos de cavidad. Es posible emplear recubrimientos extra para incrementar la reflexión.

Por lo general, el haz de luz es elíptico en la sección transversal, por lo que la divergencia también es diferente para los dos ejes. Dependiendo del diseño, el haz puede ser un pulso multimodal o monomodal, o bien una onda continua.

**15.1.5 Aplicaciones de las fuentes**

Tanto las lámparas de filamento de tungsteno como las fluorescentes se emplean con fines generales de iluminación, para lo cual las fluorescentes tienen mayor eficiencia.

En situaciones en las que se requiere luz brillante altamente colimada, como en faros y proyectores, la fuente de arco es la mejor, seguida del filamento de tungsteno cuando la comodidad es un factor importante.

Las lámparas de arco y fluorescentes con vapor de mercurio también se emplean como fuentes de radiación ultravioleta para el curado de materiales fotosensibles y otros polímeros.

Los diodos emisores de luz (LED, de *light-emitting diode*) producen luz de un solo color, y su aplicación más importante es como lámparas indicadoras.

Los diodos infrarrojos se emplean más en comunicaciones ópticas y para aislantes ópticos, codificadores y dispositivos de seguridad, como alarmas antirrobo.

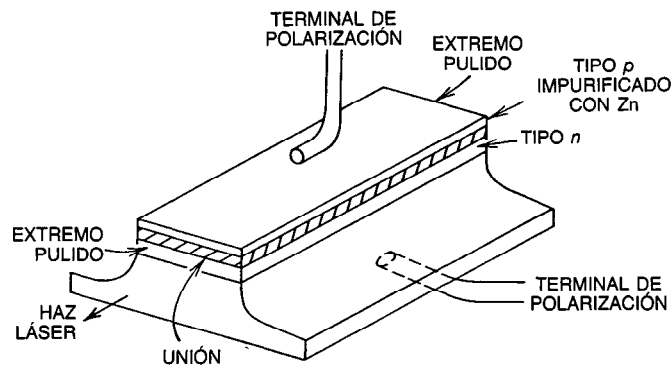


Fig. 15-13. Láser de unión *pn* típico en GaAs. Se pulen dos superficies paralelas que actúan como reflectores del resonador. Tomado de A. Yariv, *Quantum Electronics*, Wiley, Nueva York, con permiso.

Las aplicaciones de los láseres son muchas: los de alta potencia se emplean para procesos industriales como soldadura, corte, tratamiento térmico, recocido, y situaciones en las que no son aplicables los métodos tradicionales. Los láseres de baja potencia se emplean en sistemas de medición e inspección cuando es posible utilizar sus propiedades espectrales de pureza y colimación con intensidad útil.

En todos los usos de los láseres debe haber conocimiento de las precauciones de seguridad requeridas. Esto es especialmente válido para los láseres de alta potencia.

## BIBLIOGRAFÍA

### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. M. Born y E. Wolf, *Principles of Optics*, 3.<sup>a</sup> ed., Pergamon, Nueva York.
2. F. A. Jenkins y H. E. White, *Fundamentals of Optics*, 3.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
3. T. H. Mainman, *Nature* 187:493.

### LIBROS Y REVISTAS

- J. A. Mauro, *Optical Engineering Handbook*, General Electric Co.
- RCA, *Electro-Optics Handbook*, EOH-11.
- W. J. Smith, *Modern Optical Engineering*, McGraw-Hill, Nueva York.
- A. Yariv, *Quantum Electronics*, Wiley, Nueva York.
- A. Yariv, *Introduction to Optical Electronics*, Holt, Rinehart and Winston, Nueva York.

## 15.2 FIBRAS Y CONECTORES ÓPTICOS

L. S. Watkins

### 15.2.1 Fibras

Recientes avances en la fabricación de vidrio con alto contenido de dióxido de silicio y bajas pérdidas por absorción han permitido que la fibra óptica (o guía de luz) sea considerada para fines de telecomunicación. Las pérdidas de cientos de decibeles por kilómetro se han reducido a 1 dB/km y menos.

En la figura 15-14 se muestran los componentes básicos de un enlace de fibra óptica. La salida de una fuente de luz, casi siempre un diodo emisor de luz (LED, de *light-emitting diode*) o un láser, es modulada en amplitud mediante una señal analógica o digital, lo que se logra por modulación directa de la corriente de excitación de la fuente. La luz se acopla dentro de una fibra y a través de varios conectores dentro de un cable de fibra. Por lo general el cable es una serie de secciones empalmadas entre sí a fin de formar el enlace. Entonces, en el otro extremo la fibra se canaliza a un detector y la señal de la luz modulada se convierte en una corriente modulada del detector a fin de obtener la señal de salida. Si el enlace es largo, se emplean repetidores que constan de un receptor y un regenerador de láser para cada fibra.

### Tipos

Existen tres tipos fundamentales de fibra óptica: multimodal de índice escalonado, multimodal de índice graduado y monomodal, cuyas configuraciones se muestran en la figura 15-15. La fibra multimodal de índice escalonado tiene un núcleo de vidrio cuyo índice de

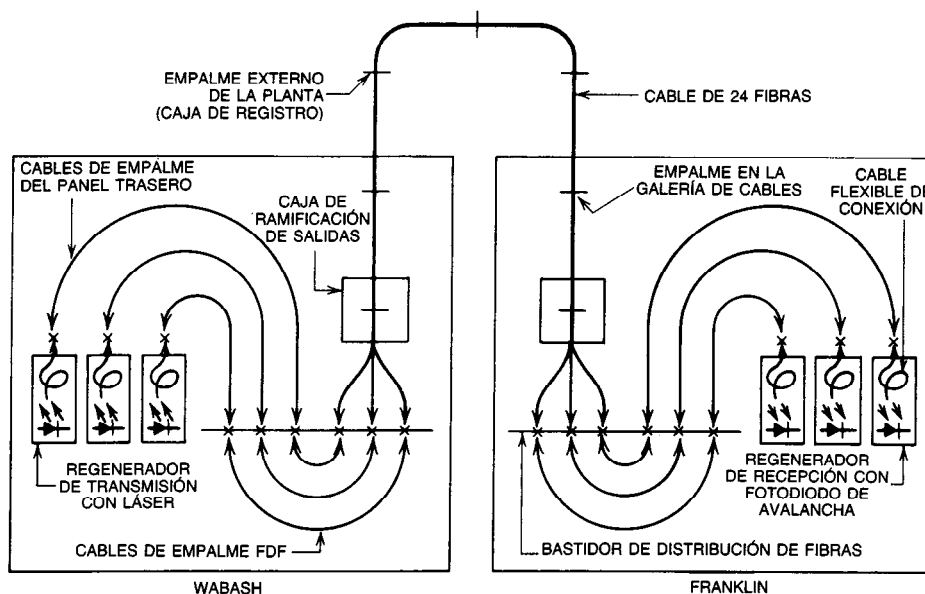


Fig. 15-14. Componentes básicos de un enlace de comunicación fibróptica. Tomado de Wolaner, en *Fiber Optics*, Bendow y Mitra, dirs. eds., Plenum, Nueva York, con permiso.

refracción es superior al del revestimiento. Los rayos de luz que se desplazan en el núcleo con ángulos de incidencia mayores que el ángulo crítico se reflejan internamente por completo en la interficie núcleo-revestimiento y son atrapados en la fibra. La situación es parecida para la fibra monomodal, con la excepción de que, debido a la menor diferencia de índice, se atrapan menos rayos de luz. En la fibra de índice graduado los rayos de luz también se atrapan, debido al gradiente de índice, que los flexiona hacia el centro. Por lo general, el índice de refracción de una fibra graduada es:

$$n = n_1 \left[ 1 - \Delta \left( \frac{r}{a} \right)^\alpha \right] \quad (15-28)$$

donde  $n_1$  = índice de refracción en el centro

$r$  = radio

$a$  = radio del núcleo de la fibra

$\alpha$  = exponente del perfil

En la fibra de índice graduado todos los rayos viajan aproximadamente a la misma velocidad, mientras que en la fibra multimodal de índice escalonado los rayos con menor ángulo de incidencia viajan con más lentitud. Por tanto, un pulso de luz que se desplaza en este tipo de fibra está más extendido, lo que da por resultado una menor velocidad permisible de transmisión de pulsos (o menor ancho de banda de la señal). El análisis de las fibras por la óptica de ondas demuestra que la luz se transmite en modos por la fibra; de ahí el término "fibra multimodal". La fibra monomodal permite sólo un modo de propagación y, por tanto, presenta características de ancho de banda muy grande.

### Pérdidas

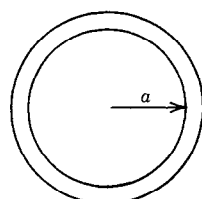
La atenuación en las fibras se especifica en decibeles por kilómetro para una longitud de onda de operación. En la figura 15-16 se muestra la curva de pérdida espectral de un fibra típica.

### Ancho de banda

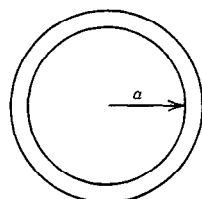
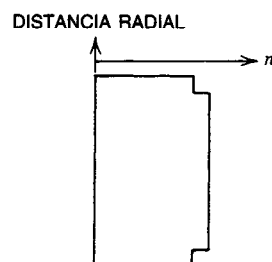
Para las fibras multimodales éste se especifica en megahertz por kilómetro para una longitud de onda de operación. Es limitado por fluctuaciones de retraso modal y, en menor medida, por dispersión en el material. Por consiguiente, el ancho de banda no es afectado por el ancho espectral de la fuente para las pequeñas anchuras de línea (10 nm) típicas de un láser. Para LED (300 nm), puede haber una reducción en el ancho de banda debida a la anchura espectral de la fuente. Por lo general, las fibras monomodales suelen especificarse en términos de la dispersión de pulsos en picosegundos por kilómetro por nanómetro. En este caso la anchura espectral de la fuente afecta directamente al ancho de banda de transmisión de la fibra.

### Cables

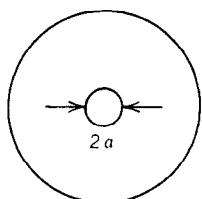
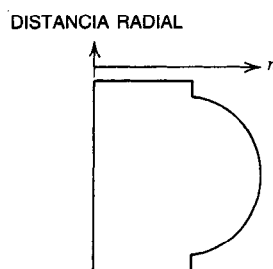
Inmediatamente después de ser estiradas, las fibras se recubren con un plástico protector a fin de preservar su elevada resistencia intrínseca, y posteriormente varias fibras se disponen en un cable. En la figura 15-17 se muestran las secciones transversales de algunos cables de uso común.



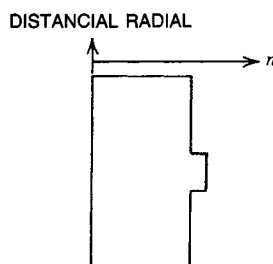
MULTIMODAL DE  
ÍNDICE ESCALONADO  
 $\alpha \sim 25-150 \mu\text{m}$



MULTIMODAL DE  
ÍNDICE GRADUADO  
 $\alpha \sim 20-150 \mu\text{m}$



UNIMODAL DE  
ÍNDICE ESCALONADO  
 $\alpha \sim 1.5-8 \mu\text{m}$

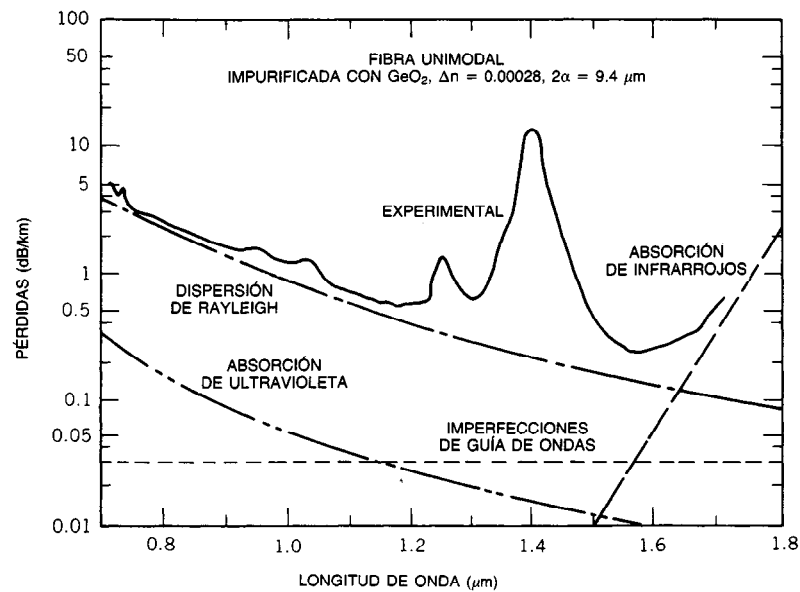


**Fig. 15-15.** Sección transversal y perfil del índice de refracción de tres tipos básicos de fibra. Tomado de Botez y Herskowitz, *Proc. IEEE* 68:689, con permiso.

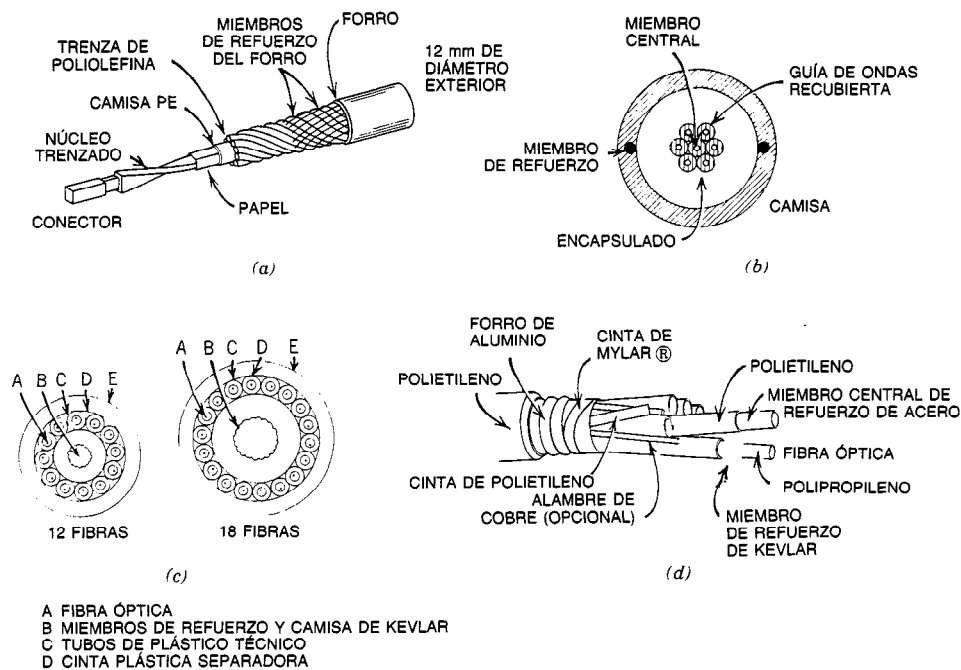
El mecanismo de falla de la fibra se debe a alguna imperfección (previamente existente o inducida con posteridad) que crece y se propaga al estar en tensión la fibra. La tensión necesaria para este proceso de crecimiento depende inversamente del tamaño original de la imperfección. En consecuencia, el proceso de diseño y fabricación del cable de fibra debe producir una fibra con un mínimo tamaño permisible de imperfección y ubicarla en el cable, lo que restringe la tensión aplicada a la fibra y evita daños ulteriores por inducción de imperfecciones. Así, los cables tienen una resistencia tensil específica, por encima de la cual es posible que el cable se rompa.

En el diseño del cable también debe minimizarse la pérdida por microflexión, un mecanismo en el que la luz se acopla fuera de la fibra por flexiones o dobleces de radio pequeño creados por la estructura del cable.





**Fig. 15-16.** Espectros de pérdida de una fibra típica con alto contenido de sílice de índice graduado y baja pérdida. También se indican los fenómenos limitantes fundamentales y sus características espectrales. Los picos de  $1.25 \mu\text{m}$  y  $1.4 \mu\text{m}$  se deben a la presencia de iones hidróxido en el vidrio. Tomado de Li, *Proc. IEEE* 68:1175, con permiso.



**Fig. 15-17.** Diversos tipos de estructuras de cables. Todos cuentan con elementos de resistencia mecánica a fin de reducir la carga tensil sobre la fibra: a) tomado de la American Telephone and Telegraph Company, con permiso; b) tomado de Schwartz, Gloge y Kempf, en *Optical Fiber Telecommunications*, Miller y Chynoweth, dirs. eds., Academic, Nueva York, con permiso; c) tomado de Belden Corp., *Fiber Optics*, con permiso; d) tomado de Valtec, Philips-M/A-Com Venture, con permiso.

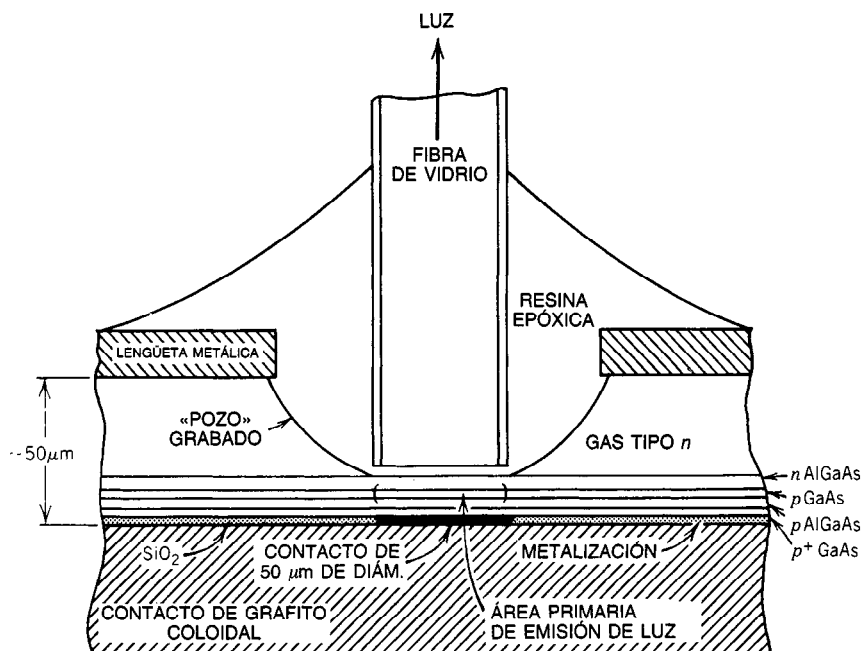


Fig. 15-18. Disposición para el acoplamiento de luz de un LED en una fibra a tope con la superficie emisora. Tomado de Burrus, Casey Jr. y Li, en *Optical Fiber Communications*, Miller y Chynoweth, dirs. eds., Academic, Nueva York, con permiso.

#### Acoplamiento de la luz de la fuente a la fibra

La cantidad de luz acoplada de una fuente a la fibra depende del tamaño del punto del haz, de la divergencia del láser, del diámetro del núcleo y de la abertura numérica de la fibra.

Para ángulos pequeños, la abertura numérica de una fibra está dada por:

$$NA \approx n_1 \Delta = n_0 \sin \theta \quad (15-29)$$

donde  $\theta$  es el mayor ángulo de incidencia de los rayos atrapados en el núcleo de la fibra y  $n_0$  es el índice de refracción del medio en que se mide  $\theta$  (para el aire,  $n_0 = 1$ ). Una fuente LED es incoherente e irradia hacia un ángulo sólido semiesférico; la luz puede acoplarse proyectando con una lente el área emisora sobre la fibra o colocando el LED contra la fibra (fig. 15-18).

Para que el acoplamiento sea óptimo, el área de la fuente proyectada sobre el núcleo debe ser menor que el diámetro del núcleo. La máxima luz acoplada está dada por la eficiencia de acoplamiento:

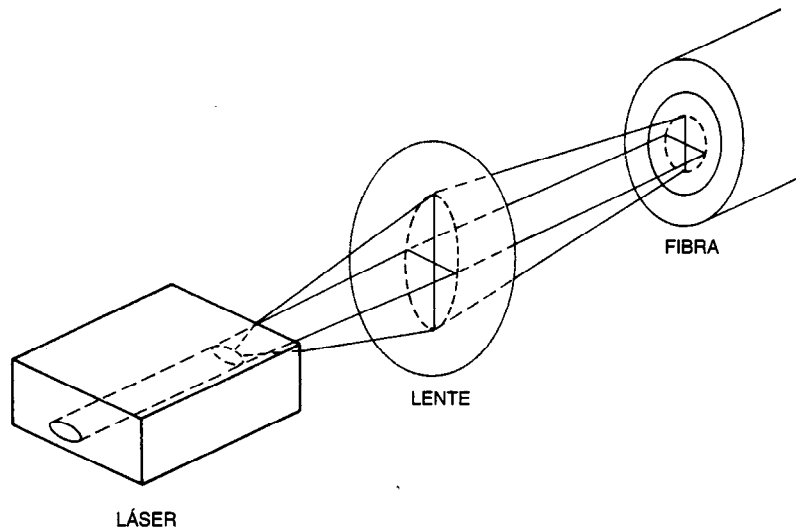
$$\eta = \frac{(NA)^2}{1 + 2/\alpha} \quad (15-30)$$

lo que indica que, cuanto más grande sea la abertura, más luz se acoplará dentro de la fibra.

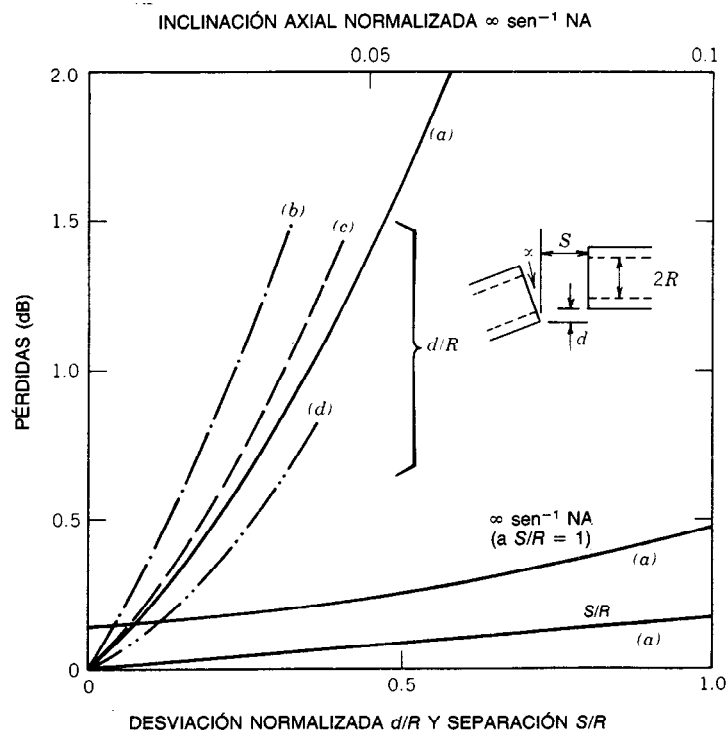
La salida del láser de semiconductor es más direccional y esencialmente puede acoplarse por completo dentro de la fibra. La divergencia del haz del láser suele ser demasiado grande para acoplarse directamente, por lo que se requiere una o varias lentes a fin

de acoplar la fuente con la fibra. Además, especialmente si es multimodal, el láser presenta haces de salida elípticos (especialmente) con diferentes divergencias en los dos ejes. Por ello, es necesario recurrir a la óptica astigmática para lograr un acoplamiento óptimo. Como se muestra en la figura 15-19 para el diodo de láser, la óptica de acoplamiento debe formar un haz que se concentre en un punto de diámetro más pequeño que el del núcleo y cuyo ángulo de convergencia  $\theta$  sea menor que el ángulo derivado de la abertura numérica (ec. 15-29). Para una fibra monomodal, el acoplamiento óptimo ocurre cuando el diámetro del punto es igual al diámetro del haz del modo de propagación en la fibra.

- **Detección de la luz transmitida.** El haz de salida de una fibra diverge del núcleo con un semiángulo dado por la ecuación 15-29. Esto puede medirse con un detector acoplado a tope cerca de la fibra o en contacto con ella, asegurándose de que el haz se encuentre por completo en el radio de acción del área sensible del detector.
- **Empalmes permanentes.** El acoplamiento de la luz entre fibras se logra por acoplamiento a tope a fin de alinear los núcleos de las fibras, de modo que la trayectoria de transmisión de la luz sea continua. Diferencias en los parámetros de las fibras, tales como el diámetro del núcleo, abertura numérica y perfil, provocarán una pérdida por empalme. Otras causas de dispersión de la luz son: mala alineación de las fibras específicamente des centradas, inclinación axial y separación.



**Fig. 15-19.** Acoplamiento de un haz elíptico desde un láser hacia una fibra. La lente es cilíndrica, y enfoca sólo en la dirección vertical para producir un punto circular sobre la cara terminal del núcleo de la fibra.



**Fig. 15-20.** Pérdidas generadas por el desalineamiento de la fibra: a) resultados de mediciones sobre cortas longitudes de fibra con una fuente de LED (4); b) curvas (5) en las que se supone una distribución uniforme de potencia; c) curva en la que se supone una distribución normal con gran longitud de fibra fuera de la unión; y d) curva en la que se supone una corta longitud de fibra fuera de la unión. Tomado de Dalgleish, *Proc. IEEE* 68:1226, con permiso.

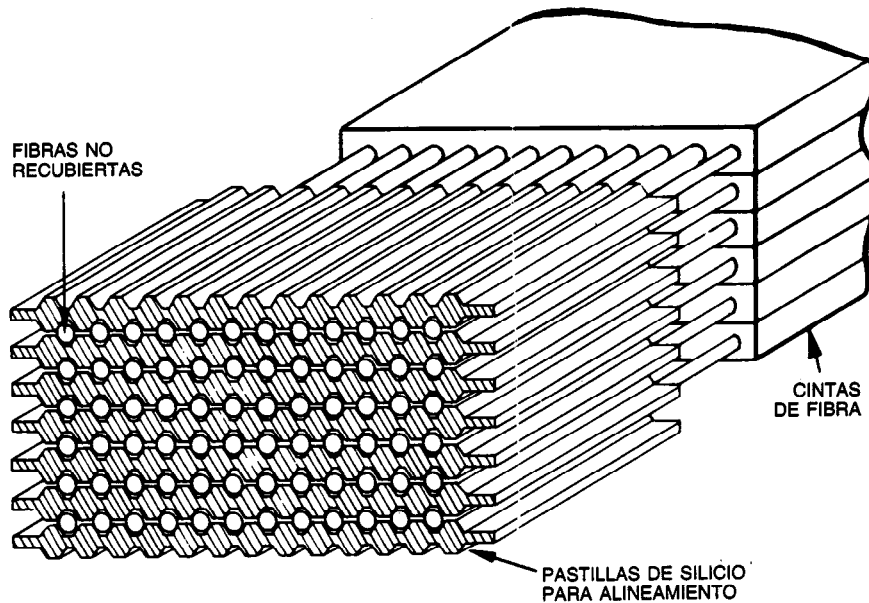


Fig. 15-21. Empalme en red de cables tipo cinta. Tomado de Dalglish, *Proc. IEEE* 68:1226, con permiso.

En la figura 15-20 se muestran resultados medidos y calculados sobre pérdida por desalineamiento de fibras de LED o excitadas por láser. Para obtener estos resultados se supone que no hay pérdida por reflexión en las caras extremas de la fibra. Tales pérdidas agregan unos 0.3 dB al total, y se eliminan mediante un medio que acople los índices de refracción de las fibras.

A fin de unir permanentemente las fibras se emplean dos técnicas básicas: el empalme por fusión y la unión por adhesión en una pastilla de alineamiento. En el empalme por fusión, las fibras se colocan extremo con extremo y se les aplica calor (arco o soplete) para unir las por fusión. En la figura 15-21 se muestra un arreglo de empalmes en el que se emplean pastillas de silicio acanaladas para lograr el alineamiento. Se utiliza resina epóxica para pegar las fibras y como medio de acoplamiento de los índices de refracción.

### 15.2.2 Conectores

Existen varios tipos de conectores para el acoplamiento de fibras sencillas. En todos los casos, la fibra se monta coaxialmente sobre un cilindro o cono de adaptación de mayor tamaño, y las caras extremas de la fibra se pulen hasta hacerlas planas. Los dos extremos se ajustan y sujetan dentro de un casquillo de calibración a fin de proporcionar el alineamiento requerido y empalmar entre sí las caras extremas.

Las pérdidas por empalmes permanentes pueden ser muy bajas; hasta de 0.1 a 0.5 dB, mientras que las pérdidas por conectores tienden a ser algo mayores, en el intervalo de 0.3 a 1.0 dB.

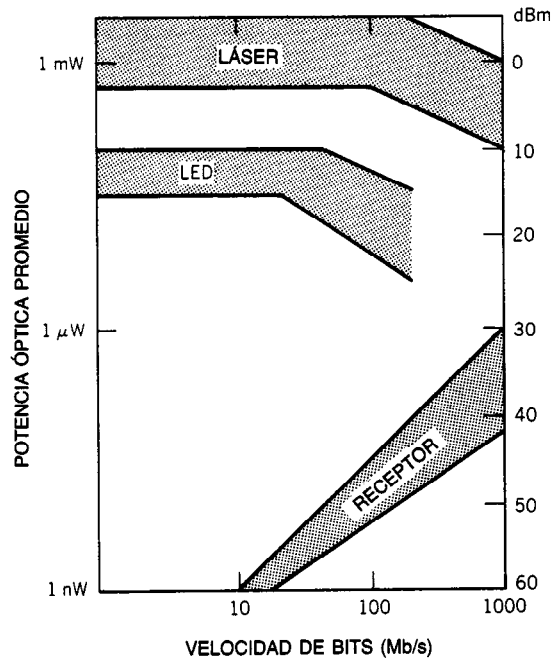


Fig. 15-22. Margen de transmisión en función de la velocidad de bits para sistemas de transmisión digital por fibra óptica. Las dos bandas superiores representan la potencia transmitida disponible (lanzada), procedente de láseres y diodos emisores de luz (LED); la banda inferior representa la potencia recibida, requerida para una probabilidad de error de  $10^{-9}$ . Tomado de Gloge y Li, *Proc. IEEE* 68:1269 con permiso.

Tabla 15-3. Configuraciones y rendimientos de sistemas fibrópticos

Requisitos/tecnología	Comunicaciones de datos locales					
	Telecomunicaciones digitales	Transmisión analógica	Enlace de datos de punto a punto		Conducto pasivo de datos	
			De baja velocidad	De alta velocidad	Lineal	De estrella
<b>Requerimientos</b>						
Distancia entre repetidoras	> 4 km	0-2 km	0.1-2 km	0.1-0.5 km	0.2-2 km	0.1-0.5 Km
Ancho de banda (típico)	1.5-300 MBd	0-10 MHz	DC-1 MBd	1-100 MBd	DC-1 MBd	1-20 MBd
Razón de señal sobre ruido al ancho de banda o BER <sup>a</sup>	> 20-30 dB; < 10 <sup>-9</sup>	>40-70 dB	10 <sup>-7</sup>	10 <sup>-9</sup>	10 <sup>-9</sup>	10 <sup>-9</sup>
Tiempo de adquisición	Lento, bien	Lento, bien	Lento, bien	Lento, bien	Unos cuantos bits	Unos cuantos bits
Restricciones de voltaje de alimentación disponible	Mínimas	Mínimas	+ 5 V	+ 5 o -5.2 V	+ 5 V	+ 5 o -5.2 V
Costo/fin (interficie óptica-eléctrica) para competir económicamente	<0.5-\$2 000 (2 vías)	TBD <sup>b</sup>	< \$10	<\$ 50	< \$50	< \$50
Monitor de rendimiento	Deseable-esencial	Deseable	Deseable	Deseable	Deseable	Deseable
Capacidad de intervalo dinámico del nivel óptico recibido	20-50 dB	10-20 dB	> 20 dB	> 20 dB	> 40 dB	> 20 dB
<b>Tecnologías aplicables a fin de cumplir los requisitos</b>						
Emisor	Láser o LED	LED (o láser)	LED	LED	LED/láser	LED/láser
Detector	APD <sup>c</sup> o pin	pin (o APD)	pn o pin	pin	pin	pin
Fibra						
Tamaño del núcleo/tamaño del recubrimiento (µm)	50/125	50/125 o mayor	200/-	100/140	100/140, o 200/-	100/140
Ancho de banda	—	—	> 10 MHz-km	>100 MHz-km	> 10 MHz-km	> 20 MHz-km
Atenuación	< 10-< 4 dB/km	Diversas, <10 dB entre T y R	< 30 dB/km	< 10 dB/km	< 10 dB/km	< 10 dB/km

Fuente: Psonick y otros, Proc. IEEE 68:1254, con permiso.

<sup>a</sup> BER, proporción de errores en los bits.<sup>b</sup> Por determinar.<sup>c</sup> ADP, fotodiodo de avalancha.

### 15.2.3 Consideraciones sobre enlaces de comunicación

Los enlaces de comunicación fibrópticos se adaptan mejor para las comunicaciones digitales. Es necesario tener especial cuidado a fin de obtener la modulación lineal del láser o de las fuentes LED que se requieren para un rendimiento de diafonía aceptable. Es posible hacer una simple comparación entre las razones de señal sobre ruido de la fibra y coaxial como sigue:

$$\text{SNR}_c = \frac{v^2 e^{-\alpha}}{Z_0 4KT B} = 1.6 \times 10^{19} \frac{e^{-\alpha}}{B}$$

$$\text{SNR}_f = \frac{P_0 K^2 e^{-\alpha}}{2h\nu B} = 6.25 \times 10^{14} \frac{e^{-\alpha}}{B}$$

Por tanto, para igual atenuación de transmisión, el enlace coaxial tiene una razón inherente de señal sobre ruido más elevada.

La pérdida de transmisión de la fibra es independiente del ancho de banda de modulación y es mucho menor que la pérdida coaxial a frecuencias superiores. Por tanto, la fibra presenta claras ventajas económicas para comunicaciones digitales a mayor velocidad de transmisión.

En la figura 15-22 se muestra el intervalo típico de márgenes de transmisión en función de la velocidad de transferencia de bits de láseres y LED en fibras de índice graduado multimodales típicas (diámetro del núcleo de 50  $\mu\text{m}$ , 0.2 NA). Esto demuestra que, para sistemas de corto enlace y baja velocidad de transferencia de bits, los LED son bastante idóneos, mientras que para un alto rendimiento es necesario utilizar láseres.

### 15.2.4 Aplicaciones

En la tabla 15-3 se enumeran algunos rendimientos y configuraciones de sistemas. La típica curva de pérdida de la fibra, que se muestra en la figura 15-16, indica que las longitudes de onda de operación óptimas son de 1 a 3  $\mu\text{m}$  y 1.55  $\mu\text{m}$ . Las primeras fuentes disponibles fueron hechas a base de GaAs y funcionaban a 850 nm, lo cual indica pérdidas de transmisión típicas de 3 a 5 dB/km. Están comenzando a aparecer fuentes y detectores diseñados para el intervalo de bandas de longitud de onda de 1 a 3  $\mu\text{m}$ , y de 1.55  $\mu\text{m}$ .

En la tabla 15-4 se muestra un cálculo de pérdida presupuestada para un enlace de fibra. La potencia de salida del transmisor incluye la pérdida que ocurre al acoplarlo con la fibra. Es necesario un cálculo del ancho de banda separado empleando el ancho de banda de la fuente, el detector y la fibra (combinado con la longitud de enlace) para determinar el ancho de banda global.

#### LIBROS Y REVISTAS

- B. Bendow y S. S. Mitra, *Fiber Optics*, Plenum, Nueva York.
- D. Botez y G. J. Herskowitz, "Components for Optical Communications Systems: A Review", *Proc. IEEE* 68:689.
- G. R. Elion y H. A. Elion, *Fiber Optics in Communications Systems*, Marcel Dekker, Nueva York.
- D. Gloge, *Optical Fiber Technology*, IEEE.
- J. E. Midwinter, *Optical Fibers for Transmission*, Wiley, Nueva York.
- S. E. Miller y A. G. Chynoweth, *Optical Fiber Telecommunications*, Academic, Nueva York. *Proc. IEEE*.

Tabla 15-4. Presupuesto de pérdidas para enlaces de fibra

Pérdida	Peor caso	Mejor caso
Potencia promedio de salida del transmisor	− 17 dBm	− 14 dBm
Cinco conectores ópticos	− 9 dB	− 2.5 dB
Cable de índice graduado, 2 km	− 16 dB	− 8 dB
Pérdida de acoplamiento del receptor	− 1 dB	− 1 dB
Degradación temporal	− 3 dB	0 dB
Degradación térmica (0 a 50 °C)	− 2.5 dB	0 dB
Potencia promedio en el detector	− 48.5 dBm	− 25.5 dBm
∴ Mínima sensibilidad requerida del receptor	− 48.5 dBm	
Mínimo intervalo dinámico óptico (suponiendo variación 2 dB del receptor)	25 dB	
Mínimo nivel de saturación del receptor	− 25.5 dBm	

## 15.3 PANTALLAS

Peter Pleshko

En las pantallas se aplican muchos fenómenos ópticos. En esta sección se hace hincapié sobre los aspectos físicos e ingenieriles de unas cuantas de las muchas tecnologías existentes. Se da mayor atención al tubo de rayos catódicos (CRT, de *cathode-ray tube*), la principal tecnología de pantallas actualmente en uso, y a algunas otras tecnologías de producción a gran escala: cristales líquidos, diodos emisores de luz, y pantallas de plasma y fluorescentes al vacío. También se mencionan brevemente algunas de las nuevas tecnologías de pantallas, como la electroluminiscencia y la electrocromía.

### 15.3.1 Conceptos y parámetros relativos a las pantallas

Las pantallas son dispositivos de salida que funcionan en la interfaz "hombre-máquina" como transductores electroópticos. En el siguiente apartado se analizan las características psicofísicas del ojo humano y los parámetros fotométricos (tabla 15-5) empleados para cuantificarlas.

#### Características psicofísicas del ojo humano y parámetros fotométricos empleados para cuantificarlas

- **Respuesta espectral.** La respuesta espectral del ojo humano promedio se muestra en la figura 15-23. La respuesta adaptada a la luz (fotópica) es la más empleada. Es función de los conos de la retina y ocurre una vez que el ojo se ha adaptado a una iluminación de fondo de por lo menos 3  $\text{cd/m}^2$  (nits, nt).

La respuesta adaptada a la oscuridad (escotópica) ocurre cuando el ojo se ha adaptado como máximo a  $3 \times 10^{-5}$  nt.

- **Representación del color.** Cualquier color puede producirse mediante la combinación de las tres componentes monocromas rojo, verde y azul. La Commission Internationale de l'Éclairage (CIE) ha adoptado un patrón de colorimetría que representa los atributos del color mediante un diagrama tridimensional. En la figura 15-24 se muestran idealizados los tres primarios. Los valores triestímulo,  $X$ ,  $Y$  y  $Z$  se leen a las longitudes de onda que se muestran en la figura. La normalización de las coordenadas cromáticas se calcula mediante la fórmula:

$$x = X/(X + Y + Z)$$

$$y = Y/(X + Y + Z)$$

$$z = Z/(X + Y + Z)$$

de modo que su suma es igual a la unidad:

$$x + y + z = 1$$

En la figura 15-25 se muestra un diagrama de cromaticidad desarrollado en 1931. También se utiliza ampliamente un diagrama posterior (1960) con escalas de cromaticidad uniformes<sup>1</sup>.

- **Tamaño de símbolo y resolución.** El tamaño de símbolo  $S$  en términos de la distancia de visión  $D$  se expresa como una función del ángulo  $\alpha$  (en minutos de arco) subtendido en el ojo, donde  $\tan \alpha$  puede considerarse el ángulo mismo:

$$\frac{S}{D} = \frac{2\pi\alpha}{360 \times 60}$$

En algunos estudios se recomienda un tamaño de símbolo igual a 15 min en buenas condiciones de visibilidad<sup>2</sup>, y de 21 a 25 min en condiciones de visibilidad deficiente<sup>3</sup>.

- **Iluminancia.** La iluminación ambiental, o iluminancia, se expresa en lumens por metro cuadrado (lux), que es la unidad internacional, o en lumens por pie cuadrado (bujías-pie, fc), que es la unidad de uso común en Estados Unidos. Un nivel típico de iluminación de una oficina es 590 lx o 55 fc.
- **Luminancia (brillantez).** La luminancia es una medida de la potencia irradiada por unidad de área emitida por una pantalla en la región de longitudes de onda visibles. La unidad internacional de la luminancia es la candela por metro cuadrado ( $\text{cd/m}^2$ ), o nits, aunque la unidad de uso común en Estados Unidos es el lambert-pie. La luminancia se promedia en espacio y tiempo.

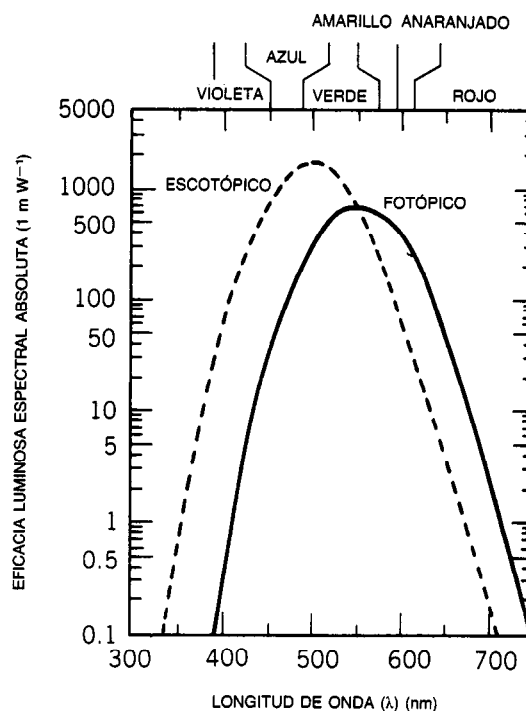


Fig. 15-23. Eficacia luminosa del ojo humano.

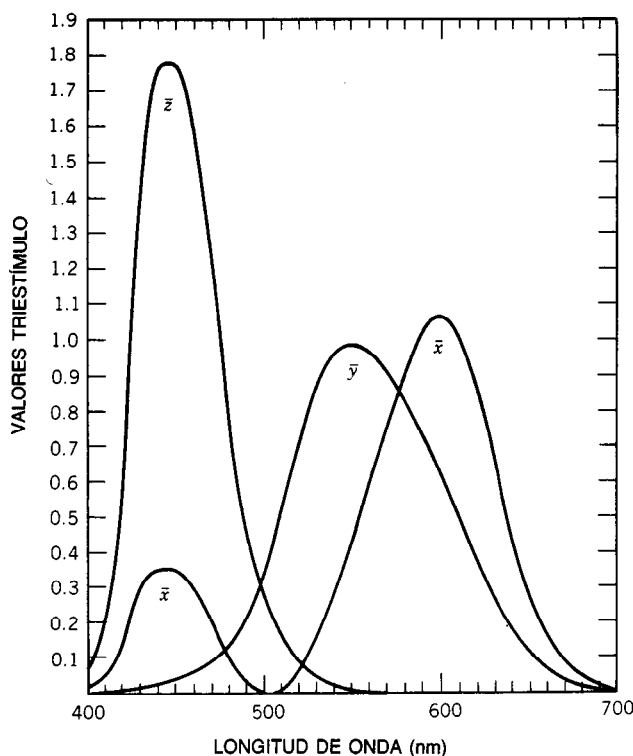


Fig. 15-24. Colores primarios estándares. (Commission Internationale de l'Éclairage.)

- **Escala de contraste y de grises.** El contraste se crea por medio de la modulación espacial de la luminancia. Para una luminancia del símbolo o pixel  $L_p$  y una luminancia de fondo o de área no emisora  $L_b$ , la gama de contrastes CR (de *contrast ratio*) está dada por:

$$CR = \frac{L_p}{L_b}$$

La escala de grises es una medida del intervalo de los valores de luminancia disponibles en una pantalla.

El número de sombras de gris  $N_g$  está relacionado con la gama de contrastes CR, por:

$$N_g = 1 + 6.644 \log(CR)$$

donde una sombra de gris se define como una relación de luminancia igual a  $\sqrt{2}$  entre dos niveles consecutivos de luminancia.

- **Parpadeo (o centelleo).** Es la percepción visual de un cambio en la iluminación que ocurre a una frecuencia inferior a la frecuencia crítica correspondiente a la constante del tiempo de integración del ojo humano.

Por lo general, las pantallas de regeneración sin entrelazamientos operan a frecuencias de 40 a 60 Hz.

#### Características del sistema de pantalla

- **Función de transferencia de la modulación (MTF, de *modulation transfer function*).** Esta característica de los tubos de rayos catódicos (CRT, de *cathode-ray-tube*) se obtiene midiendo la respuesta de frecuencia de onda senoidal del sistema CRT. La función de transferencia caracteriza la salida visual como función de la entrada eléctrica, sólo en la dirección X. La MTF está dada por<sup>4</sup>:

$$MTF = \frac{\text{valor pico de salida}}{\text{valor pico de entrada}} \cdot \frac{\text{valor promedio de la señal de entrada}}{\text{valor promedio de la señal de salida}}$$

En la figura 15-26 se muestra una curva típica MTF, donde  $\sigma$  es la desviación estándar de una distribución de luminancia que se supone normal para un punto del CRT. En la referencia 5 se proporcionan otros métodos para medir la resolución.

El **área MTF (MTFA)** se define como el área entre la MTF del sistema de pantalla y una curva de umbral visual senoidal<sup>4</sup>, y aproximadamente corresponde a la cantidad de información que puede exhibirse y observarse.

- **Multicanalización y direccionamiento matricial.** Los dos términos se refieren a dos aspectos di-



Tabla 15-5. Cantidades y unidades fotométricas

Cantidad	Símbolo	Ecuación definitoria <sup>a</sup>	Unidad SI	Símbolo			
Energía luminosa	$Q, Q_v$	$Q_v = \int K(\lambda) Q_{e\lambda} d\lambda$	Lumen-segundo	lm s			
Densidad luminosa	$w, w_v$	$w = \partial Q / \partial V$	Lumen-segundo por metro cúbico	lm s/m <sup>3</sup>			
Flujo luminoso	$\Phi, \Phi_v$	$\Phi = \partial Q / \partial t$	Lumen	lm			
Densidad de flujo luminoso en la superficie							
Exitancia luminosa	$M, M_v$	$M = \partial \Phi / \partial A$	Lumen por metro cuadrado	lm/m <sup>2</sup>			
Iluminancia	$E, E_v$	$E = \partial \Phi / \partial A$	Lux	lx			
Intensidad luminosa	$I, I_v$	$I = \Phi \partial \omega$ ( $\omega$ = ángulo sólido a través del cual se radia el flujo desde la fuente puntual)	Candela	cd			
Luminancia	$L, L_v$	$L = \partial^2 \Phi / \partial \omega (\partial A \cos \theta) = \partial I / (\partial A \cos \theta)$ ( $\theta$ = ángulo entre la recta de visión y la normal a la superficie emisora)	Nit	nt			
Eficacia luminosa	$K$	$K = \Phi_v / \Phi_e$	Lumen por watt	lm/W			
Eficacia luminosa espectral	$K(\lambda)$	$K(\lambda) = \Phi_{v\lambda} / \Phi_{e\lambda}$	Lumen por watt	lm/W			
Eficiencia luminosa	$V(\lambda)$	$V = K(\lambda) / K(\lambda_{\text{máx}})$ $K(\lambda_{\text{máx}})$ = valor máximo de la función $K(\lambda)$	(Numérico)	—			
Factores de conversión para cantidades de exitancia luminosa							
Cantidad de exitancia luminosa	lm/m <sup>2</sup>	lm/pie <sup>2</sup>	lm/cm				
1 lm/m <sup>2</sup> =	1	0.0929	1 × 10 <sup>-4</sup>				
1 lm/pie <sup>2</sup> =	10.764	1	0.001076				
1 lm/cm <sup>2</sup> =	1 × 10 <sup>4</sup>	929	1				
Factores de conversión para cantidades de iluminancia							
Cantidad de iluminancia	lux (lx)	bujía-pie (fc)	fot (ph)				
1 lux(lm/m <sup>2</sup> ) =	1	0.0929	1 × 10 <sup>-4</sup>				
1 bujía-pie(lm/pie <sup>2</sup> ) =	10.764	1	0.001076				
1 fot (lm/cm <sup>2</sup> ) =	1 × 10 <sup>4</sup>	929	1				
Factores de conversión para cantidades de luminancia							
Cantidad de luminancia	nit (nt)	stilb (sb)	apostilb (asb)	lambert (L)	mili-lambert (mL)	lambert pie (fL)	candela por pie cuadrado (cd/pie <sup>2</sup> )
1 nit (cd/m <sup>2</sup> , o lm/sr/m <sup>2</sup> ) =	1	1 × 10 <sup>4</sup>	3.1416	3.1416 × 10 <sup>-4</sup>	0.31416	0.2919	0.0929
1 stilb (cd/cm <sup>2</sup> ) =	1 × 10 <sup>4</sup>	1	3.1416 × 10 <sup>4</sup>	3.1416	3141.6	2 919	929
1 apostilb ( $\pi^{-1}$ cd/m <sup>2</sup> ) =	0.3183	3.183 × 10 <sup>-5</sup>	1	1 × 10 <sup>-4</sup>	0.1	0.0929	0.02957
1 lambert ( $\pi^{-1}$ cd/cm <sup>2</sup> ) =	3 183	0.3183	1 × 10 <sup>4</sup>	1	1 000	929	295.7
1 mililambert =	3.183	3.183 × 10 <sup>-4</sup>	10	0.001	1	0.929	0.2957
1 lambert-pie ( $\pi^{-1}$ cd/pie <sup>2</sup> ) =	3.426	3.426 × 10 <sup>-4</sup>	10.764	0.0010764	1.0764	1	0.3183
1 candela por pie cuadrado =	10.764	0.0010764	33.82	0.003382	3.382	3.1416	1

<sup>a</sup> A = área, m<sup>2</sup>;  $\omega$  = ángulo sólido, sr; V = volumen, m<sup>3</sup>; t = tiempo, s.

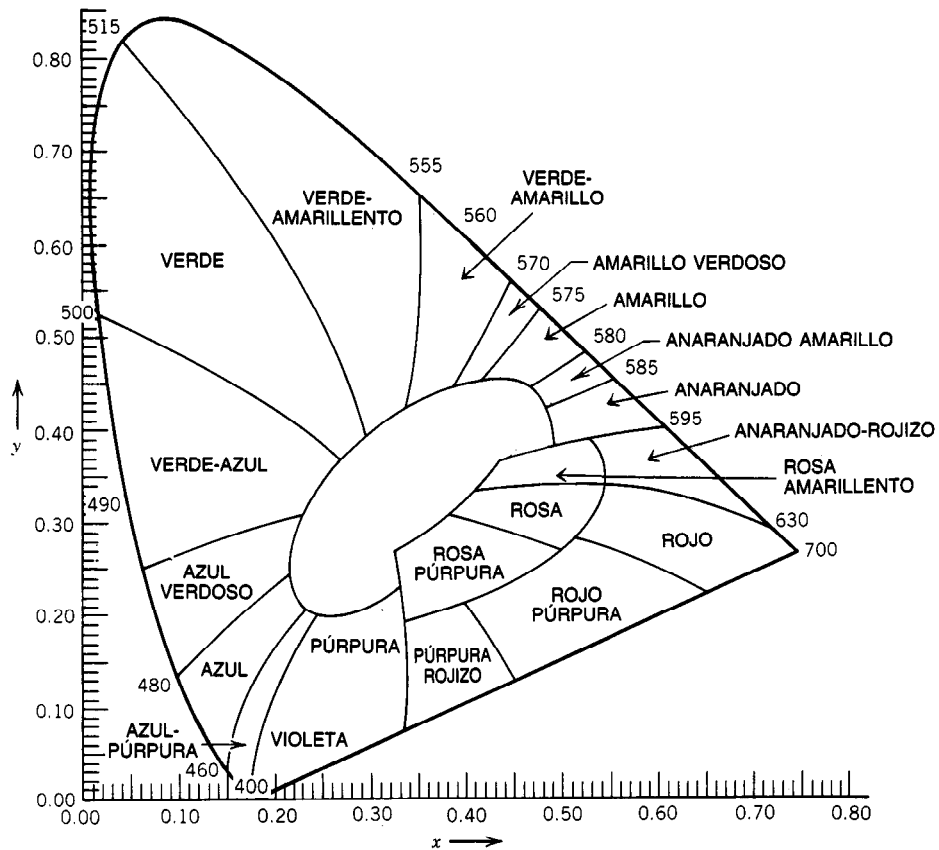


Fig. 15-25. Diagrama cromático (Commission Internationale de l'Éclairage).

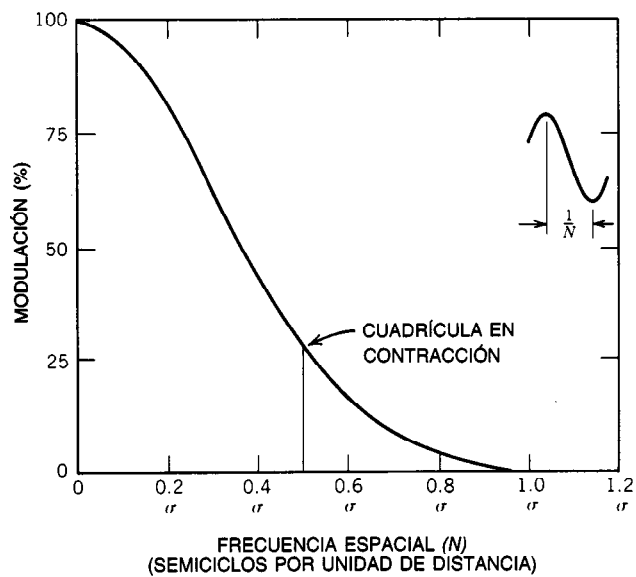


Fig. 15-26. Gráfica de la función transferencia de modulación (MTF) de un tubo de rayos catódicos (CRT).

ferentes del mismo tema. La multicanalización se refiere al compartimiento de tiempo del ducto (bus) de datos (excitadores  $Y$ ) en una exhibición matricial (fig. 15-27) entre las diferentes líneas  $X$ . Por tanto, se refiere al ciclo de servicio de las formas de onda de excitación.

El término direccionamiento matricial hace referencia más bien a los requisitos de amplitud impuestos sobre las señales eléctricas tanto en las líneas  $X$  como en las líneas  $Y$ , debidos a la existencia de trayectorias parásitas y al comportamiento electroóptico de una pantalla específica. Sin embargo, en el uso común, "multicanalización" y "direccionamiento matricial" se emplean indistintamente para hacer referencia tanto a las características temporales como a las de amplitud de las formas de onda de direccionamiento matricial. Las consideraciones sobre las trayectorias parásitas conducen a la restricción de que para una máxima capacidad de multicanalización, las líneas  $X$  e  $Y$  deben ser excitadas por fuentes de voltaje (de baja impedancia)<sup>6</sup>. A fin de lograr ni-

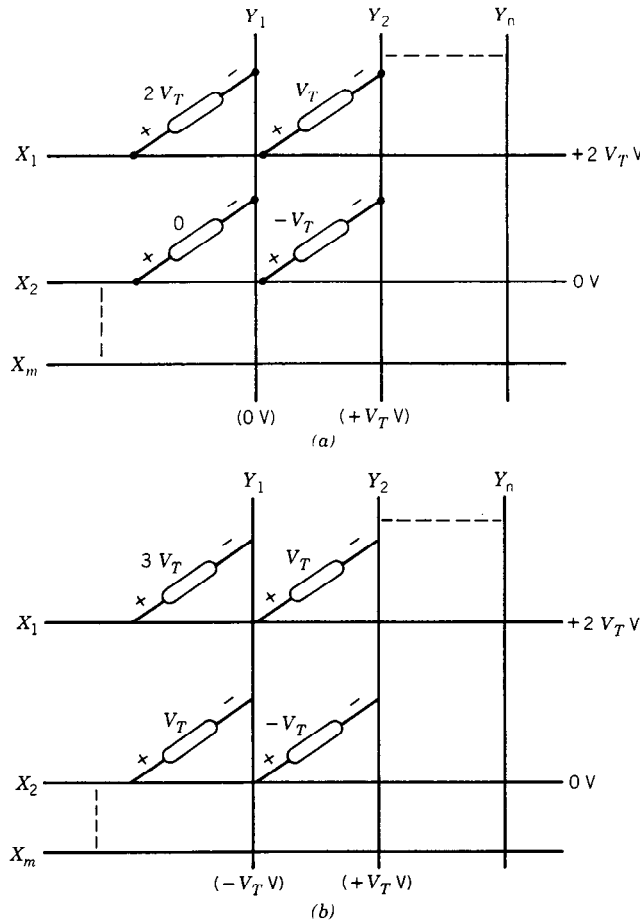
veles uniformes de luminancia de encendido y apagado en los dispositivos de una matriz  $X - Y$  cuya luminancia de salida responda al valor del voltaje pico, es posible aplicar formas de onda 2:1 o 3:1.

### 15.3.2 Tubos de rayos catódicos (CRT)

#### Principios básicos y efecto óptico

En la figura 15-28 se muestra la configuración básica del tubo de rayos catódicos (CRT) de enfoque electrostático. El cañón de electrones proporciona la fuente del haz electrónico y el enfoque de éste. La deflexión del haz se obtiene ya sea mediante yugos de deflexión magnética o mediante planchas de deflexión electrostática. Entre la pantalla y la región de deflexión existe una región de deriva, en la cual el haz electrónico atraviesa una trayectoria determinada por las fuerzas de deflexión.

El efecto electroóptico utilizado en el CRT se denomina catodoluminiscencia. Los electrones generados por el cañón se aceleran por medio de un campo



**Fig. 15-27.** Amplitudes de selección para formas de onda de multicanalización: a) selección pico 2:1. Encendido,  $2V_T$  V; apagado,  $|\pm V_T|$ , 0 V; b) selección pico 3:1. Encendido,  $3V_T$  V; apagado,  $|\pm V_T|$  V.

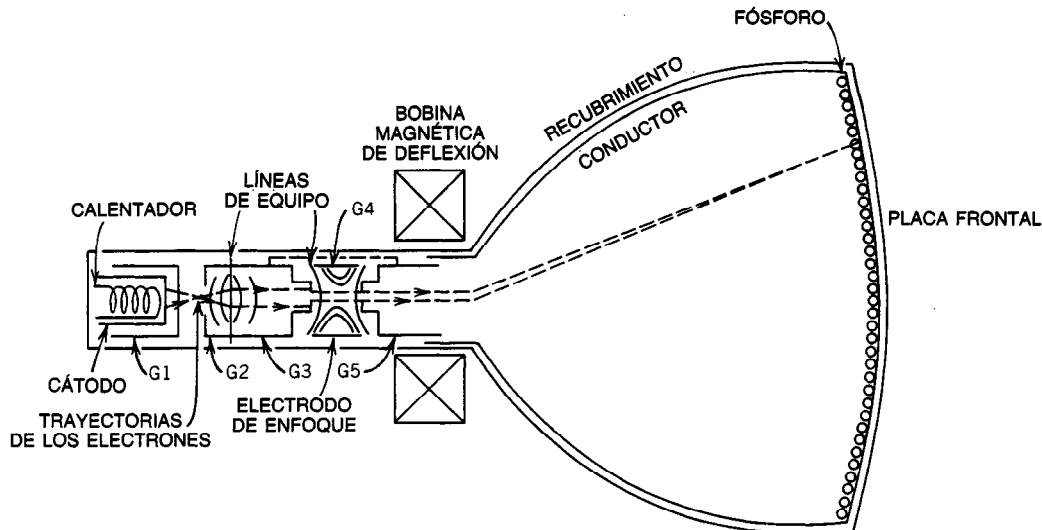


Fig. 15-28. Enfoque electrostático, tubo de rayos catódicos (CRT) de deflexión magnética.

intenso e inciden sobre la pantalla recubierta de fósforo. La energía de los electrones incidentes excita los electrones del material cristalino de fósforo, con lo que se produce una energía radiante a medida que dichos electrones regresan al estado de no excitación. Los electrones del fósforo se desplazan a niveles discretos, dependiendo de la estructura cristalina del material. El desplazamiento produce radiación en el intervalo visible, característica del material de fósforo empleado.

#### Tubos de rayos catódicos de regeneración monocromática<sup>7</sup>

**Tecnología del cañón de electrones.** En la mayor parte de los CRT se emplea un cañón tipo cruce con estructura de triodo y un cátodo recubierto de óxido, tal como se muestra en la figura 15-28. La sección formadora del haz del cañón de cruce constituye una lente electrónica que actúa sobre los electrones emitidos en la superficie del cátodo, haciéndolos converger en un punto de cruce inmediatamente después de abandonar el cátodo. Esta área es también un área de intensas fuerzas de repulsión de carga espacial.

Por lo común el cátodo es un pequeño cilindro de níquel recubierto con óxido de bario-estroncio-calcio de aproximadamente 0.002 pulg de espesor para una elevada emisión de electrones. Con la estructura de triodo del cañón, que consta del cátodo (G1 y G2 en la fig. 15-28), el electrodo de enfoque G4 se mantiene esencialmente a polarización cero, en tanto los electrodos G3 y G5 se mantienen a varios kilovolts (por lo general conectados con el potencial de la pantalla). El voltaje G2 puede emplearse para controlar las características de corte del haz en la sección del triodo.

**Enfoque.** El enfoque puede lograrse con campos magnéticos o electrostáticos. En el primer caso una bobina situada alrededor del cuello del CRT crea un campo

magnético longitudinal que ejerce una fuerza de enfoque sobre el haz. Con este esquema se obtiene la máxima capacidad de resolución del haz, pero es más costoso que el enfoque electrostático. Con este último los voltajes aplicados a los electrodos provocan que el haz converja en un foco en la pantalla.

Debido a la corriente despreciable extraída por el electrodo de enfoque y a la insensibilidad del voltaje de enfoque al voltaje de la pantalla, se utiliza más el diseño de lentes de Einzel o equipotenciales (fig. 15-28). El electrodo G4 está diseñado para enfocar a una polarización entre 0 y 550 V. Esta lente presenta serias aberraciones que degradan la resolución.

#### Deflexión del haz de electrones

**Magnética.** Debido a su bajo costo, en la mayor parte de los CRT se emplean yugos de deflexión magnética a fin de obtener deflexión horizontal y vertical del haz de electrones. El ángulo de deflexión  $\lambda$  proporcionado por el yugo está dado por<sup>8</sup>:

$$\lambda = \sin^{-1} [L_f B \sqrt{e(2V_a m)}]$$

donde  $L_f$  = longitud de la región del campo magnético, m

$B$  = densidad de flujo magnético, Wb/m<sup>2</sup>

$e/m$  = relación carga/masa del electrón,  
1.76  $\times 10^{11}$  C/kg

$V_a$  = voltaje final del ánodo, V

La producción del valor requerido del campo magnético  $B$  para el máximo ángulo de deflexión deseado  $\lambda_m$  depende de los valores de la inductancia y la corriente de excitación del yugo. Si el voltaje de excitación del yugo es  $V_y$  y el tiempo de barrido para desviar el haz un ángulo  $\lambda$  es  $T_s/2$ , en segundos, entonces la inductancia del yugo  $L$  (henrys) puede expresarse como<sup>9</sup>:

$$L \leq \frac{1.76 \times 10^4 V_y^2 T_s^2 D_t}{V_a D_c^2 \tan(\lambda_m/2) \sin^2 \lambda_m}$$

donde  $D_t$  es el diámetro interno del cuello del tubo (pulg) y  $D_c$  es el diámetro interno de la bobina del yugo (pulg). La corriente del yugo necesaria para excitar la inductancia  $L$  (henrys) es:

$$I \geq 5.33 \times 10^{-3} D_c \left[ \frac{V_a \tan(\lambda_m/2)}{D_t L} \right]^{1/2} \sin \lambda$$

En la práctica, las corrientes son un 30% mayores<sup>9</sup>.

La máxima capacidad de resolución se obtiene con tubos desviados y enfocados magnéticamente. La deflexión magnética no proporciona velocidades tan altas como las obtenidas de la deflexión electrostática.

**Electrostática.** La deflexión electrostática se implementa mediante la adición, dentro del tubo, de conjuntos ortogonales de placas metálicas, con las que se obtiene la deflexión horizontal y vertical.

El ángulo de deflexión  $\lambda$  está dado por<sup>7</sup>:

$$\lambda = \tan^{-1} \left[ \frac{V_d}{2V_a} \cdot \frac{L_p}{d} \right]$$

donde  $L_p$  = longitud de la placa de deflexión

$d$  = separación de la placa de deflexión

$V_d$  = voltaje de deflexión

$V_a$  = voltaje final del ánodo

Las unidades empleadas deben ser homogéneas.

La deflexión electrostática suele emplearse con el enfoque electrostático para una resolución moderada.

**Pantalla de fósforo.** Los CRT monocromáticos cuentan con una capa uniforme de fósforo (véase la tabla 15-6) aplicada en la parte interna de la cara frontal del CRT. La aluminización del lado recubierto con fósforo incrementa la eficiencia y el contraste de la pantalla y hace de esta última una superficie equipotencial estable. A voltajes menores de 7 kV no se emplea la aluminización, debido a que la energía del haz de electrones no basta para atravesar la capa de aluminio.

#### Características de funcionamiento

**Luminancia.** La relación entre la luminancia promediada en tiempo  $L_{pro}$ , el ciclo de servicio por posición de punto  $D$ , la densidad de corriente pico del punto  $J_p$  (en A/cm<sup>2</sup>)<sup>10</sup>, y el potencial de la pantalla con respecto al cátodo  $V_s$ , está dada por:

$$L_{pro} = K D J_p V_s^n$$

donde  $K$  es una constante y  $n$  puede variar de 1 a 2, pero por lo general es de 1.5.

**Densidad de corriente del cátodo.** El límite de la densidad de corriente pico del cátodo  $J_p$  (fig. 15-29) es<sup>8, 11</sup>:

$$J_p = \frac{3.1 K_m \times 10^{-6} V_d^{1.5}}{d_c^2} \text{ A/cm}^2$$

Tabla 15-6. Características selectas del fósforo para tubos de rayos catódicos

Tipo de fósforo	Color	Coordenadas de color		Composición química	Frecuencia de centelleo (Hz)	Duración a media brillantez (C/cm <sup>2</sup> )	Eficiencia (lm/W)	Tiempo de amortiguamiento al 10% (ms)
		x	y					
P1	Verde	0.200	0.715	Zn <sub>2</sub> SiO <sub>4</sub> :Mn	42	> 100	31	25
P2	Verde	0.260	0.528	ZnSCdS:Cu	50	12	28	7
P4	Blanco	0.280	0.270	ZnS:Ag+ZnSCdS:Ag	50	5	43	0.06
P20	Amarillo	0.405	0.553	ZnSCdS:Ag	50	25	65	6.5
P22	Verde	0.229	0.599	ZnSCdS:Ag	50	25	50	6
P22	Azul	0.150	0.049	ZnS:Ag	50		5	4.8
P22	Rojo	0.658	0.342	Y <sub>2</sub> O <sub>3</sub> :Eu <sup>+3</sup>	50		12	1.5
P22	Rojo	0.667	0.332	YVO <sub>4</sub> :Eu <sup>+3</sup>	50		7	1.5
P31	Verde	0.248	0.583	ZnS:Cu	50	25	45	7
P39	Verde	0.200	0.710	Zn <sub>2</sub> SiO <sub>4</sub> :MnAs	31	>25	15	400
P43	Verde	0.281	0.591	Gd <sub>2</sub> O <sub>2</sub> S:Tb <sup>+3</sup>	50	>50	41.5	1.2
P44	Verde	0.300	0.596	La <sub>2</sub> O <sub>2</sub> S:Tb <sup>+3</sup>	50	>50	20.5	1.7
P45	Blanco	0.230	0.305	Y <sub>2</sub> O <sub>2</sub> S:Tb <sup>+3</sup>	50	>50	21	1.8
RP20	Blanco	0.211	0.300	Tb:Sr <sub>3</sub> (PO <sub>4</sub> ) <sub>2</sub> :0.5% TbF <sub>3</sub>	42		7.7	70
	Amarillo-verde	0.340	0.550	CaS:Ce <sup>+3</sup>	47		42	4
	Verde	0.267	0.692	SrGa <sub>2</sub> S <sub>4</sub> :Eu	50		26.7	12.5

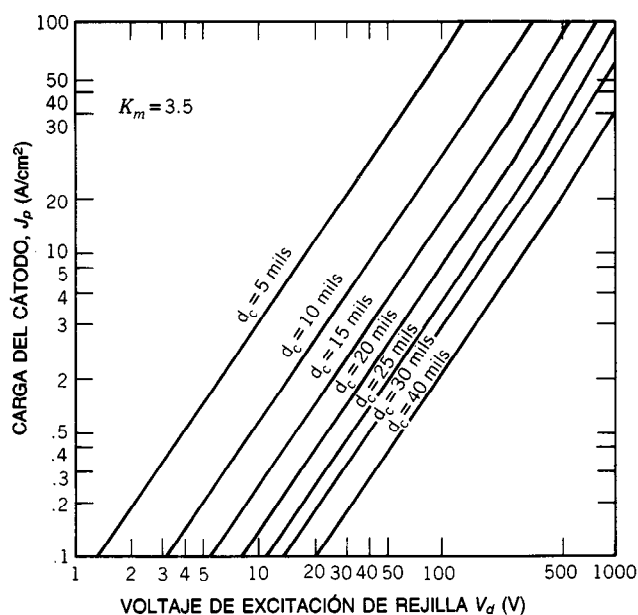


Fig. 15-29. Carga pico del cátodo.

donde  $K_m$  = constante de modulación, que suele ser igual a 3.5

$d_c$  = diámetro de abertura de la rejilla, pulg

$V_d$  = voltaje de excitación de la rejilla

Los valores máximos de las densidades de corriente de óxido del cátodo están limitados por los efectos de la temperatura de operación sobre la duración. Para una carga promedio pulsátil del cátodo de 0.3 a 0.5 A/cm<sup>2</sup>, el tiempo medio entre fallas del cátodo (MTBF, de *mean time between failures*) es de 10 000 h. Esto produce una corriente del cátodo de 600  $\mu$ A para un cátodo de 0.020 pulg de diámetro.

**Tamaño del punto.** El diámetro del punto  $d_s$  sobre la pantalla de fósforo está limitado por cuatro efectos. El primero, que es el diámetro del punto,  $d_o$ , se debe a consideraciones sobre amplificación. Para una lente electrónica delgada sin aberración, el diámetro del haz de electrones no desviado en el cruce  $d_c$  del cañón de electrones es amplificado en un factor  $M$  como sigue:

$$d_o = d_c(M) = d_c \left( \frac{0.814}{\theta \sqrt{V_s}} \right)$$

donde  $\theta$  es el semiángulo de convergencia en radianes y  $V_s$  el potencial de la pantalla con respecto al cátodo<sup>11</sup>.

El segundo efecto se debe a aberraciones esféricas,  $d_{ae}$ , causadas por la incapacidad del triodo, de la lente o de ambos para enfocar una imagen en el mismo punto. El tercer efecto,  $d_{ce}$ , se debe a las fuerzas de repulsión de la carga espacial, que en esencia varían linealmente con la corriente del haz. El cuarto efecto,  $d_{do}$ , se debe a la dispersión óptica dentro de la pantalla de fósforo; para un tamaño de partícula de fósforo es de unas 0.003 pulg<sup>7</sup> de diámetro equivalente.

Estas aberraciones pueden combinarse en cuadratura, produciendo el diámetro del punto del CRT:

$$d_s = (d_o^2 + d_{ae}^2 + d_{ce}^2 + d_{do}^2)^{1/2}$$

**Vida del fósforo.** La ley de Pfahnl<sup>12</sup> para el envejecimiento del fósforo está dada por:

$$L_a = \frac{L_0}{1 + CN}$$

donde  $L_a$  = luminancia con envejecimiento

$L_0$  = luminancia inicial

$N$  = número de electrones depositados por centímetro cuadrado

$C$  = "parámetro de quemado" (cm<sup>-2</sup>) correspondiente al número de electrones por centímetro cuadrado necesarios para reducir la intensidad en un factor de 2.

En la tabla 15-6 se presentan diferentes valores de  $C$ . Otro factor limitante de la vida es el oscurecimiento de la cara frontal del vidrio.

#### Tubos de rayos catódicos de almacenamiento biestable

Este tipo de dispositivo requiere una pantalla más compleja que otros CRT a fin de incorporar un mecanismo de almacenamiento. En la figura 15-30 se muestra un tubo de almacenamiento biestable Tektronix<sup>13</sup>. En este dispositivo, el cañón inundador, constituye la fuente sostenida de electrones necesarios para continuar la excitación del fósforo después de que el haz inscriptor se ha desplazado a otro lugar. Para un CRT de 19 pulg en diagonal el número de puntos direccionables es de  $4\,096 \times 3\,120$ .

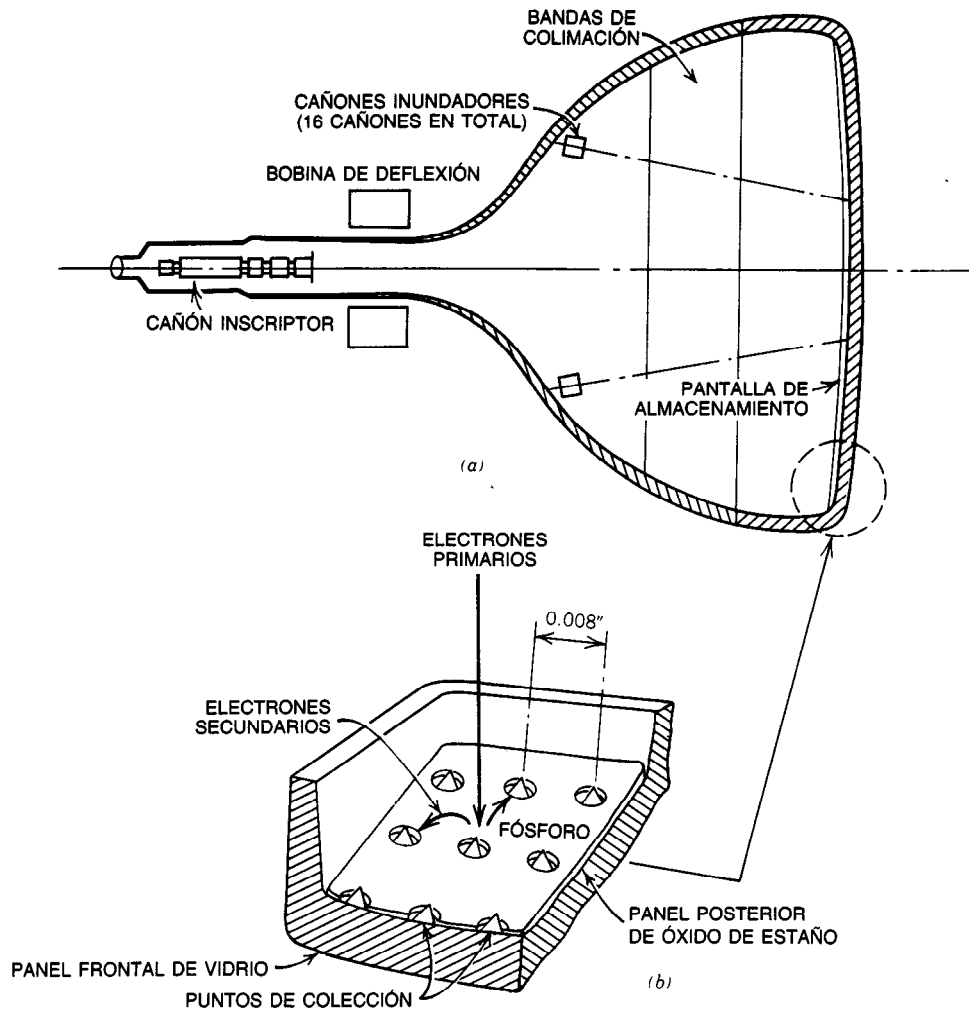


Fig. 15-30. Tubo de rayos catódicos (CRT) de almacenamiento biestable Tektronix. a) CRT de almacenamiento de visión directa. b) Estructura de la pantalla.

#### Tubos de rayos catódicos de color

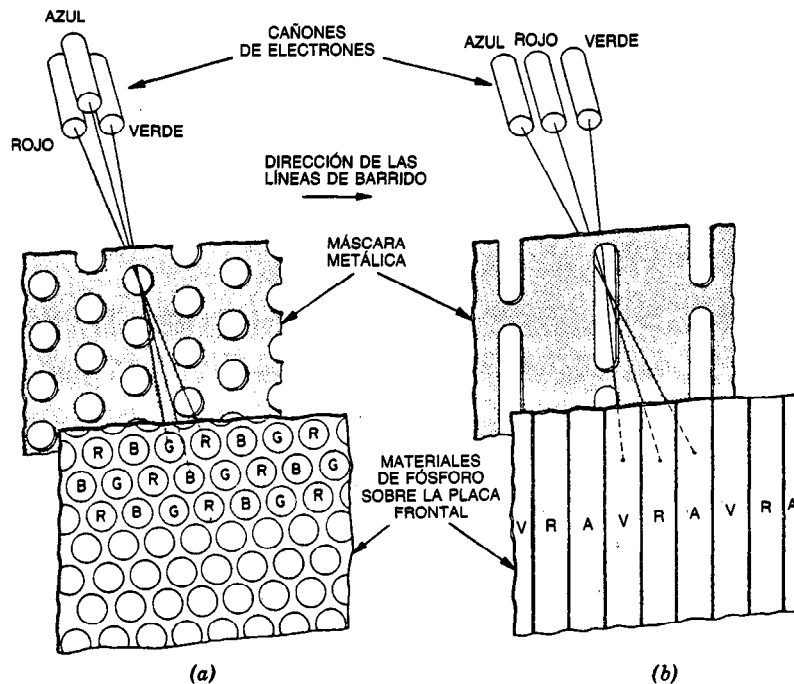
En este artículo se analizan dos tipos de CRT de color: los tubos de imagen de máscara de sombra (placa perforada) y los de penetración.

- a. **Tubos de máscara de sombra**<sup>14-17</sup>. El CRT de color, de máscara de sombra o de placa perforada se emplea en dispositivos de exploración de barrido. En la figura 15-31 se muestra la relación del haz de electrones con las aberturas de la máscara de sombra para los tres colores primarios en dos diferentes tecnologías de cañones electrónicos. El cañón delta es uno de los más empleados en pantallas de salida de computadora. Para lograr aceptables pureza y uniformidad del color, el diámetro del haz debe ser aproximadamente 2.5 veces la separación que hay de centro a centro de los puntos del fósforo. Los tubos de imagen con ca-

ñón delta ordinarios tienen una separación entre los puntos de una tríada de  $660\text{ }\mu\text{m}$ , aunque actualmente se producen tubos de alto rendimiento con separación de  $310\text{ }\mu\text{m}$ .

En los diseños de receptores actualmente predomina el cañón en línea. Esto se debe a su ventaja sobre el diseño del cañón delta para lograr autoconvergencia por medio de campos deflectores con configuración especial, con los que se obtiene convergencia de los tres haces en toda el área de la pantalla. La separación entre los puntos de una tríada de los tubos en línea ordinarios es de  $840\text{ }\mu\text{m}$ .

- b. **Tubos de imagen de penetración del haz**<sup>18, 19</sup>. En esta tecnología de tubos de imagen, varios (por lo general dos) tipos de fósforo con diferentes emisiones características de color se excitan selectivamente, dependiendo del valor del voltaje



**Fig. 15-31.** Dos tecnologías de máscara de sombra: a) perforaciones redondas y cañones delta; b) aberturas en ranura y cañones en línea.

del ánodo. En el caso de un tubo con pantalla recubierta de dos capas de fósforo, el voltaje del ánodo suele conmutarse desde 10 a 12 kV hasta 16 a 18 kV a fin de pasar del rojo al verde; los valores intermedios de voltaje corresponden al anaranjado y al amarillo (fig. 15-32).

La cantidad de información que es posible presentar visualmente en esta clase de tubo es limitada por la baja brillantez del fósforo rojo. Esta tecnología se emplea en sistemas de generación de vectores o segmentos con mayores ciclos de servicio por elemento de cuadro, en comparación con los sistemas de exploración de barrido.

### 15.3.3 Pantallas de cristal líquido (LCD, de *liquid crystal displays*)

#### Materiales y efecto óptico<sup>20-23</sup>

Los materiales de cristal líquido son compuestos orgánicos con un intervalo de temperatura en el que presentan propiedades cristalinas que pueden aprovecharse a fin de producir un efecto óptico. En la figura 15-33 se muestran los intervalos característicos.

Un dispositivo se forma "emparedando" una capa delgada (12  $\mu\text{m}$ ) de algún material cristalino líquido entre dos planchas de vidrio, como se muestra en la figura 15-34. Para el alineamiento superficial se emplea un agente tensoactivo, o bien se recubre la superficie de las planchas con una capa dieléctrica resaltada, de modo que las moléculas de la superficie se alineen de forma uniforme y predecible, ya sea paralelas a la

superficie (alineamiento homogéneo) o perpendiculares a ella (alineamiento homeotrópico). Las moléculas del resto de la capa de cristal líquido se conforman entonces a la condición de alineamiento de superficie, y presentan un cambio suave progresivo en el alineamiento de una superficie a otra en caso de que estén alineadas de forma diferente.

Los materiales de cristal líquido pueden recombinarse con materiales de anisotropía dieléctrica positiva o negativa, definidos en la figura 15-35. En esta figura se muestra el alineamiento de las moléculas con un campo aplicado para los dos tipos de anisotropía dieléctrica.

En la figura 15-36 se muestra el orden molecular de un material nemático de cristal líquido con el que es posible obtener diversos modos de operación para producir efectos electroópticos.

#### Modo de dispersión dinámica (DSM<sup>24</sup> de *dynamic scattering mode*)

- **Efecto óptico.** La aplicación de un campo eléctrico a través de una capa de cristal líquido hace que las moléculas (con anisotropía dieléctrica negativa) se orienten paralelas a la superficie. Al mismo tiempo, su orientación es revertida por la corriente que fluye debido a la presencia deliberada de un impurificador conductor en la solución molecular. Este flujo de corriente provoca una orientación molecular aleatoria y por ello la dispersión de la luz incidente (fig. 15-37).



- **Configuración del dispositivo.** El dispositivo (fig. 15-34) consta de dos sustratos de vidrio, por lo general de 1/8 a 1/16 pulg de grosor, con conductores transparentes de óxido de indio-estaño en ambos. Para el alineamiento, un agente tensoactivo, una placa de rozamiento del mismo material del sustrato, o cada sustrato, se recubren con una capa delgada de  $\text{SiO}_2$  depositada a un ángulo oblicuo a fin de producir la orientación deseada del alineamiento. Por lo general, los dispositivos se alinean homeotrópicamente en la superficie con un pequeño ángulo de desviación con respecto a la perpendicular.

La cantidad de impurificador es inversamente proporcional a la frecuencia de corte del dispositivo y está limitada por las características de solubilidad.

#### Modo nemático girado (TNM, de *twisted nematic mode*)

- **Efecto óptico.** Debido a la propiedad óptica birrefringente de los cristales líquidos, la luz polarizada interactúa con la orientación molecular

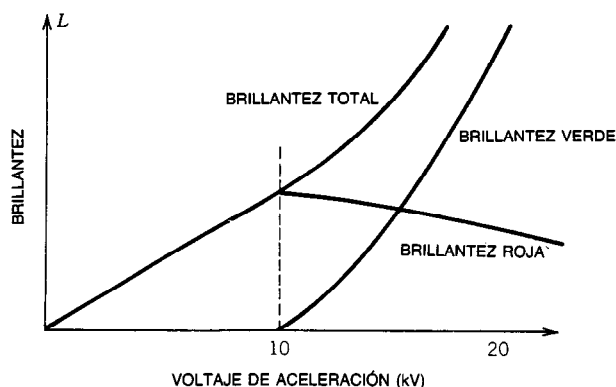
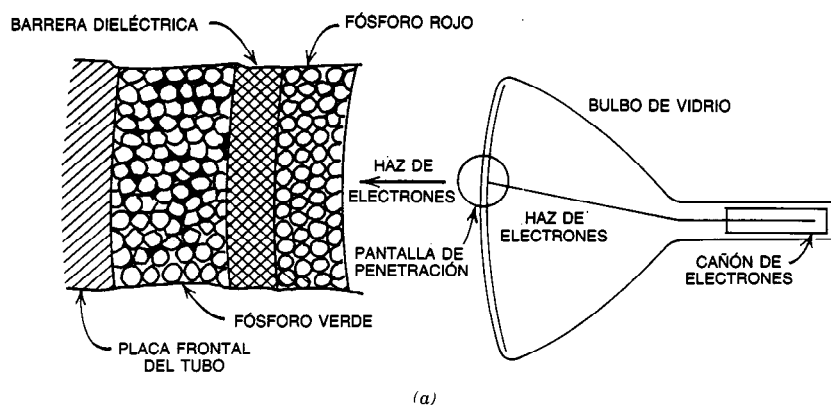
del material y los polarizadores, y provoca que la luz polarizada incidente sea transmitida, reflejada o bloqueada. Este efecto óptico no requiere el flujo de corriente eléctrica.

- **Configuración del dispositivo.** En la figura 15-38 se muestran las orientaciones relativas de celdas de reflexión y transmisión para pantallas de claro sobre oscuro y oscuro sobre claro.

#### Modo anfitrión-huésped (GHM, de *guest-host mode*)

- **Efecto óptico.** La propiedad de absorción anisotrópica de las moléculas de tinte pleocroico (huésped) mezcladas con un material nemático (anfitrión) de cristal líquido (fig. 15-39) produce los diferentes estados ópticos de la celda. Las moléculas del tinte se alinean paralelas a las moléculas del anfitrión, cuya orientación cambia al aplicárseles un campo eléctrico.

La adición del 5% aproximadamente de un compuesto colestérico<sup>25</sup> a la mezcla, junto con el alineamiento homeotrópico superficial, elimina la necesidad de un polarizador.



**Fig. 15-32.** Tubo de penetración del haz y características del fósforo: a) tubo de penetración de color (simplificado); b) brillantez del fósforo en función del voltaje de aceleración, pantalla P49. Cortesía de DuMont Division of Thompson-CSF Components Corp.

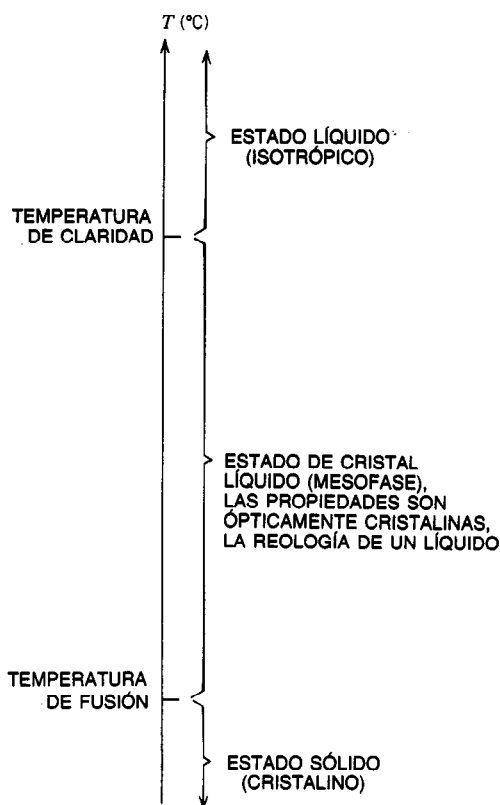


Fig. 15-33. Características temperatura-fase de cristales líquidos.

- **Configuración del dispositivo.** La celda pantalla se muestra en la figura 15-39, con electrodos transparentes sobre dos sustratos de vidrio y separados entre sí 10  $\mu\text{m}$ . El material nemático anfitrión presenta anisotropía dieléctrica positiva, lo cual hace que las moléculas se orienten paralelas a un campo eléctrico aplicado y provoca una absorción mínima por las moléculas del tinte que se alinean paralelas a las del anfitrión. Sin campo aplicado, el aditivo colestérico proporciona a la capa de cristal líquido una estructura girada que proporciona máxima absorción y parece oscura. La orientación molecular es perpendicular.

#### Características de funcionamiento

- **Resolución.** Se tiene conocimiento de resoluciones de 30 a 50 líneas por pulgada, con exploración (barrido) hasta de 200 líneas.
- **Ángulo de visión.** Los efectos electroópticos de los tres modos de operación de las LCD pueden caracterizarse por la curva de voltaje de contraste (fig. 15-40). Debe observarse que el eje del voltaje representa el voltaje eficaz aplicado. Esta característica varía con separación de la celda, temperatura, ángulo de medición de la luz y voltaje de excitación.

- **Potencia.** El requisito típico de potencia para una LCD de DSM es de 10  $\mu\text{A}/\text{cm}^2$  (CD) a  $1 \times 10^6$  V/m. La LCD de TNM de efecto de campo suele requerir 1  $\mu\text{A}/\text{cm}^2$  a  $0.5 \times 10^6$  V/m. Los requisitos de la LCD de GHM se encuentran entre los de los otros dos tipos. El flujo de CD a través de una celda LCD provoca una grave degradación debido a la electrólisis.
- **Frecuencia y tiempo de respuesta.** La frecuencia (de corte) crítica  $f_c$  (hertz) para un material de cristal líquido de dispersión dinámica está relacionada con la resistividad  $\rho$  (ohm-cm)<sup>24</sup>:

$$f_c = \frac{1.05 \times 10^{12}}{\rho}$$

Los tiempos típicos de respuesta y su dependencia tanto respecto al voltaje aplicado como al grosor de la celda están dados por:

$$t_{\text{asc}} \propto \frac{\eta d^2}{(V_a - V_t)^2}$$

donde  $\eta$  = viscosidad

$d$  = grosor de la celda

$V_a$  = voltaje aplicado

$V_t$  = voltaje umbral del LC

$$t_{\text{des}} \propto \eta d^2$$

Los tiempos típicos de respuesta se encuentran en el intervalo de 100 a 200 ms a temperatura ambiente (25 °C).

- **Multicanalización**<sup>26</sup>. En la figura 15-41 se muestran formas de onda de exploración en donde, a fin de maximizar el ciclo de servicio, es necesario aplicar la selección estroboscópica a las líneas situadas sobre la menor dimensión de la matriz de elementos de pantalla por multicanalizar.

En la figura 15-40 se muestra el efecto del ciclo de servicio,  $1/N$ , sobre el contraste. La curva de razón de contraste en función del voltaje eficaz aplicado para un dispositivo en particular determina el voltaje  $V_{\text{enc}}$  que se requiere a fin de lograr el mínimo contraste aceptable. Para ello, también se determina el voltaje umbral  $V_{\text{ap}}$  (previamente se empleó  $V_t$ ). Estos dos voltajes fijan el número máximo de líneas barridas que es posible excitar para satisfacer el requisito de contraste. Dicho número máximo está dado por:

$$N = \left[ \frac{Q^2 + 1}{Q^2 - 1} \right]^2$$

donde  $Q = V_{\text{enc}}/V_{\text{ap}}$ . Los niveles de voltaje para lograr este número de líneas están dados por:

$$V_d = V_{\text{ap}} \left[ \frac{Q^2 + 1}{2} \right]^{1/2}$$

$$V_s = \sqrt{N} V_d$$

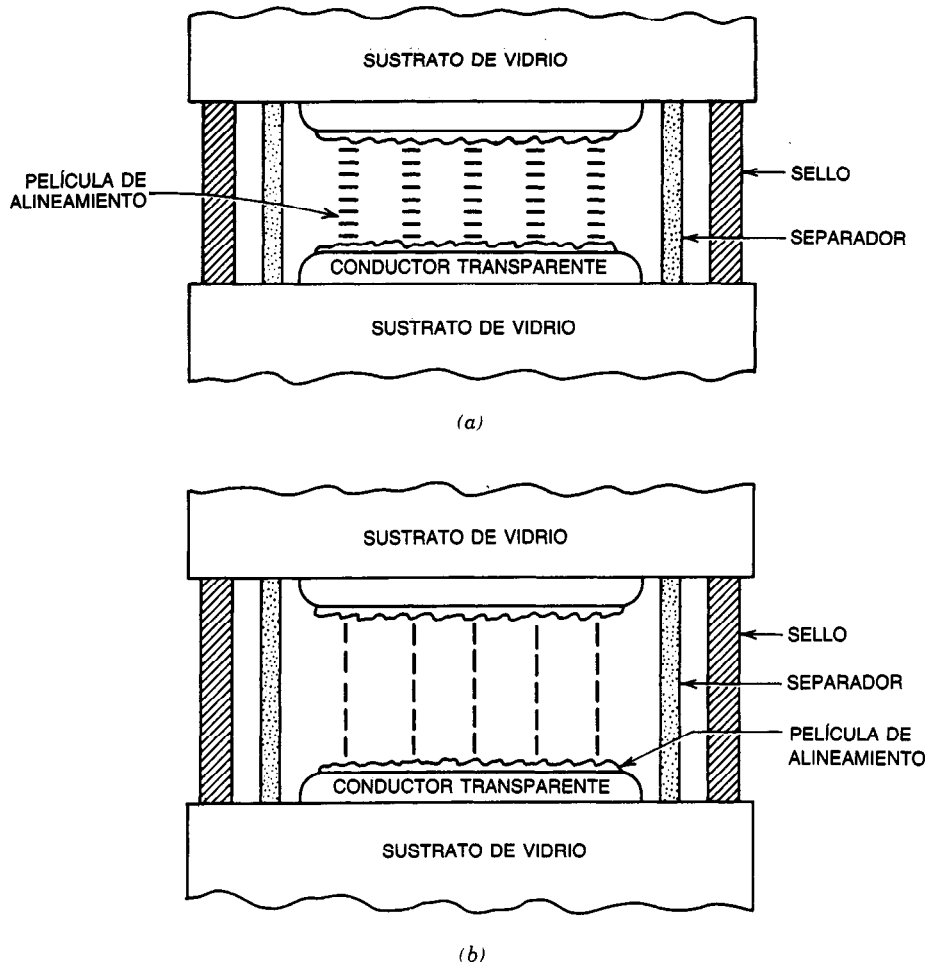


Fig. 15-34. Celda básica de cristal líquido con dos tipos de alineamiento: a) alineamiento homogéneo ( $\parallel$ ); b) alineamiento homeotrópico ( $\perp$ ).

Limitaciones prácticas debidas a las tolerancias al parecer restringen el número de líneas barridas  $N$  entre 60 y 120. Con el empleo de una matriz de doble barrido<sup>27</sup> es posible duplicar el número de líneas en la dimensión de barrido, a expensas de incrementar el número de circuitos de excitación y emplear un patrón conductor más complicado.

La respuesta del tiempo de ascenso de una pantalla multicanalizada se incrementa aproximadamente en  $\sqrt{N}$ , produciendo una imagen de lenta formación.

- **Efectos de la temperatura.** El voltaje umbral de la celda TNM decrece aproximadamente un 0.5% por grado Celsius. (La temperatura no afecta el voltaje umbral de la celda DSM.) Los tiempos de ascenso y descenso dependen mucho de la temperatura, debido a las características temperatura-viscosidad del material LC. Los efectos sobre los tiempos de respuesta son tales

que un valor de tiempo de descenso de 140 ms a 25 °C puede hacerse de 500 ms a 0 °C.

- **Duración del panel.** La vida útil de los dispositivos LC está limitada por la vida del alineamiento superficial y por la penetración de humedad a través del material sellador. Con capas de alineamiento evaporadas y sellos herméticos de frit de vidrio, la vida suele ser de 30 a 50 kh.

#### 15.3.4 Pantallas con diodos emisores de luz<sup>22, 28</sup>

##### Materiales y efecto óptico

El diodo emisor de luz (LED, de *light-emitting diode*) es un dispositivo semiconductor de unión *pn* capaz de emitir luz en el espectro visible si se opera con polarización directa. El mecanismo básico de funcionamiento es la luminiscencia de inyección, que produce radiación visible por un proceso de dos etapas. La inyección de portadores minoritarios a través de la unión (fig. 15-42) es seguida por la recombinación radiativa.

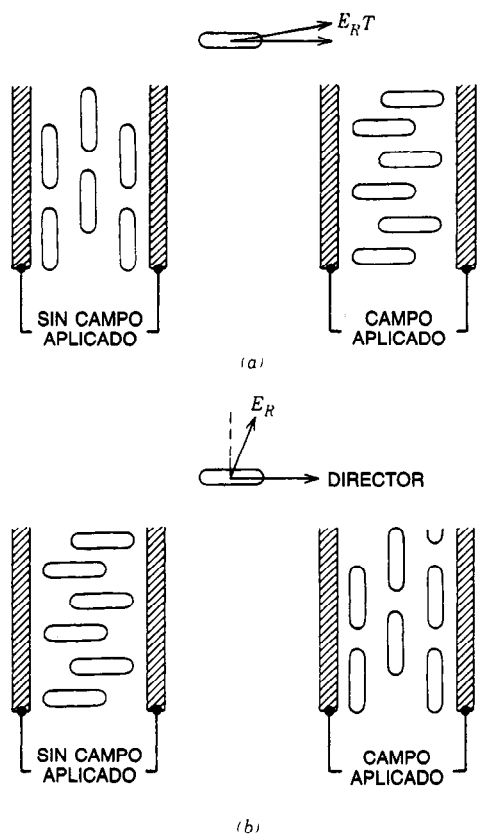


Fig. 15-35. Respuesta al voltaje aplicado de un material de cristal líquido de anisotropía dieléctrica: a) positiva; b) negativa.

La longitud de onda  $\lambda$  de la radiación emitida está relacionada con la separación energética  $E$  (en electronvolts, eV) del semiconductor mediante:

$$\lambda = \frac{12\,600}{E} \text{ \AA}$$

Para radiación en el intervalo visible, es decir, de 4 000 a 7 200 Å, la separación energética debe encon-

trarse en el intervalo de 1.75 a 3.15 eV. Debido a que muchos semiconductores del grupo III-V presentan separaciones energéticas en el intervalo visible, ellos son los que predominan en la manufactura de los LED.

#### Configuración del dispositivo

La tecnología de fabricación de los LED es parecida a la de los circuitos integrados, ya que se emplea deposición epitaxial, difusión selectiva de impurezas y delineamiento fotolitográfico de metalurgia para formar dispositivos individuales o arreglos de ellos. En la figura 15-43 se muestra la configuración de un dispositivo típico de aleación terciaria  $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ . Este dispositivo se forma a partir de dos materiales compuestos binarios, uno de los cuales (GaAs) presenta menor separación energética que el otro (GaP). Modificando la proporción de los constituyentes de la aleación es posible variar de manera monótona la separación energética desde el valor de 1.44 eV para el GaAs hasta el valor de 2.26 eV correspondiente al GaP. Esta aleación se comporta como un semiconductor con separación energética directa para valores de  $x \leq 0.46$  ( $E = 1.99$  eV), y produce un emisor eficiente en el intervalo visible.

#### Características del dispositivo

La relación corriente-voltaje ( $I-V$ ) de los LED es parecida a la de los diodos semiconductores ordinarios.

En la figura 15-44 se muestran curvas típicas  $I-V$  para diodos de  $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$  con diferentes valores de  $x$ . Como puede observarse, la caída de voltaje directo entre las terminales del diodo aumenta con la separación energética. En la tabla 15-7 se enumeran las características eléctricas y ópticas de algunos diodos emisores de luz. La operación de estos diodos por encima del voltaje de disrupción inversa suele dar por resultado una seria degradación de la característica de inversión.

La característica luminancia-corriente ( $L-I$ ) de un diodo emisor de luz se muestra en la figura 15-45. En casi todo el intervalo, esta característica es aceptablemente lineal, con una pendiente  $\beta$  (en nits por ampere por centímetro cuadrado) y desviación casi despreciable a bajas corrientes. A altos niveles de corriente, la eficiencia de recombinación empieza a decaer debido a efectos térmicos.

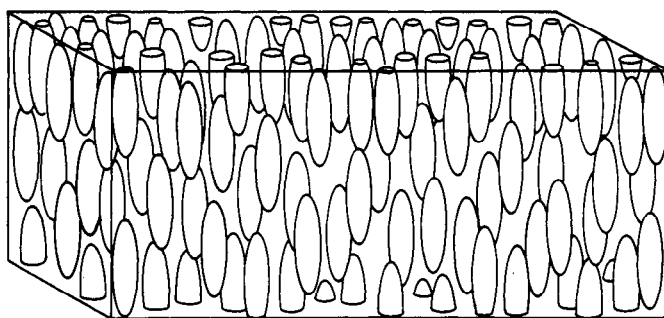


Fig. 15-36. Orden molecular de un material de cristal líquido nemático.

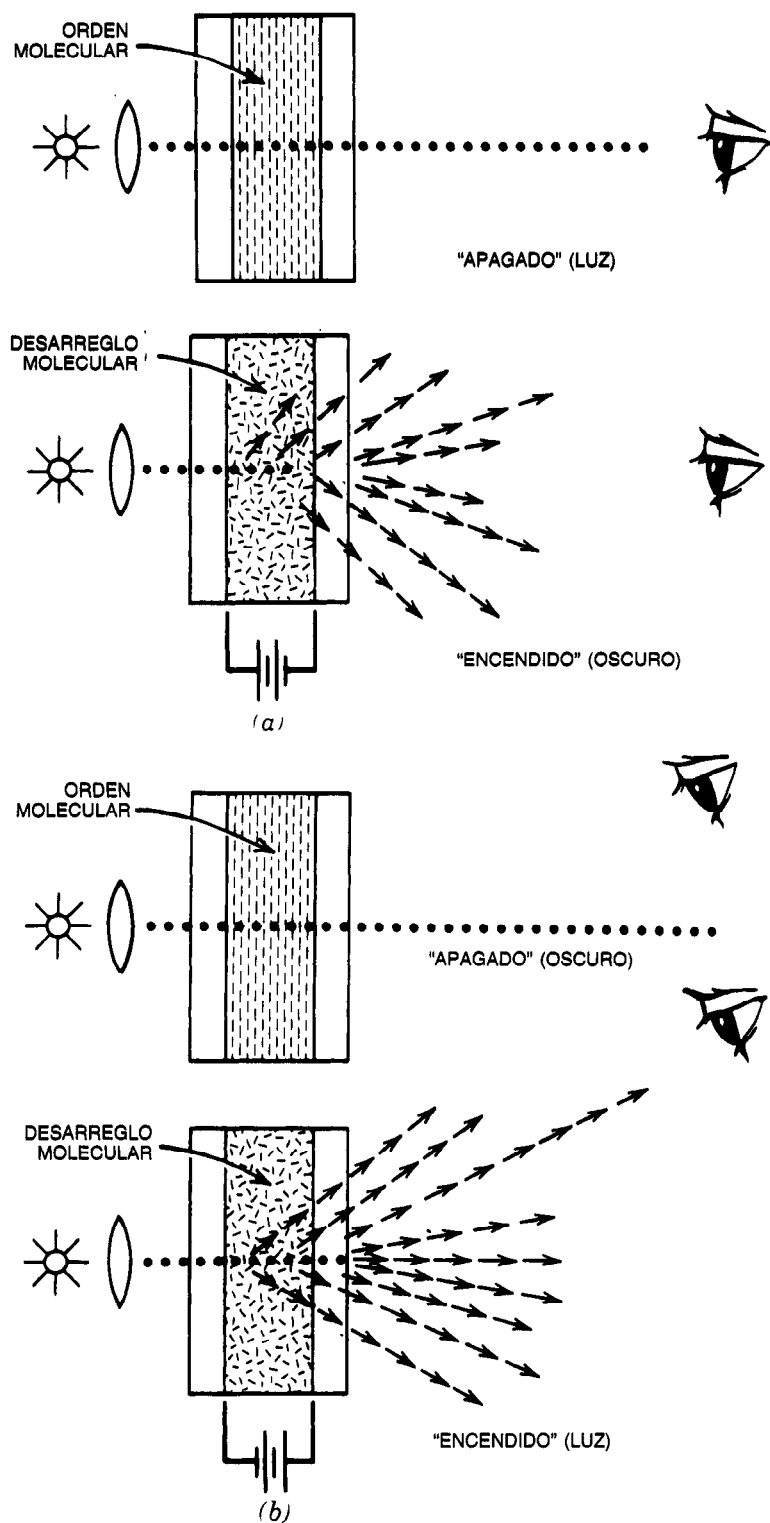


Fig. 15-37. Modos de operación transmisivos por dispersión dinámica de las pantallas de cristal líquido: a) modo especular; b) modo de difusión.

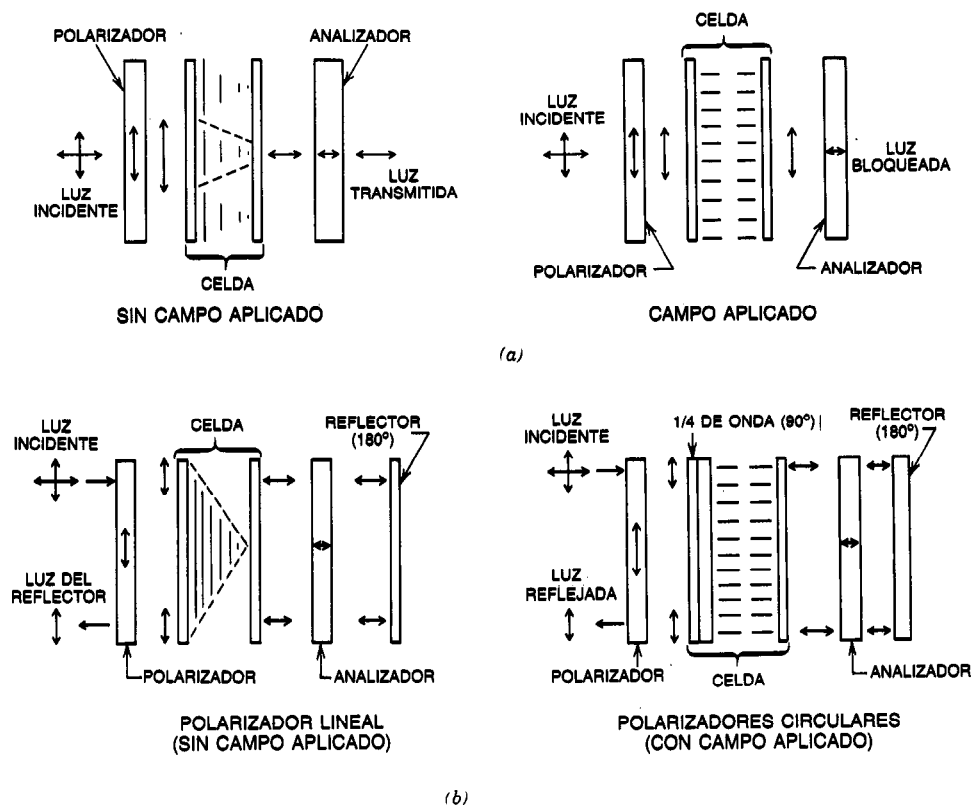


Fig. 15-38. Celdas de modo nemático girado (TNM): a) transmisivas; b) reflexivas.

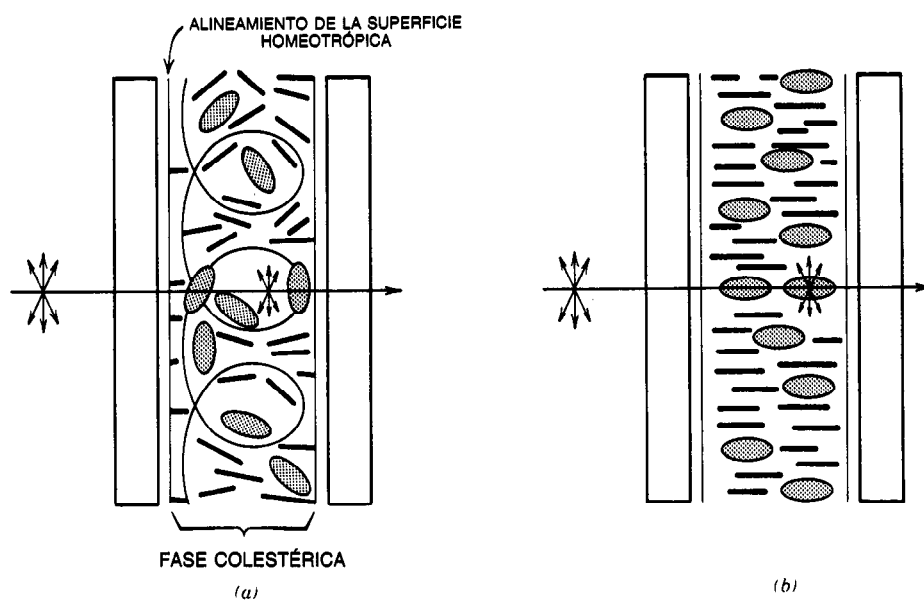


Fig. 15-39. Efecto óptico del modo anfitrión-huésped. a) Estado no energizado. Todas las polarizaciones de la luz que penetra se atenúan fuertemente. b) Estado energizado. Todas las polarizaciones de la luz que penetra se transmiten con poca atenuación.

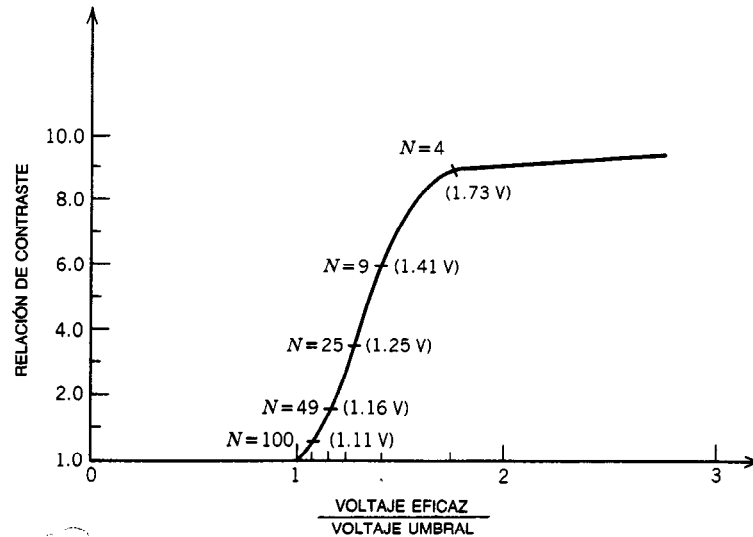


Fig. 15-40. Relación de contraste de una pantalla de cristal líquido en función de la característica normalizada de voltaje eficaz aplicado.

### Características de funcionamiento

**Luminancia.** La característica típica luminancia-densidad de corriente (con la luminancia expresada en nits) que se muestra en la figura 15-45 puede aproximarse sobre su intervalo lineal mediante:

$$L = \beta \frac{I}{A_j} \quad \frac{(\text{ma})}{(\text{cm}^2)}$$

donde  $\beta$  = pendiente

$I$  = corriente del diodo

$A_j$  = área de la unión del diodo

Los valores comunes de  $\beta$  están en el intervalo de 308 a 513 nt/A/cm<sup>2</sup> (90 a 150 lamberts-pie/A/cm<sup>2</sup>)<sup>29</sup>.

El factor de servicio  $D$  del diodo está dado por:

$$D = \frac{L_{\text{prom}}}{L_p}$$

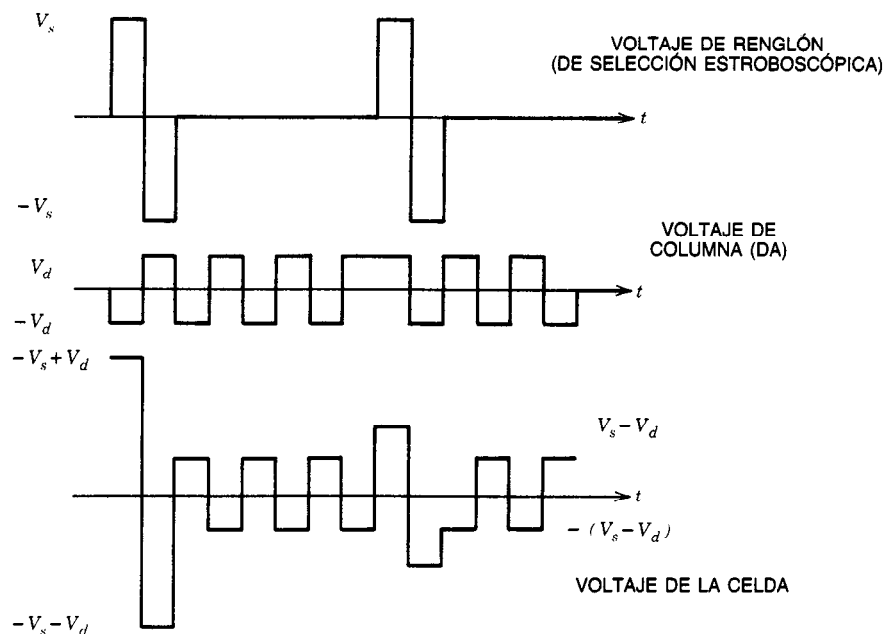
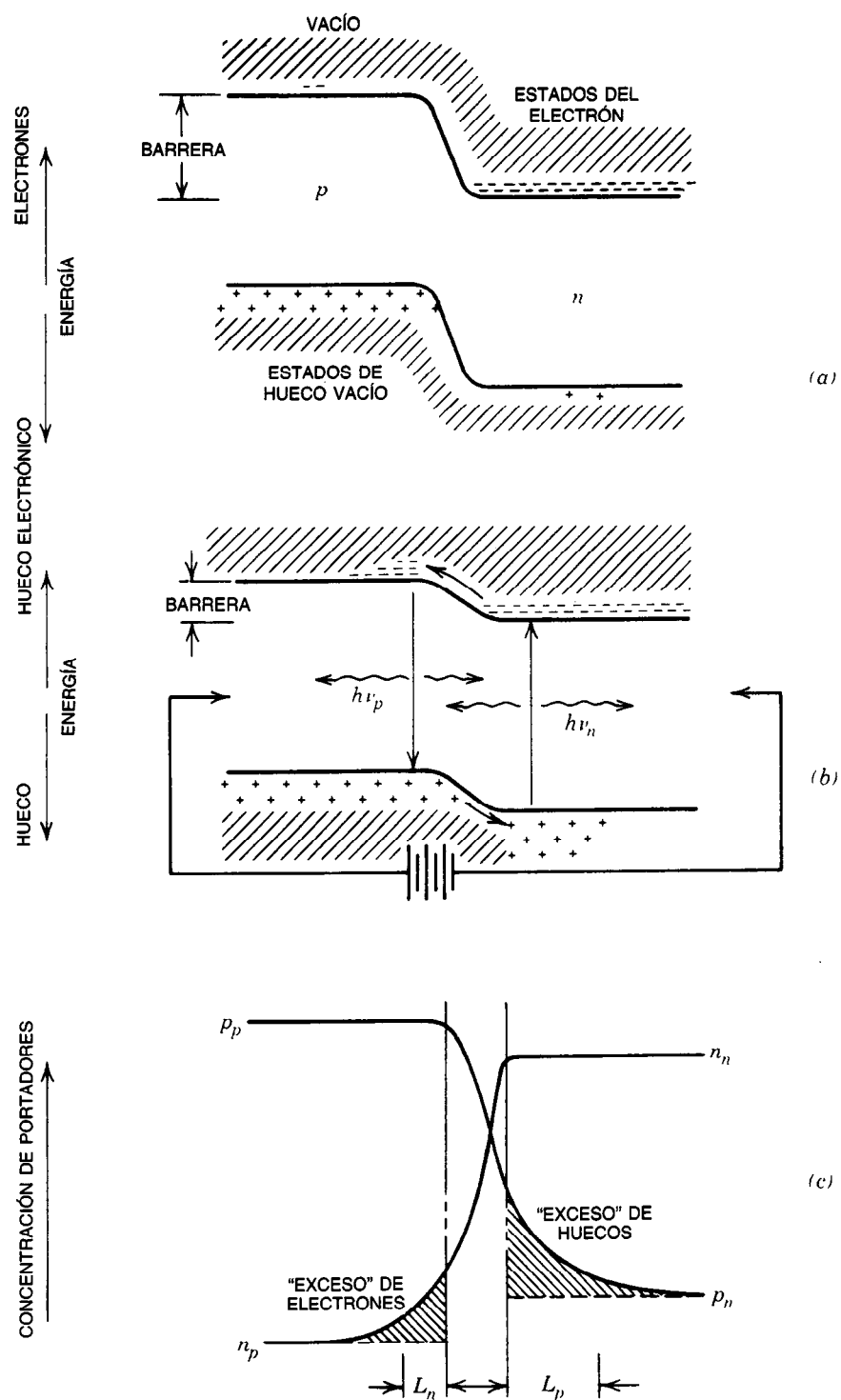
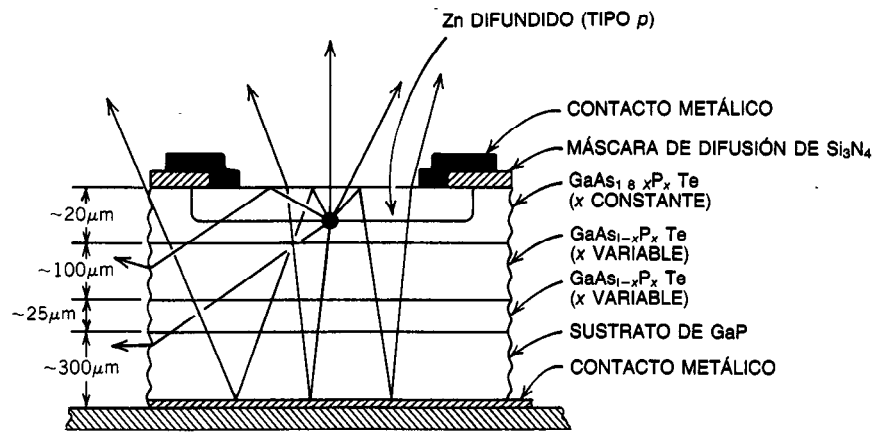


Fig. 15-41. Formas de onda de barrido de cristal líquido según los criterios de voltaje eficaz.



**Fig. 15-42.** Operación de un diodo emisor de luz de unión  $pn$ : a) polarización cero; b) la polarización directa reduce la altura de la barrera de potencial; c) polarización directa, con concentraciones de portadores mayoritarios y minoritarios en los lados  $n$  y  $p$ . Tomado de Craford<sup>29</sup>, con permiso.



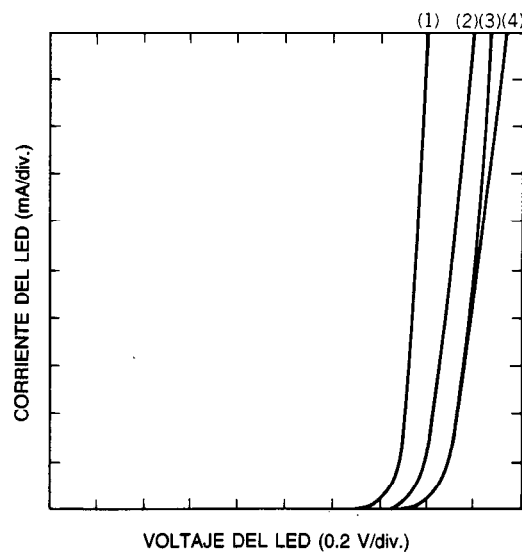


**Fig. 15-43.** Sección transversal esquemática de la estructura de un dispositivo de GaAs<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub>. La impurificación con nitrógeno produce emisión anaranjada, amarilla o verde. La luz emitida hacia abajo se refleja en el contacto metálico. Tomado de Craford<sup>29</sup>, con permiso.

donde  $L_{prom}$  es la luminancia promediada en tiempo deseada y  $L_p$  es la luminancia pico correspondiente a la corriente pico de excitación del diodo.

**Multicanalización.** Las limitaciones en la corriente pico disponible se deben al máximo voltaje permitido de la fuente de potencia, la saturación de la característica  $L-I$ , o la máxima disipación de potencia.

En la figura 15-46 se muestra la condición de excitación que permite la máxima multicanalización, donde un eje es excitado con fuentes de corriente y el otro con fuentes de voltaje. Para determinar la máxima capacidad de multicanalización, la característica  $I-V$



**Fig. 15-44.** Características corriente-voltaje de diversos emisores de color: 1) rojo,  $x = 0.4$ ; 2) anaranjado,  $x = 0.65$ ; 3) amarillo,  $x = 0.86$ ; 4) verde,  $x = 1.0$ . Tomado de Craford<sup>29</sup>, con permiso.

con polarización directa que se muestra en la figura 15-44 se aproxima de la forma siguiente:

$$V_{pa} = V_t + IR_d$$

donde  $R_d$  es la resistencia en serie del diodo (en ohms) que ocurre en los contactos con el diodo y a través de las capas masivas de semiconductor del diodo, e  $I$  es la corriente en sentido directo a través del diodo. El intervalo de esta resistencia es de 1 a  $10 \Omega^{28}$ .

El voltaje directo a través del diodo está limitado por el voltaje de disrupción inversa del diodo,  $V_B$ , y es:

$$(I_p)_{\max} \approx \frac{V_B}{R_d}$$

El número de líneas  $N$  que es posible barrer en una disposición multicanalizada se relaciona con el periodo de regeneración  $T_R$  y con el tiempo requerido para cargar una línea de datos  $T_L$ :

$$N = \frac{T_R}{DT_R + T_L} = \frac{1}{L_{av}/L_p + T_L/T_R}$$

Combinando los resultados anteriores para  $L_p$  e  $I_p$ :

**Tabla 15-7.** Características del diodo emisor de luz de GaAs<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub>

$x$	Color	Longitud de onda pico $\lambda$ (Å)	Voltaje umbral $V_T$ (V)
0.40	Rojo	6 490	1.4
0.65	Naranja	6 320	1.5
0.86	Amarillo	5 890	1.6
1.00	Verde	5 650	1.6

Fuente: M. G. Craford, *Proc. SID* 18:2, con permiso.

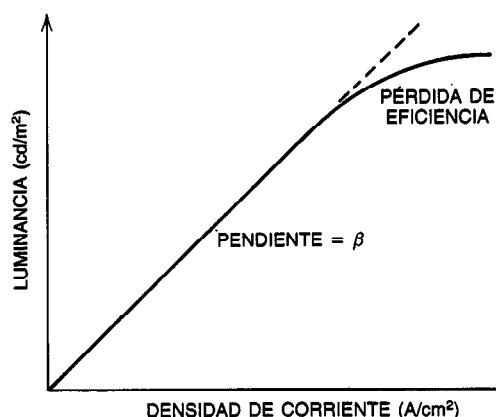


Fig. 15-45. Característica luminancia-densidad de corriente de un diodo emisor de luz.

$$N_{\text{máx}} = \frac{1}{(L_{\text{av}} R_d A_j) / (\beta V_B) + T_L / T_R}$$

Esta restricción no se aplica a los diodos emisores de luz excitados directamente, es decir, a los LED que se excitan de manera individual.

Otra limitación sobre el tamaño máximo de un arreglo matricial de un LED ( $m$  renglones y  $n$  columnas) que puede excitarse se debe básicamente a la corriente máxima que cada uno de los  $m$  excitadores horizontales debe absorber de los  $n$  diodos excitados en paralelo. Esta corriente está limitada por la capacidad del dispositivo excitador y por las caídas óhmicas a lo largo de las líneas de interconexión de los diodos.

**Efectos de la temperatura.** La eficacia lumínica y el voltaje directo varían con la temperatura. Los coeficientes térmicos de luminancia tienen valores típicos de  $-1\%/^{\circ}\text{C}$ . El coeficiente térmico de la caída de voltaje directo suele ser de  $-2.0 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ; la longitud de onda también cambia con la temperatura.

**Tiempos de respuesta.** Los tiempos de respuesta de un LED se encuentran en el intervalo de 10 a 10 000 ns. El tiempo de apagado  $T_{\text{ap}}$  de un LED es el más lento de los dos tiempos de respuesta y depende de la constante de almacenamiento de carga,  $\tau_f$ , y de la relación de corriente en sentido directo  $I_f$  entre corriente inversa  $I_r$ , como en el diodo ordinario:

$$T_{\text{ap}} = \frac{I_f}{I_r} \tau_f$$

**Vida.** La vida de un dispositivo LED suele estar limitada por fallas de adhesión provocadas por vibración, corrosión y flexión, debido a cambios de temperatura. Dependiendo del encapsulado, la vida debe ser de 50 a 250 kh. Con buena tecnología de adhesión y encapsulado, la vida está limitada por fuga superficial, difusión de contaminantes y formación de centros intrínsecos de recombinación no radiativa.

### 15.3.5. Pantallas de plasma (PDP)

#### Materiales y efecto óptico

Cuando a través de una celda de descarga gaseosa se aplica un voltaje superior al voltaje de disrupción del gas, ocurre ionización y se produce una región de luminosidad catódica (región de caída); a través de esta luminosidad aparece la mayor parte del voltaje aplicado.

A fin de minimizar el valor del voltaje de disrupción, se emplean mezclas de Penning, que tienen una cantidad muy pequeña de un aditivo gaseoso cuyo potencial de ionización es aproximadamente igual a (pero menor que) el potencial metastable del gas anfitrión.

Para emisión de luz en el intervalo visible ( $5850 \text{ \AA}$ ), como gas anfitrión se emplea neón, con argón y xenón como aditivos de Penning para alta eficacia. Cuando el gas se disocia, los iones de argón y neón generados en la descarga bombardean la superficie del cátodo, provocando la emisión de electrones secundarios, que mantienen la descarga. Durante este proceso se excitan los átomos de neón y, a medida que decaen a su estado de no excitación, producen la emisión característica naranja de neón.

Para neón-argón, el voltaje de disrupción es bastante constante en el intervalo de 0.1 a 1.0% de argón, con la mayor eficacia lumínica a 0.1%. El voltaje de disrupción de una celda de plasma de CD está dado por<sup>30</sup>:

$$V_B = \frac{(V_B)_{\text{mín}}}{\ln \left[ \frac{2.718 \text{ } pd}{pd_n} \right]} \left( \frac{pd}{pd_n} \right)$$

donde  $p$  es la presión del gas en torr (o milímetros de mercurio) y  $d$  es la separación en centímetros. La cantidad  $pd_n$  es una constante de caída característica del cátodo, que para neón más un 0.5% de argón es de 1.44 torr-cm.

El voltaje mínimo de disrupción  $(V_B)_{\text{mín}}$  está dado por<sup>31</sup>:

$$(V_B)_{\text{mín}} = V_i + \frac{1}{\eta_m} \ln(1/\gamma)$$

donde  $V_i$  = voltaje de ionización del gas, 16.6 V

$\eta_m$  = coeficiente de eficiencia de ionización del gas, 0.029

$\gamma$  = coeficiente de emisión secundaria del material del cátodo para neón, más el 0.5% de argón

En la tabla 15-8 se presentan valores publicados de  $\ln(1/\gamma)$  para diversos materiales del electrodo y para neón, más el 0.5% de argón.

#### Pantalla de plasma de CD (de descarga gaseosa)<sup>32</sup>

**Configuración y características del dispositivo.** En este dispositivo de pantalla, los electrodos están directamente en contacto (acoplados por CD) con el gas. En la figura 15-47 se muestra la configuración de un dispositivo sencillo.

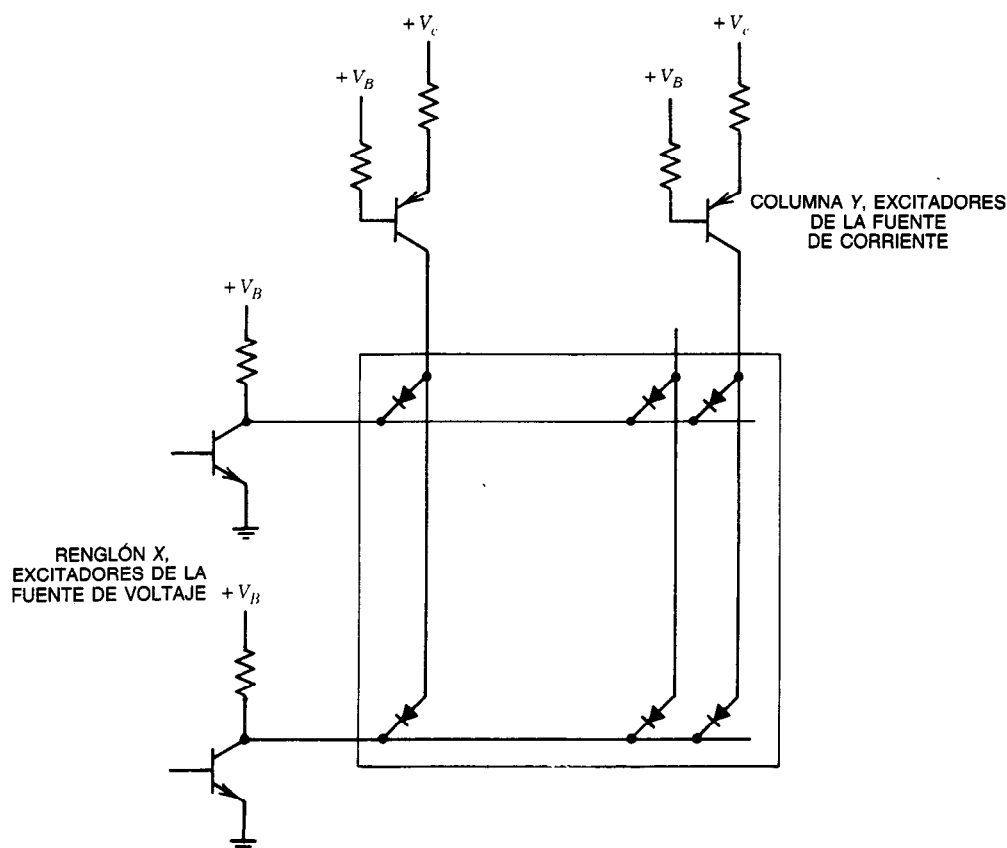


Fig. 15-46. Esquema de accionamiento de un diodo emisor de luz multicanalizado.

#### Características de funcionamiento

- **Multicanalización.** La mayor parte de los paneles de pantalla de plasma de CD se operan en un modo de regeneración. Para un tiempo de regeneración de cuadro de  $T_R$  segundos y un dispositivo cuyo tiempo de ionización  $T_i$  es corto en comparación con el ancho de pulso  $DT_R$ , es decir:

$$DT_R > T_i$$

**Tabla 15-8. Valores de  $\ln(1/\gamma)$  para diversos materiales catódicos con iones de argón incidentes sobre el cátodo**

Material del cátodo	$\ln(1/\gamma)$
Mo (depositado por bombardeo iónico)	2.6
Ni (depositado por bombardeo iónico)	3.6
Mg	2.45
MgO	0.562
CeO <sub>2</sub>	0.89
La <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	0.59

la luminancia promedio está dada por:

$$L_{\text{prom}} = L_p D$$

donde  $L_p$  es la luminancia pico y  $D$  es el factor de servicio. La luminancia pico es proporcional a la corriente pico, es decir:

$$L_p = KI_p$$

Por consiguiente, el factor de servicio es:

$$D = \frac{L_{\text{prom}}}{KI_p}$$

Tomando en cuenta el factor de servicio y el tiempo de carga de datos  $T_L$ , con un periodo de regeneración  $T_R$ , el número de líneas barridas  $N$  está dado por:

$$N = \frac{1}{D + T_L/T_R}$$

donde  $T_L$  se calcula multiplicando el número de líneas  $Y$  por la velocidad de desplazamiento de los datos de entrada. Los valores típicos de  $N$

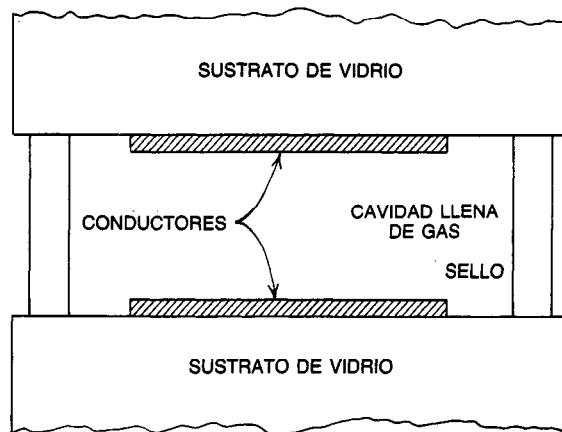


Fig. 15-47. Sección transversal de una celda pantalla de plasma de CD.

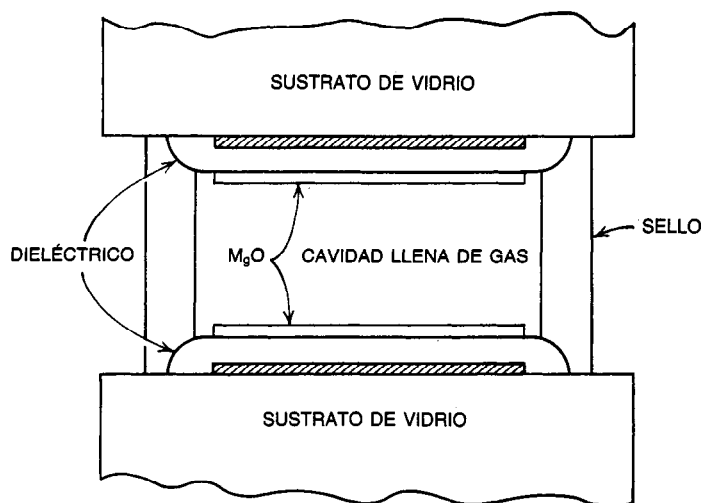


Fig. 15-48. Sección transversal de una celda pantalla de plasma de CA.

varían de 200 a 300 líneas, con una brillantez promediada en tiempo de 86 a 172 nt (25 a 50 lamberts-pie).

- **Resolución.** El límite de resolución de una pantalla de plasma de CD es fijado básicamente por el requisito de que la separación física permita una región de caída del cátodo, y prácticamente por tolerancias derivadas de la manufactura. Los paneles que se están produciendo actualmente presentan una resolución de 2 líneas/mm (50 líneas/pulg).
- **Vida del panel.** En las pantallas de plasma de CD la vida del panel está limitada por el bombardeo iónico del cátodo. La intensidad del bombardeo a una presión dada aumenta superlinealmente con la corriente pico. A fin de prolongar la duración del cátodo se agrega vapor de mercurio, y la vida del panel se especifica entre 30 y 150 kh.

#### Pantalla de plasma de CA<sup>33</sup>

**Configuración y características del dispositivo.** Este dispositivo está acoplado por CA con la descarga, tal como se muestra en la figura 15-48. Por consiguiente, la forma de onda de polarización aplicada debe ser una forma de onda "sostenida" de CA, como se muestra en la figura 15-49. Con cada alternancia de la forma de onda sostenida, el voltaje sostenido es de tal polaridad que se suma algebraicamente con el voltaje de pared, desarrollado en las paredes de la celda por la descarga producida en el ciclo anterior, en caso de que la celda haya sido inscrita previamente una vez. La suma del voltaje de pared y voltaje aplicado sostenido es así suficiente para volver a encender la celda. Entonces, la disrupción del gas provoca el flujo de corriente, que carga la capacitancia de la pared en oposición al voltaje aplicado y extingue la descarga. Sin embargo, en la siguiente alternancia el voltaje aplicado es de nuevo

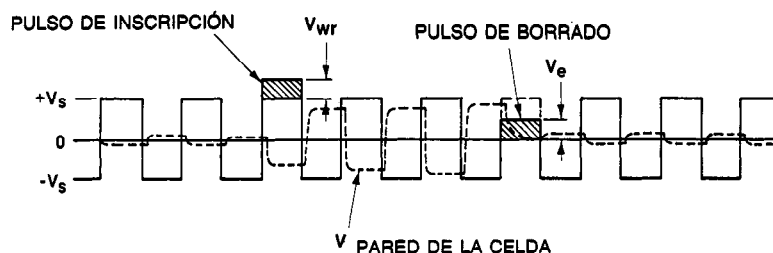


Fig. 15-49. Formas de onda de voltaje sostenida, de inscripción, de borrado y de pared a través de una celda pantalla de plasma de CA.

algebraicamente aditivo al voltaje de pared y provoca que la celda se encienda. Éste es el mecanismo de memoria de la celda pantalla de plasma de CA.

Los parámetros típicos de la celda para una pantalla de 2 líneas/mm (50 líneas/pulg) son un grosor de dieléctrico de 25  $\mu\text{m}$  con 2.32 pF/mm<sup>2</sup>, un material de recubrimiento de óxido de magnesio con coeficiente de emisión secundaria en el intervalo de 0.5 a 0.6, y una separación de 100 a 125  $\mu\text{m}$ . La mezcla gaseosa suele ser neón más un 0.1% de argón a 350 torr.

Los voltajes característicos de esta celda son el voltaje sostenido mínimo ( $V_{s\text{min}}$ ) y el sostenido máximo ( $V_{s\text{max}}$ ). El primero es el valor al que la celda, una vez inscrita, permanecerá encendida; el segundo, al que la celda, una vez borrada, permanecerá apagada.

#### Características de funcionamiento

- **Luminancia.** La luminancia promedio  $L_{\text{prom}}$  es proporcional a la integral de la corriente con respecto al tiempo, y por consiguiente proporcional a la frecuencia sostenida  $f_{\text{sos}}$  (hertz), la capacitancia de la pared  $C_{\text{pared}}$ , y el nivel de operación de voltaje sostenido ( $V_{s\text{op}}$ ), en el intervalo de operación entre ( $V_{s\text{min}}$ ) y ( $V_{s\text{max}}$ ); es decir:

$$L_{\text{prom}} \propto f_{\text{sos}} C_{\text{pared}} [(V_{s\text{op}}) - (V_{s\text{min}})]$$

Un valor típico de la luminancia promediada en tiempo es el de 100 nt (30 lamberts-pie) a una frecuencia sostenida de 40 kHz.

- **Resolución.** Se han demostrado resoluciones hasta de 4.8 líneas/mm (120 líneas/pulg), y se están fabricando paneles de 720  $\times$  432 líneas con 2.8 líneas/mm (70 líneas/pulg)<sup>17</sup>.
- **Temperatura y altitud.** Los cambios en la temperatura ambiente y en la altitud afectan la presión del gas y la separación del panel. Con un aumento de temperatura de 20 a 60 °C, los voltajes de operación suelen cambiar + 0.43%.
- **Vida del panel.** La reducción del margen del panel con el tiempo se analiza con detalle en otros textos<sup>34</sup>. El tiempo de vida del panel, determinado por los requisitos de circuitos, es especificado por muchos fabricantes como mucho más de 30 000 horas de encendido (POH, de *power-on hours*), con un 0.1% de falla eléctrica o un tiempo medio entre fallas mayor de 100 km.

#### 15.3.6 Otras tecnologías de pantallas

##### Pantallas fluorescentes al vacío (VFD)<sup>35, 36</sup>

Éstas son unos dispositivos de triodo al vacío con un recubrimiento de fósforo en el ánodo. Su vida es bastante grande (80 000 h) y emiten un agradable color azul verdoso.

Cuando a la rejilla y al ánodo se aplica un voltaje positivo (10 a 40 V) con respecto al filamento (cátodo), los electrones se aceleran hacia el ánodo, chocan con el fósforo tipo cinc-óxido de cinc, y lo excitan para que emita luz a 5 000 Å. Dado que la mitad de la anchura del espectro de emisión es aproximadamente 1 000 Å, mediante filtrado es posible obtener colores del azul al anaranjado.

Los dispositivos fluorescentes al vacío existen en el mercado en tamaños hasta de 256  $\times$  256 renglones y columnas de elementos de cuadro a resoluciones de 0.5 a 1 línea/mm, con una vida especificada mayor de 100 000 h.

##### Pantallas electroluminiscentes (ELD)<sup>17, 28</sup>

El término electroluminiscencia se refiere a la generación de luz a partir de un material fosfórico cuando a través de él se establece un campo eléctrico. El material más empleado en la electroluminiscencia de CA es el sulfuro de cinc de película delgada. Los adelantos de la electroluminiscencia de CA han avanzado más que los de la electroluminiscencia de CD. Para dispositivos EL de CA se emplean películas delgadas de sulfuro de cinc con un activador de manganeso (< 1.0%).

Para los dispositivos EL de CD se emplean polvos fosfóricos de sulfuro de cinc con un activador de cobre. Estos dispositivos son emisivos (activos) y requieren electrodos transparentes. Actualmente se encuentran en proceso de desarrollo resoluciones de 4 líneas/mm (100 líneas/pulg). La emisión es amarilla. Los voltajes requeridos para este dispositivo se encuentran en el intervalo de 200 a 300 V.

##### Pantallas electrónicas (ECD)<sup>21</sup>

El término electrocromismo se refiere a materiales que presentan un cambio en el espectro de absorción de las moléculas como función de una electrólisis, oxidación y reducción. Varios materiales inorgánicos y orgánicos presentan transiciones de fase sólido-sólido ( $\text{WO}_3$ ), líquido-sólido (viológenos) o líquido-líquido. Con ellos

Tabla 15-9. Atributos y aplicaciones de la tecnología de pantallas

	Tubo de rayos catódicos (CRT), de regeneración	Diodo emisor de luz (LED)	Pantalla de plasma		Pantalla de cristal líquido (LCD), modo nemático girado	Pantalla fluorescente al vacío (VFD)	Pantalla electro-luminiscente (ELD)
			AC	DC			
<b>Atributos</b>							
Núm. de líneas	525-800	100×100	1 024×1 024	320×240	175×175	200×42	180×240
Resolución (líneas/mm)	1-4	1-2	2.4-3.32	0.64-2	4	0.5-1	2-4
Luminancia (nt)	170-500	35-350	35	35	Reflectiva	35	100
Contraste	50	10	30	30	12	10	20
Color	Lleno	R,O,Y,G	Naranja	O,G,R,B		B-G	O-Y
Eficacia (lm/W)	2-7	0.06 <sup>R,G</sup>	0.1-0.3	0.07(0.2)	NA	5.2	1.0
Tiempo de vida (MTBF <sup>a</sup> )	>10 kh	50-250 kh	>100 kh	30-150 kh	30-50 kh	> 100 kh	> 100 kh
<b>Aplicaciones</b>							
Un solo carácter			X	X	X	X	X
Una línea	X	X	X	X	X	X	X
Líneas múltiples	X	X	X	X	X	X	X
Página completa	X		X				
Páginas múltiples	X		X				

<sup>a</sup> MTBF, tiempo medio entre fallas.

se producen dispositivos de pantalla no emisivos (pasivos) de bajo voltaje (1.5 V) y corriente relativamente alta.

### 15.3.7 Atributos y aplicaciones de la tecnología de pantallas

En la tabla 15-9 se presentan algunos atributos y aplicaciones de la tecnología de pantallas.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. D. Judd, B. Judd y Gunther Wyszecki, *Color in Business, Science, and Industry*, 3.<sup>a</sup> ed., Wiley, Nueva York, p. 298.
2. S. L. Smith, "Letter Size and Legibility", *Human Factors* 21(6):661-670.
3. A. T. Buckler, *A Review of the Literature on the Legibility of Alphanumerics on Electronic Displays*, U.S. Govt. Informe n.º ADA 040625.
4. H. L. Snyder, en L. M. Biberman, ed., *Perception of Displayed Information*, Plenum, Nueva York.
5. S. Sherr, *Electronic Displays*, Wiley, Nueva York.
6. A. Sobel, "Some Constraints on the Operation of Matrix Displays", *IEEE Trans. Elect. Dev.*, ED-18(9).
7. N. H. Lehrer, "CRT's: An Overview of their Performance", Conference Record Biennial Display Research Conference.
8. H. Moss, *Narrow Angle Electron Guns and Cathode Ray Tubes*, Academic, Nueva York.
9. H. C. Masterman, "Know Deflection Yoke Specs", *Elect. Des.*
10. F. Christiansen y H. Patil, "Optimizing CRT's for Display Applications", *Proc. SID* 20(2):89-93.
11. F. G. Oess, "CRT Considerations for Raster Dot Alphanumeric Presentations", *Proc. SID* 20(2):81-88.
12. A. Pfahnl, "Aging of Electronic Phosphors in Cathode Ray Tubes", *Adv. Elect. Tube Tech*, pp. 204-208.
13. C. Curtin y otros, "Large Screen Display for Bistable Storage of Up to 17.000 Characters", *Int. Symp. Digest*.
14. A. M. Morrell, "Color Picture Tube Design Trends", *Proc. SID* 22(1):3-9.
15. A. M. Morrell y otros, *Color Television Picture Tubes*, Academic, Nueva York.
16. M. Takata y R. Hirai, "Color Computer Display Tubes", *Int. Symp. Dig.*
17. W. F. Goede, "A Review of Display Technology in Japan", *Information Display*.
18. J. Bun, "Comparative Evaluation of High Resolution Color CRT's", *Int. Symp. Dig.*

19. J. P. Galves, "Multicolor and Multipersistence Penetration Screens", *Proc. SID* **29**(2):95-104.
20. G. J. Sprokel, ed., *The Physics and Chemistry of Liquid Crystal Devices*, Plenum, Nueva York.
21. A. R. Kmetz y F. K. von Willisen, eds., *Nonemissive Electrooptic Displays*, Plenum, Nueva York.
22. J. I. Pankove, ed., *Topics in Applied Physics: Display Devices*, vol. 40, Springer-Verlag, Nueva York.
23. E. P. Raynes, "Recent Advances in Liquid Crystal Materials and Display Devices", Conference Record of Biennial Display Research Conference.
24. Z. Blank y otros, "Design of a Dynamic Scattering Liquid Crystal Material System for Multiplex Operation", Conference Record of Biennial Display Research Conference.
25. D. L. White y G. N. Taylor, "A New Absorptive Mode Reflective Liquid Crystal Display Device", *J. Appl. Physics* **45**:4718-4723.
26. P. M. Alt y P. Pleshko, "Scanning Limitations of Liquid Crystal Displays", *IEEE Trans. Elect. Dev.* **ED-2**(2):146-155.
27. E. Kaneko y otros, "Liquid Crystal Television Display", *Int. Symp. Dig.*
28. J. I. Pankove, ed., *Topics in Applied Physics: Electroluminescence*, vol. 17, Springer-Verlag, Nueva York.
29. M. G. Craford, "Recent Developments in Light Emitting Diode Technology", Conference Record of Biennial Display Research Conference.
30. J. D. Cobine, *Gaseous Conductors—Theory and Engineering Applications*, Dover, Nueva York.
31. J. R. Acton y J. D. Swift, *Cold Cathode Discharge Tubes*, Academic, Nueva York.
32. R. Cola y otros, en B. Kazan, ed., *Advances in Image Pickup and Display*, vol. 3, Academic, Nueva York.
33. T. N. Criscimagna y P. Pleshko, en J. I. Pankove, ed., *Topics in Applied Physics: Display Devices*, vol. 40, Springer-Verlag, Nueva York.
34. P. Pleshko, "AC Plasma Display Panel Aging Model and Lifetime Calculations", *IEEE Trans. Elect. Dev.* **ED-28**(6).
35. K. Kasano y otros, "A 240-Character Vacuum Fluorescent Display and Its Drive Circuitry", *Proc. SID* **21**(2):107-112.
36. T. Nakamura, "Itron VFD's Become Word Processing Displays", *J. Electr. Eng.*

## 15.4 DETECTORES ÓPTICOS

L. S. Watkins

La luz es una onda electromagnética y presenta propiedades de las ondas, como la interferencia, refracción y reflexión en interfaces de medios de diferente densidad. Cuando la luz interactúa electrónicamente con un medio, debe cuantizarse según a la teoría de Planck. El cuanto de luz se denomina fotón y su energía es:

$$E = h\nu \quad (15-31)$$

$\nu$  es la frecuencia de la luz y  $h$  es la constante de Planck,  $6.56 \times 10^{-34}$  J.-s. Como se ve, la energía de cada fotón es muy pequeña e inversamente proporcional a la longitud de onda.

### 15.4.1 Dispositivos fotoeléctricos al vacío

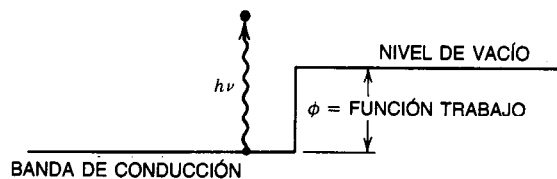
En estos dispositivos se emplea el efecto fotoemisor, en el que la luz que incide sobre una superficie provoca la emisión de electrones. Éstos se colectan en un ánodo polarizado positivamente. En la figura 15-50 se muestra el diagrama de energía para un metal a 0 °K. El electrón situado en el nivel más cercano al nivel de Fermi será despedido de la superficie del metal si recibe una cantidad mínima de energía, igual a la función trabajo  $\phi$  (o trabajo de extracción) para el material. Por tanto:

$$E > \phi \quad (15-32)$$

para la superficie fotoemisiva en particular, y la función trabajo determina la mayor longitud de onda a la cual operará el detector fotoemisor. En la figura 15-51 se muestran algunas curvas típicas de respuesta espectral del fotocátodo.

#### Fotodiodo al vacío

El dispositivo fotoeléctrico más sencillo es el fotodiodo al vacío, que consta de un fotocátodo polarizado negativamente y un ánodo positivo. Se hace incidir luz en la superficie del fotocátodo y se completa un circuito entre el ánodo y el fotocátodo a fin de medir el flujo de corriente, que es directamente proporcional a la intensidad de la luz (o al número de fotones incidentes). No todos los fotones generan fotoelectrones, y las eficiencias cuánticas suelen variar entre 0.5 y 20%.



**Fig. 15-50.** Fotocátodo al vacío. El nivel de vacío corresponde a la energía de un electrón en reposo a una distancia infinita del cátodo. La función trabajo es la mínima energía requerida para llevar un electrón del metal al vacío. Sólo es posible detectar fotones con energía.

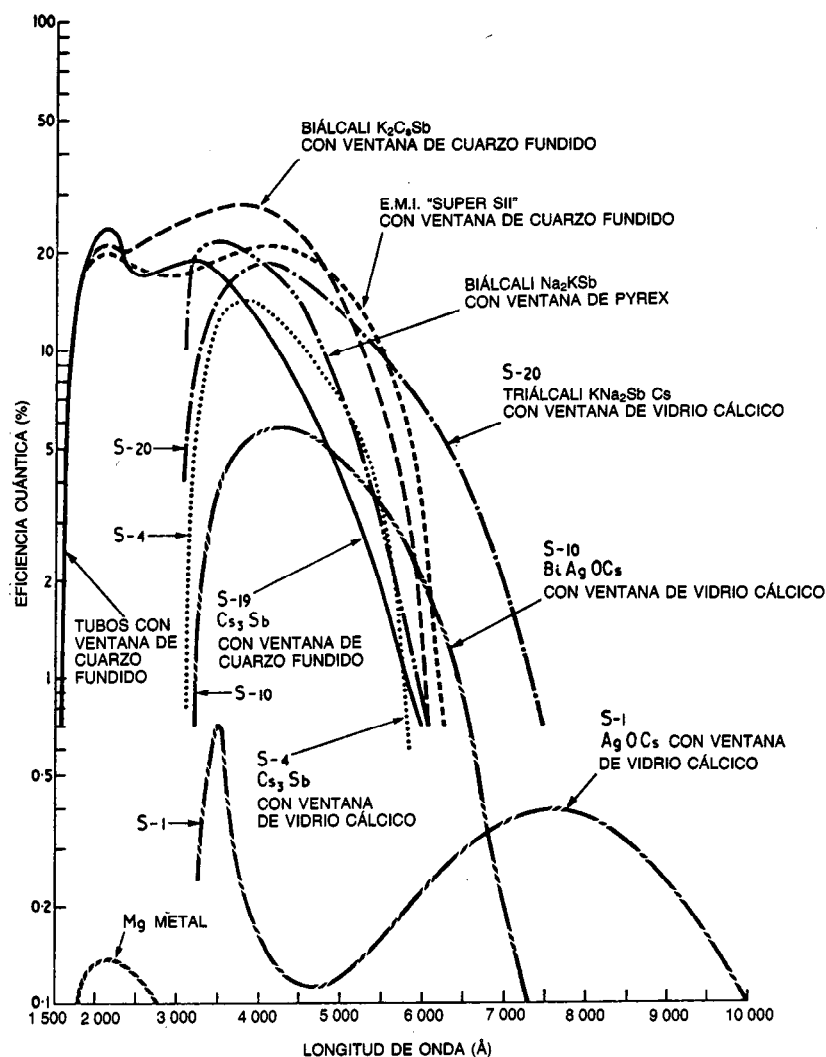


Fig. 15-51. Curvas típicas de sensibilidad espectral de algunos fotocátodos de uso común. Los cátodos individuales presentan variaciones bastante amplias, por lo que estas gráficas sólo proporcionan una indicación aproximada de rendimiento. Tomado de Dance, con permiso.

Los fotodiodos al vacío no son muy sensibles; sin embargo, su muy buena linealidad los hace idóneos para la calibración de luz y en radiometría. Además, son dispositivos de alta velocidad; el tiempo de ascenso está limitado por las fluctuaciones en el tiempo de tránsito de los electrones que llegan al ánodo.

El tubo al vacío presenta excelente estabilidad a corto plazo. Sin embargo, la superficie emisiva se fatiga con la exposición a la luz. Por lo general la superficie se recupera si no ha ocurrido una excesiva iluminación.

La corriente de salida de un fototubo o tubo fotoeléctrico es:

$$i = \frac{Pe\eta}{hv} \quad (15-33)$$

donde  $P$  = potencia óptica incidente  
 $\eta$  = eficiencia cuántica  
 $e$  = carga del electrón.

#### 15.4.2 Fotodiodos de atmósfera gaseosa

A fin de incrementar la sensibilidad a la luz, es posible llenar el fototubo al vacío con argón a aproximadamente 0.1 mm de presión. En este caso los fotoelectrones, en aceleración bajo la influencia del voltaje del ánodo, ionizan las moléculas de argón y crean más electrones.

Por lo general es posible lograr factores de multiplicación de 5 a 10, dependiendo del voltaje aplicado al ánodo.



La mejor aplicación para los fotodiodos de atmósfera gaseosa es en detectores de luz sencillos. El proceso de ionización da por resultado una respuesta creciente no lineal con el nivel de luz y también una respuesta de baja frecuencia de alrededor de 10 kHz.

### 15.4.3 Fotomultiplicadores

El detector más sensible para la radiación visible es el fotomultiplicador. Para generar la emisión secundaria se emplean series de dinodos, y es posible alcanzar ganancias de electrones hasta de  $10^8$ , con sólo una modesta degradación de la linealidad y respuesta de alta

frecuencia de los fotodiodos al vacío. Existen varios diseños de fotomultiplicadores con estructuras de dinodos que optimizan uno u otro de estos requisitos.

En la figura 15-52 se muestran cuatro tipos diferentes de estructura. Los dos primeros corresponden a dinodos no enfocados, que son más eficientes en la colección de electrones. Los dos últimos son tipos enfocados y tienden a dar por resultado una menor variación del tiempo de tránsito y, de este modo, mayor respuesta de frecuencia.

En la figura 15-53 se muestra el circuito normal polarizado. Una cadena potenciométrica proporciona los voltajes para los dinodos; por lo general, la alimenta-

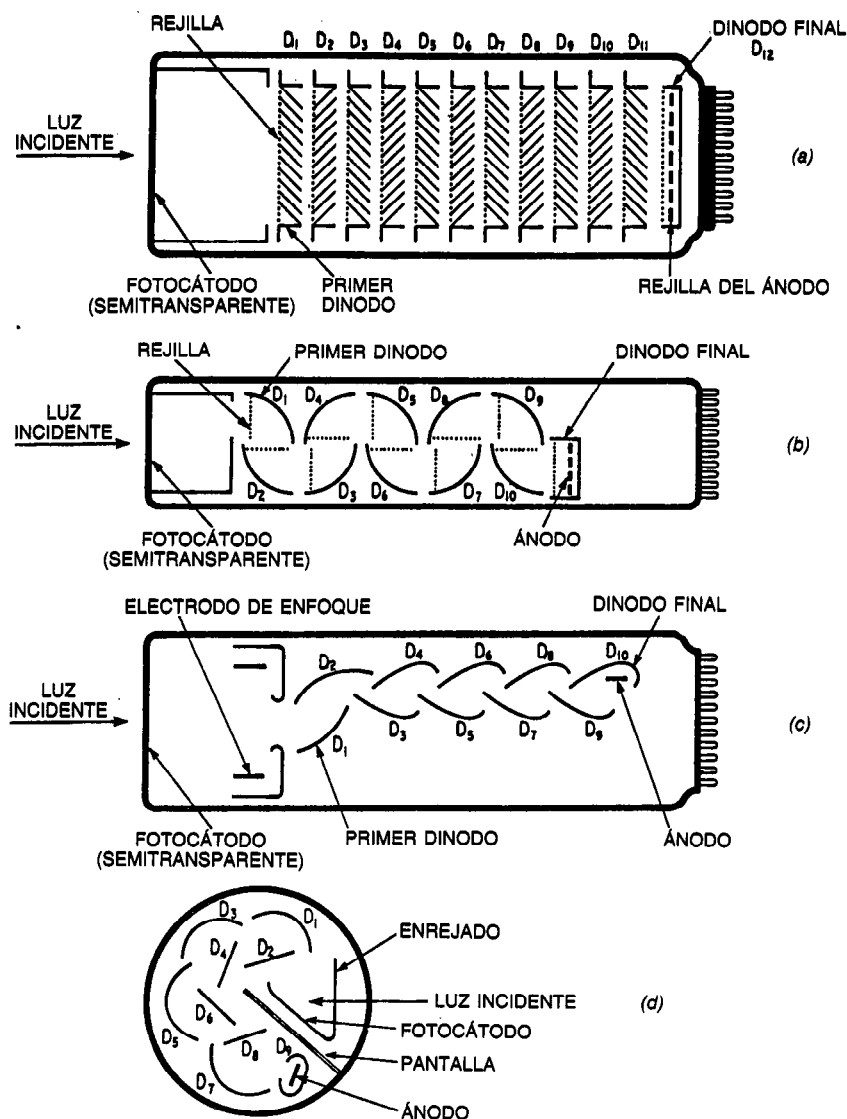


Fig. 15-52. Tipos de dinodos empleados en tubos fotomultiplicadores: a) estructura de persianas venecianas; b) sistema de bosque y rejilla; c) estructura enfocada, y d) sistema de dinodo enfocada con jaula circular. Tomado de Dance, con permiso.

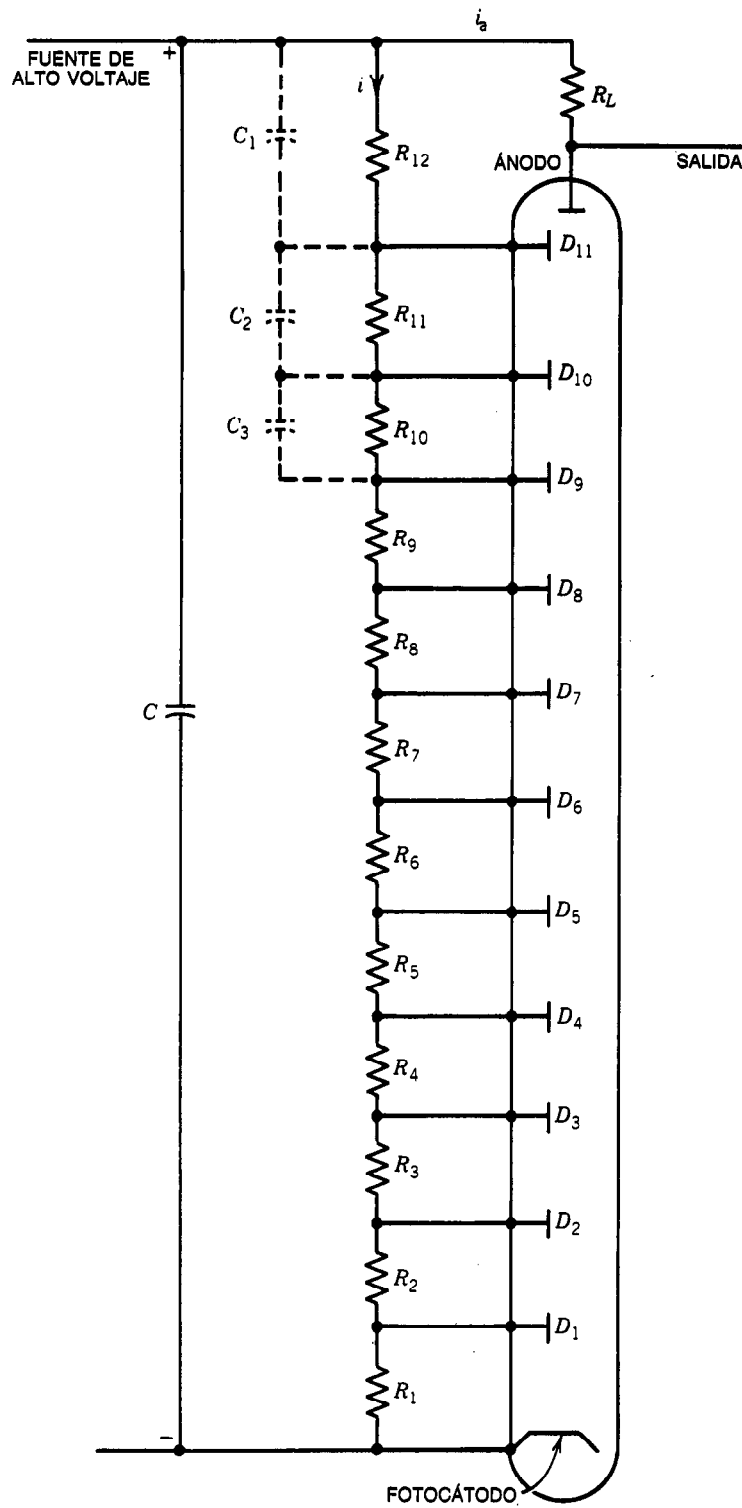
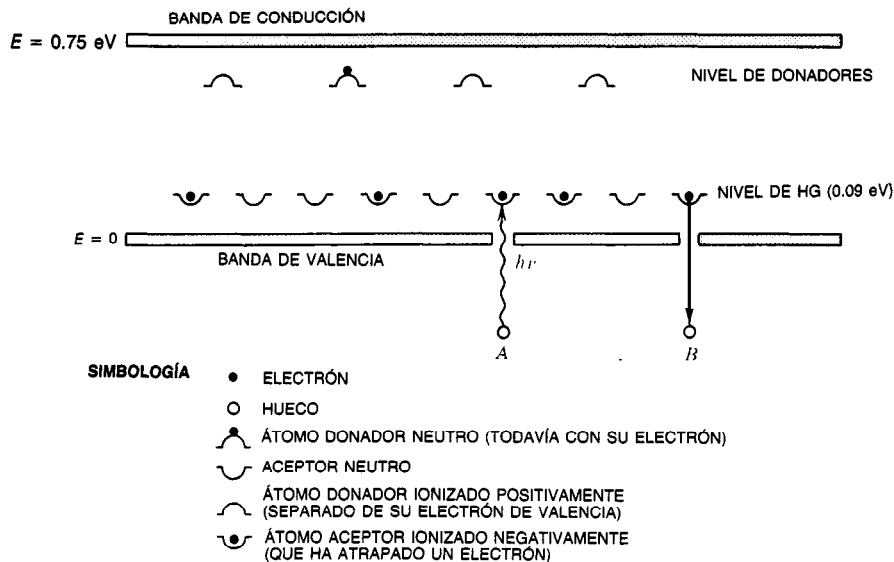


Fig. 15-53. Circuito básico para proveer los voltajes requeridos en el tubo fotomultiplicador y para obtener el voltaje de salida. Tomado de Dance, con permiso.



**Fig. 15-54.** Diagrama simplificado de energía de un semiconductor en el que se muestran los niveles de impurezas donadora y aceptora implicados en los semiconductores fotoconductores.

ción de alto voltaje varía de 700 V a 3 kV, dependiendo de los diseños. El voltaje de salida se toma a través de  $R_L$ . Los capacitores proporcionan un desacoplamiento cuando se requiere respuesta de alta frecuencia, y evitan la saturación de los resistores potenciométricos.

La linealidad de un fotomultiplicador es bastante aceptable, por lo general del 3% sobre tres décadas de nivel de luz.

La saturación suele alcanzarse a altas corrientes de salida, debido a los efectos de carga espacial en el último dinodo.

La ganancia del dispositivo se ajusta por medio de la fuente de alto voltaje. Para aplicaciones en las que la linealidad y estabilidad son importantes, se requiere una fuente de voltaje estabilizada.

La respuesta espectral está regida por las mismas propiedades de respuesta del fotocátodo que se analizaron con respecto a la figura 15-24.

#### Contaje de fotones

Para detectar niveles muy bajos de radiación puede efectuarse contaje de fotones, empleando fotomultiplicadores. Dado que se generan hasta  $10^8$  electrones por cada fotoelectrón, es posible detectar las llegadas de cada fotón.

De cualquier forma, existe bastante campo de estudio en cuanto a las propiedades estadísticas de los campos de luz, medidas mediante la estadística del conteo de fotones<sup>1</sup>.

#### Mecanismo de ruido

Existen dos principales fuentes de ruido en los dispositivos fotoeléctricos al vacío: el ruido cuántico, que se debe a la naturaleza discreta y fluctuante de la corriente generada por los fotones, y el ruido de Johnson en el

resistor de carga. La potencia del ruido está dada para estas fuentes respectivas como sigue:

$$\delta v^2 = GR (2ei \Delta f) + 4kTR \Delta f \quad (15-34)$$

donde  $G$  = ganancia de corriente en el fotomultiplicador (1 para el diodo al vacío)

$i$  = corriente, incluyendo cualquier corriente de señal y oscura (residual) presentes

$R$  = resistencia de la carga

$\Delta f$  = banda de frecuencia de la señal

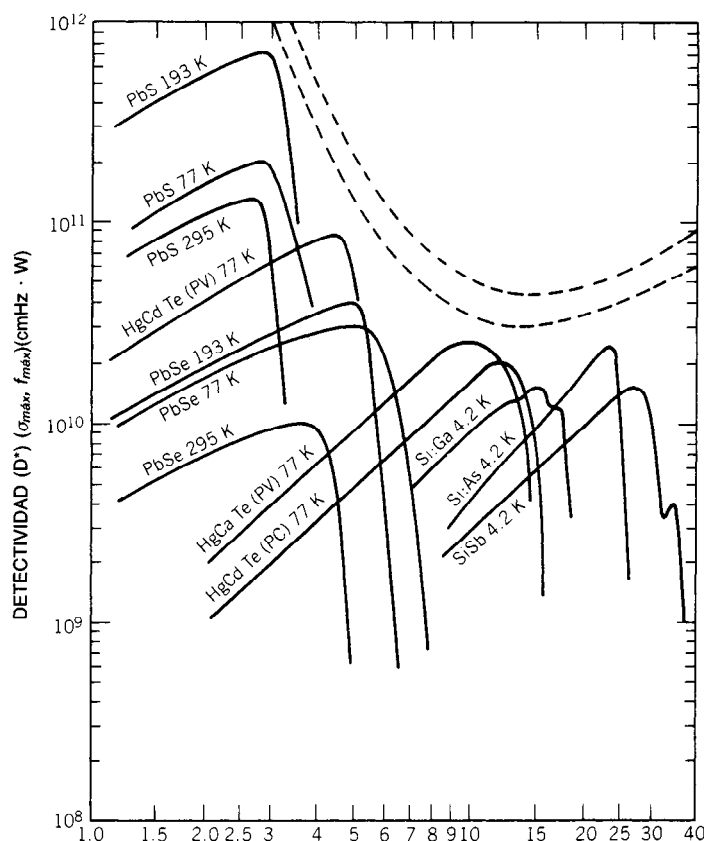
#### 15.4.4 Detectores fotoconductores

Existen dos tipos básicos de fotoconductores: intrínsecos y extrínsecos. La figura 15-54 es un diagrama de energía simplificado de un semiconductor con bandas de conducción y valencia. Separados un poco de ellas dentro de la separación energética se encuentran los niveles de impureza resultantes de los impurificadores donador y aceptor introducidos.

La fotoconducción intrínseca ocurre cuando un fotón con energía  $h\nu$  mayor que la separación energética excita un electrón hacia la banda de conducción, creando un par electrón-hueco. Esto incrementa la conductividad del material. La respuesta espectral del detector está regida por la separación energética del material semiconductor.

#### Amplificación de carga

En un material semiconductor como sulfuro de cadmio tipo  $n$  en el que hay trampas de iones, los huecos bajo la influencia de un campo polarizado serán atrapados durante cierto tiempo. Esto permite que el electrón se mueva hacia el ánodo en vez de recombinarse con un hueco, proporcionando un periodo más grande para el



**Fig. 15-55.** Sensibilidad relativa de varios fotoconductores comerciales. Datos adaptados de publicaciones del Santa Barbara Research Center, con permiso.

incremento en conducción. Se logra una ganancia fotoconductor igual al tiempo medio que el hueco queda atrapado, dividido entre el tiempo de tránsito del electrón en el cristal. Suelen obtenerse ganancias hasta de  $10^4$ .

Por consiguiente, el tiempo de respuesta de estos detectores es bajo, de alrededor de 10 ms, y la salida es bastante no lineal.

#### Efecto extrínseco

El funcionamiento de un fotoconductor extrínseco es parecido al de un detector intrínseco, excepto que el fotón excita un electrón de la banda de valencia hacia el nivel aceptor correspondiente al hueco del átomo aceptor. Como resultado, la energía requerida es mucho más pequeña, lo que explica por qué estos detectores tienen aplicaciones para mayores longitudes de onda. En la figura 15-55 se muestran respuestas comunes de algunos de tales dispositivos.

Dado que el material contaminante determina el nivel de energía del aceptor, se identifica tanto el material anfitrión como el contaminante. Por lo general el nivel de energía es bajo, especialmente cuando se están detectando mayores longitudes de onda y el nivel

se ve muy poblado por la excitación térmica a temperatura ambiente. Así, para lograr detección útil, los dispositivos deben hacerse funcionar a temperaturas de  $N_2$  líquido o menores.

La respuesta de un fotoconductor puede expresarse como la corriente que fluye:

$$i = \frac{P\eta\tau_0ev}{h\nu d} \quad (15-35)$$

donde  $P$  = potencia óptica a la frecuencia  $\nu$

$h$  = constante de Planck

$\nu$  = velocidad de deriva =  $\mu E$ , donde  $\mu$  = movilidad y  $E$  = campo eléctrico

$\eta$  = eficiencia cuántica (a la frecuencia  $\nu$ )

$\tau_0$  = tiempo de vida de los portadores

$e$  = carga del electrón

La amplificación de la carga puede expresarse como:

$$\frac{\tau_0}{\tau_d} \quad (15-36)$$

donde  $\tau_d = d/\nu$ , el tiempo de deriva para que un portador atraviese el cristal.

### Ruido

La principal fuente de ruido es la generación y recombinación de portadores de carga. Dicho ruido es parecido al ruido de perdigoneo en los dispositivos al vacío y se debe a la naturaleza aleatoria de la llegada de fotones. La corriente de ruido está dada por:

$$\bar{i}^2 = \frac{4ei(\tau_0/\tau_d)\Delta f}{1 + 4\pi^2\nu^2\tau_0^2} \quad (15-37)$$

e incluye el hecho de que los portadores se crean y recombinan.

Cuando no se utilizan detectores enfriados, también debe agregarse el ruido de Johnson (ec. 15-34).

### 15.4.5 Fotodetectores de unión

#### Tipos de fotodetectores de unión

**Fotodiodos pn.** En la actualidad, el tipo de fotodetector prevaleciente es el fotodiodo pn. En él se forma una unión pn en el material semiconductor. En la figura 15-56 se muestra el diagrama de energía de un detector con polarización inversa. La luz con mayor energía que la separación energética genera electrones en la región p y huecos en la región n. Si éstos se encuentran dentro de la longitud de difusión de la unión, se mueven hacia ella y son barridos a través de ella por el campo. La luz que incide sobre el área de unión crea pares de huecos que son separados por el campo. En cada caso se agrega una carga electrónica al circuito externo. Si no existe polarización externa, el movimiento de los portadores crea un voltaje externo, con lo que el material p se vuelve positivo. El máximo voltaje que es posible obtener es igual a la diferencia entre los niveles de Fermi de los materiales p y n y tiende al de la separación energética E.

**Fotodiodos pin.** Los portadores generados en la región de la unión experimentan el campo más intenso y son separados más rápidamente, por lo que proporcionan la respuesta más rápida. El diodo pin tiene una capa intrínseca intermedia gruesa y está diseñado para absorber la luz en este punto, donde existe el campo más intenso. Con esto se minimiza la lenta difusión de portadores en las regiones p y n.

La corriente de señal generada por la potencia de la luz incidente P es:

$$i = \frac{Pe\eta}{h\nu} \quad (15-38)$$

que es parecida a la del dispositivo al vacío. De manera análoga, la corriente de salida es lineal con respecto al nivel de luz incidente. Además, existe una corriente oscura o residual, debida a la generación térmica de portadores.

**Fotodiodo de avalancha.** Si la polarización inversa de un fotodiodo se incrementa hasta cerca del valor del voltaje de disrupción, los portadores se acelerarán en la región de agotamiento y adquirirán la suficiente

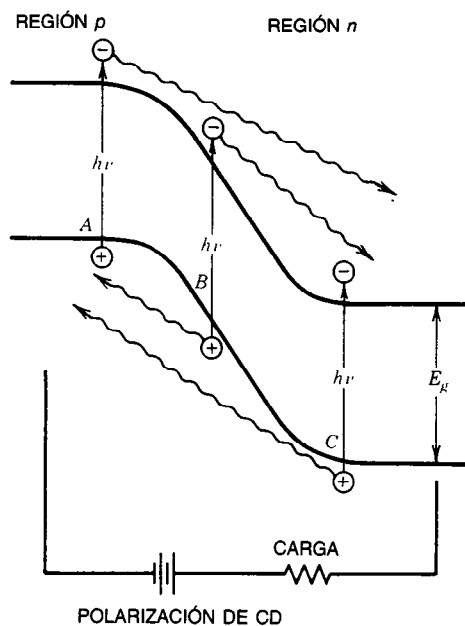


Fig. 15-56. Diagrama de energía en el que se muestran los tres tipos de creación de pares electrón-hueco mediante la absorción de fotones que contribuyen al flujo de corriente en un fotodiodo de unión pn.

energía para excitar otros electrones cercanos hacia la banda de conducción, dando por resultado un efecto de multiplicación (ganancia de avalancha). Son típicas unas ganancias de 50, aunque se han informado valores de más de 2 500.

Los diodos de avalancha se diseñan especialmente de modo que tengan regiones de unión uniformes para manejar los intensos campos aplicados.

**Celda solar.** Ésta es básicamente una unión pn de gran área en silicio optimizada para detectar la radiación solar. En la celda solar se emplean recubrimientos antirreflejantes, a fin de optimizar la retención de la luz.

**Fototransistores.** Éstos son unos transistores normales en los que se hace incidir luz sobre la unión base-colector (polarizada negativamente). La luz actúa de forma parecida a la base, inyectando portadores a la unión. Así, la corriente de colector proveniente de la unión pn se amplifica sobre la corriente fotoceléctrica normal.

**Fototransistor de efecto de campo.** Se trata de un transistor de efecto de campo (FET, de *field effect transistor*) que se emplea para generar portadores que cambien el voltaje de compuerta. Pueden ser bastante sensibles.

#### Características de los fotodetectores de unión

**Respuesta de frecuencia.** La respuesta de frecuencia de los fotodiodos está limitada por tres factores: 1) El tiempo de difusión de los portadores generados en las

regiones  $p$  y  $n$  para alcanzar la unión, 2) la capacitancia de la unión y su combinación con la resistencia del circuito equivalente, y 3) el tiempo de tránsito de los portadores a través de la unión.

**Ruido.** Existen dos fuentes principales de ruido: el ruido de Johnson, debido a los efectos térmicos en la resistencia de carga, y el ruido de perdigoneo del proceso de generación de portadores. La corriente de ruido es:

$$i^2 = 2ei\Delta f + \frac{4kT\Delta f}{R} \quad (15-39)$$

$i$  es la corriente promedio, incluyendo la corriente oscura. En los fotodiodos, el ruido predominante es el de Johnson. Cuando existe ganancia de avalancha, el término del ruido de perdigoneo es mucho mayor y puede ser comparable. La razón de señal sobre ruido aumenta con la ganancia de avalancha, hasta que los dos términos de ruido son comparables. Después de esto, tanto el ruido de señal como el perdigoneo aumentan en la misma proporción (en la práctica, el segundo crece más). También hay otras contribuciones como el ruido de contacto, el ruido térmico por generación y recombinación, etc., en el material semiconductor.

**Detectividad.** Con frecuencia, el rendimiento de un detector se plantea como la detectividad  $D^*$ , que es:

$$D^* = \frac{\sqrt{A\Delta f}}{NEP} \quad (15-40)$$

donde NEP = potencia equivalente de ruido (de *noise equivalent power*) (radiación incidente para una razón de señal sobre ruido de 1)

$A$  = área del detector

$f$  = ancho de banda de la señal

La radiación también se especifica en términos de longitud de onda o de condiciones de cuerpo negro equivalente, con lo que se obtiene una cifra de mérito con la cual comparar diversos detectores.

**Sensibilidad espectral.** En la tabla 15-10 se muestra el intervalo de sensibilidad espectral para detectores semiconductores comunes de fotodiodo. El límite de longitud de onda larga es regido por la separación ener-

gética del material. La longitud de onda corta está limitada por la absorción del material y de cualesquiera ventanas, ya que la radiación debe penetrar a la región de unión a fin de crear portadores.

#### 15.4.6 Fotodetectores de formación de imagen

##### Tipos de fotodetectores de formación de imagen

**Tubos intensificadores de imágenes.** La combinación de una superficie fotoemisiva, un acelerador de electrones y un material de fósforo permite la formación de imágenes visibles a partir de una imagen de una luz incidente sobre la superficie fotoemisiva. Esto tiene dos aplicaciones: el abrillantamiento de una imagen muy débil para propósitos de visión nocturna y la conversión de una imagen no visible, tal como una en luz infrarroja, en una imagen visible.

En la figura 15-57 se muestran dos tipos de dispositivo. En ambos, los electrones se emiten desde la superficie en proporción a la imagen de la luz incidente. Los electrones se aceleran y enfocan sobre la pantalla de fósforo, donde se forma una imagen. Las ganancias de luminancia suelen ser de 50 a 100; sin embargo, es posible amplificarlas con varios tubos en serie.

Las sensibilidades espectrales son las de materiales fotoemisivos existentes en el mercado (fig. 15-51).

**Tubo de cámara orticón.** Existen dos tipos básicos de tubos de cámara de televisión. En uno de ellos, el orticón, se hace uso del efecto fotoemisivo. En la figura 15-58 se presenta la disposición del tubo. La luz que incide sobre el fotocátodo provoca la emisión de electrones, que son atraídos hacia el objetivo polarizado positivamente. El objetivo o "blanco" es una malla y los electrones la atraviesan, deteniéndose sobre la pantalla de vidrio objetivo de los electrones. Esto provoca la emisión de electrones secundarios, que también son colectados por el objetivo. El resultado es un vidrio cargado positivamente sobre el que se forma una imagen de carga que es una réplica directa de la imagen de luz sobre el fotocátodo.

Un haz de electrones de baja velocidad explora y barre el objetivo a fin de neutralizar la carga. Los electrones sobrantes regresan a través de las etapas del multiplicador y generan una corriente en la terminal de salida de señal. De esta forma, la intensidad de corriente está relacionada inversamente con el nivel de luz en cada punto del barrido. El tubo es muy sensible debido a los efectos de almacenamiento de carga y multiplicación de electrones.

**Tubo de cámara vidicón.** El segundo tipo de detector de TV es un tubo de imagen más sencillo en el que se emplea el efecto fotoconductor (fig. 15-59). El haz electrónico de barrido mantiene la parte posterior del fotoconductor a 0 V. Entre barridos la imagen de luz incrementa la conductividad, provocando que la parte posterior se cargue a velocidades variables hacia el voltaje de polarización de 30 V, formando una imagen de carga. El haz electrónico de barrido, al cargar la superficie de nuevo a 0 V, proporciona un flujo de corriente

**Tabla 15-10. Intervalo de sensibilidad espectral de semiconductores comunes**

Semiconductor	Intervalo de longitudes de onda ( $\mu\text{m}$ )
Ge	0.4-1.9
Si	0.1-1.2
GaP	2-4.5
InSb	1.0-5.5
InAs	1.0-3.8
PfSnTe	2.0-18
HgCdTe	1.0-12

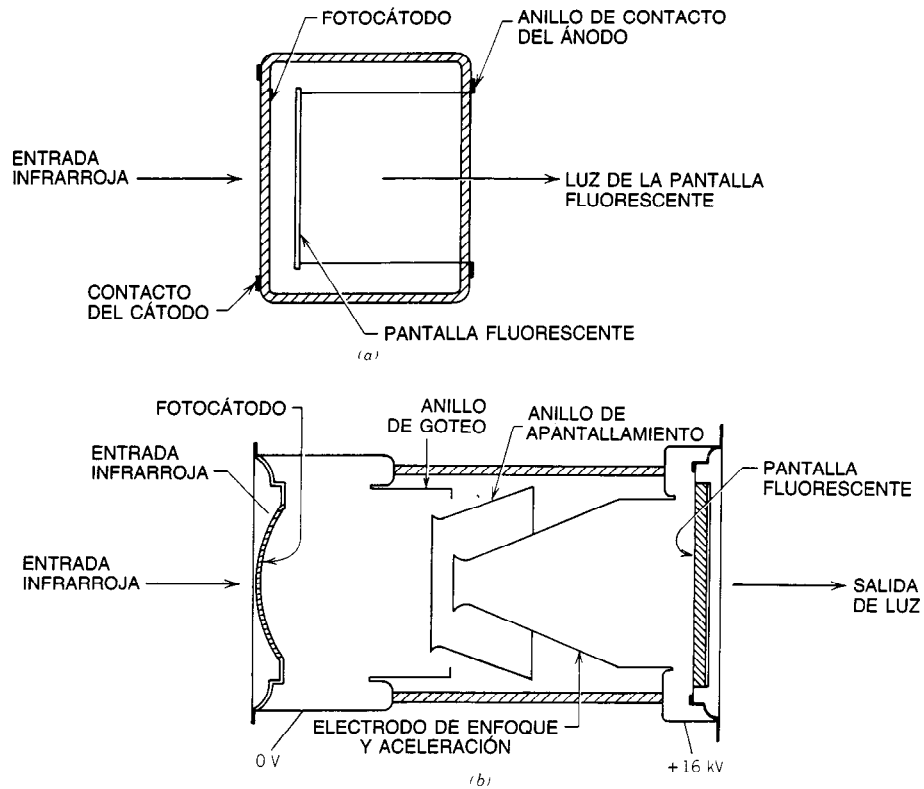


Fig. 15-57. a) y b) Dos tipos de tubos intensificadores de imagen.

hacia la salida en proporción con la carga reemplazada. Por tanto, la salida es una señal proporcional al nivel de luz en cada punto del barrido.

Las desventajas del tubo vidicón son su mayor tiempo de respuesta y menor intervalo dinámico. Con los adelantos recientes en películas fotoconductoras de mayor longitud de onda, ya existen tubos vidicón de infrarrojo con sensibilidades inferiores a  $1 \mu\text{m}$ . Las ventajas son su sencillez y facilidad de uso.

**Tubo de cámara disectora de imagen.** En el tubo disector de imágenes, que se muestra en la figura 15-60, se emplea una lente electrostática de formación de imagen para enfocar los fotoelectrones procedentes del fotocátodo sobre el plano de imagen. Un pequeño orificio con un multiplicador de electrones detecta los electrones que provienen de un punto específico del fotocátodo. Este dispositivo es relativamente insensible en comparación con otros dispositivos; sin embar-

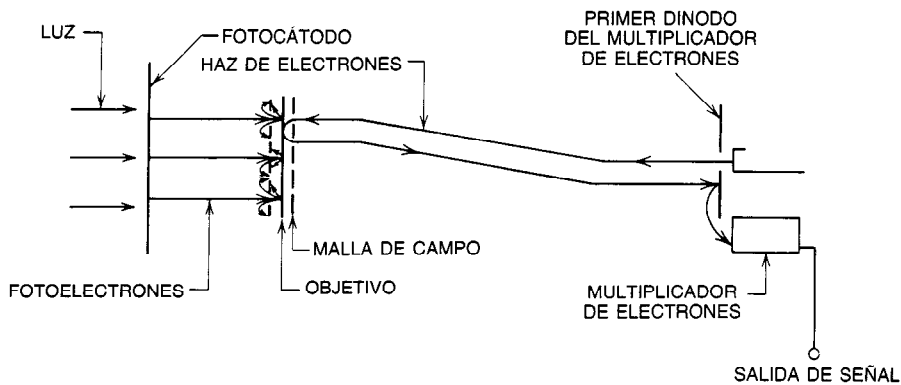


Fig. 15-58. Diagrama esquemático de un tubo de cámara orticón. Tomado de RCA, *Electro-Optics Handbook*, RCA, Solid State Division, Lancaster, PA, con permiso.

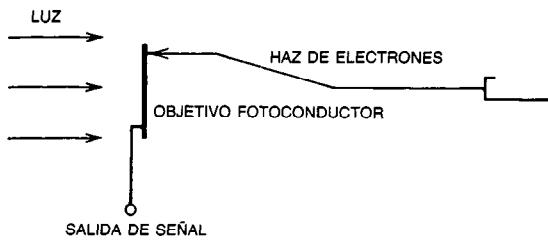


Fig. 15-59. Diagrama esquemático de un tubo de cámara vidicón. Tomado de RCA, *Electro-Optics Handbook*, RCA, Solid State Division, Lancaster, PA, con permiso.

go, no es necesario explorarlo por barrido, por lo que es de utilidad para aplicaciones de seguimiento, o cuando se requiere acceso aleatorio a una imagen.

**Redes de diodos.** Un adelanto reciente son los detectores en forma de redes (o arreglos) de estado sólido, que pueden ser de la forma de red lineal o bidimensional.

En la figura 15-61 se muestra el diagrama esquemático de una red lineal. El dispositivo consta de una red de fotodiodos de unión *pn*. El diodo tiene su propia capacitancia, capacitancia agregada conectada en paralelo, o ambas. La luz incidente carga la capacitancia, donde la carga es el producto entero de la intensidad de la luz y el tiempo de exposición del diodo.

El acceso a estos diodos es de forma sucesiva, y la carga es eliminada por medio de circuitos locales integrados en el dispositivo. Por tanto, la salida es una sucesión de pulsos de carga. La carga es proporcional a la intensidad de la luz y al tiempo de exhibición, que suele ser el tiempo entre barridos cuando se accede al diodo.

Dado que las redes de diodos son de estado sólido, son detectores bastante robustos, por lo que la localización de los diodos se conoce y fija con precisión. Por tanto, estos dispositivos son muy adecuados para mediciones ópticas lineales o bidimensionales precisas. Los dispositivos pueden ser muy sensibles y contar con sensibilidad variable, ya que los diodos integran la señal del fotoelectrón hasta que se accede a ellos. La sensibilidad espectral es la del material del fotodiodo; en la actualidad, la mayor parte de los dispositivos están hechos a base de silicio debido al estado de adelan-

to de la tecnología de los circuitos integrados. Además de las sensibilidades espectrales visible, normal y de infrarrojo cercano, se han logrado aplicaciones en la detección de rayos  $X^2$ .

#### Función de transferencia de modulación (MTF)

Este término se emplea para describir la resolución de la formación de imágenes. Es análogo a la "respuesta de frecuencia" de un circuito electrónico, y su uso permite predecir el rendimiento de la formación de imágenes en una serie de dispositivos ópticos y electroópticos. En la figura 15-62 se muestra una curva típica MTF (de *modulation transfer function*). La función de transferencia opera sobre la intensidad o flujo de luz y se mide como función de la frecuencia lineal espacial; por ejemplo, en ciclos por milímetro. Por tanto, en caso de requerirse la respuesta de una cámara de TV, la siguiente ecuación es idónea:

$$M_{TOT} = M_L \times M_v$$

donde  $M_L$  y  $M_v$  son las funciones de transferencia de modulación de la lente y del tubo vidicón, respectivamente.

Si la cámara estuviese formando una imagen a franjas en blanco y negro en la que la variación de densidad del negro al blanco fuera sinusoidal, entonces la amplitud de la señal sinusoidal del vídeo sería  $M_{TOT}$  veces la salida de CD de una imagen blanca sólida.

#### 15.4.7 Aplicaciones de los detectores

A continuación se presenta un resumen de las aplicaciones de los detectores ópticos.

1. **Fotodiodos al vacío.** Radiometría y detectores de alta velocidad para longitudes de onda menores de  $1.1 \mu\text{m}$ .
2. **Fotodiodos de atmósfera gaseosa.** Sencillos detectores de encendido-apagado para longitudes de onda menores de  $1.1 \mu\text{m}$ , codificadores ópticos, tacómetros, alarmas, etcétera.
3. **Fotomultiplicadores.** Detectores de velocidad media y, si se requiere, muy alta sensibilidad para longitudes de onda menores de  $1.1 \mu\text{m}$ . Se emplean en contadores de escintilación nuclear, dispersión de la luz y para la medición de luz.

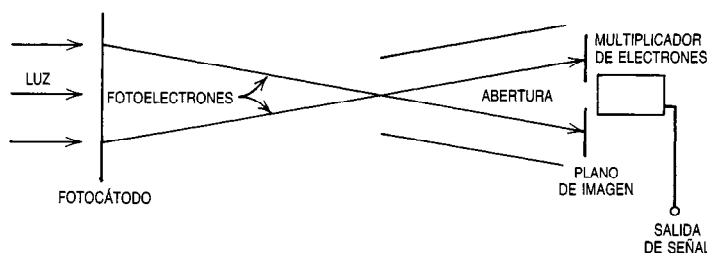
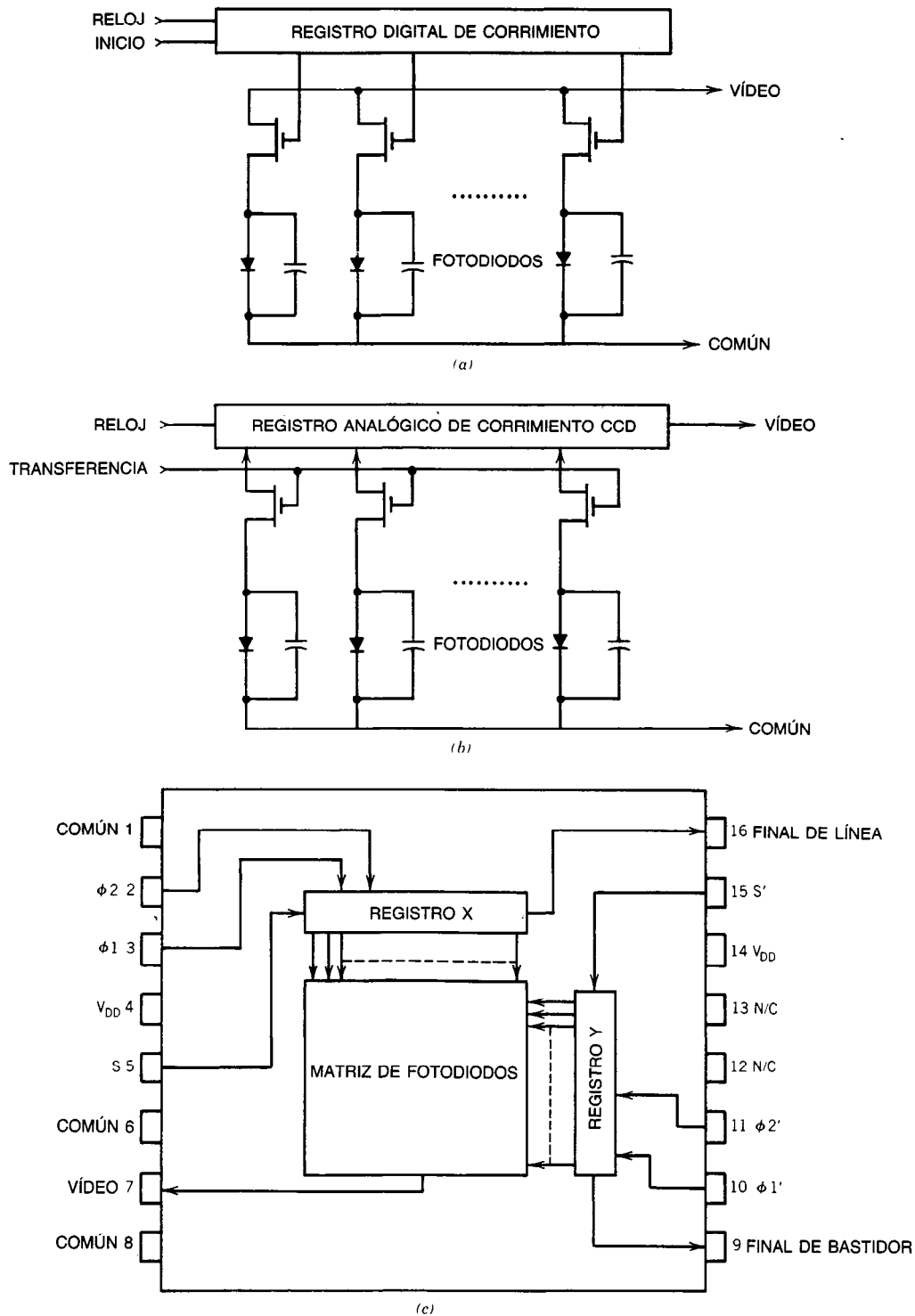
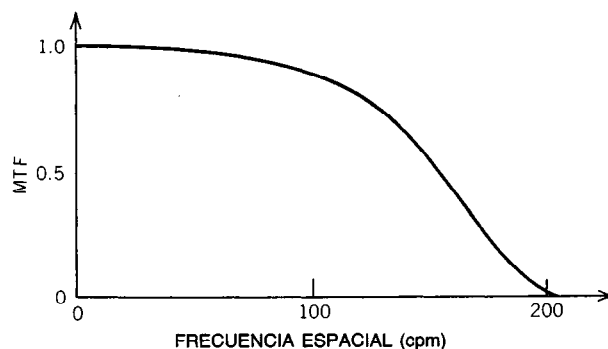


Fig. 15-60. Diagrama esquemático de un tubo de cámara disectora de imagen. El campo magnético provoca la deflexión del barrido. Tomado de RCA, *Electro-Optics Handbook*, RCA, Solid State Division, Lancaster, PA, con permiso.





**Fig. 15-61.** Diagramas esquemáticos de detectores de red de diodos; a), b) detectores lineales que presentan diferentes circuitos para registrar cargas individuales en los capacitores de los fotodiodos; c) disposición de un detector bidimensional. Tomado de Reticon Catalog, Reticon Corp., subsidiaria de EG&G, Inc., CA, con permiso.



**Fig. 15-62.** Ejemplo de una curva de función de transferencia de modulación (MTF) para un sistema óptico de formación de imagen. Los componentes de la imagen a 130 cpm serían sólo la mitad de brillantes, mientras que los componentes a 200 cpm no tendrían ninguna resolución.

4. **Fotoconductores intrínsecos con amplificación de carga.** Sencillos detectores de luz de encendido para longitudes de onda visible y de infrarrojo cercano; las mismas aplicaciones que en el punto 2, y además como medidores de luz.
5. **Fotoconductores extrínsecos.** Detectores de infrarrojo, por lo general en aplicaciones especiales debido a la necesidad de enfriamiento con  $N_2$  líquido.
6. **Fotodiodos de unión.** Detectores de uso general para longitudes de onda visible y de infrarrojo cercano. Igual que el número 2, además de su empleo como optoaisladores, medidores de luz, para comunicaciones ópticas, en celdas solares, etcétera.
7. **Diodos pin.** Para aplicaciones de velocidad superior, principalmente en comunicaciones ópticas y en espectroscopia de pulsos.
8. **Fotodiodos de avalancha.** Para aplicaciones más sensibles, a fin de obtener la máxima razón de señal sobre ruido, esencialmente en comunicaciones ópticas.
9. **Fototransistores y fototransistores de efecto de campo.** Como simples detectores de luz cuando se requiera más sensibilidad.
10. **Tubos intensificadores de imágenes.** Utilizados para abrillantar imágenes o para visión de infrarrojo. Miras telescópicas para visión nocturna, astronomía, física de plasmas, fluoroscopia de rayos X, bioluminiscencia, visualización de trayectorias de partículas nucleares en un escintilador, etcétera.
11. **Cámaras orticón.** En esencia, un detector de cámara de TV, principalmente para aplicaciones en estudios.
12. **Cámaras vidicon.** Tubo de cámara de TV de uso general para CCTV y cámaras portátiles, así como en visión de infrarrojo.
13. **Disectores de imágenes.** Aplicaciones de seguimiento, guía y adquisición (fijación) del blanco.
14. **Redes de diodos.** Aplicaciones en medición de imágenes, calibración y control óptico, lectores ópticos.

## BIBLIOGRAFÍA

### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. B. Crosignani, P. DiPorto y Bartolotti, *Statistical Properties of Scattered Light*, Academic, Nueva York.
2. Reticon Corp., subsidiario de EG&G, Inc., Application notes # 101.

### LIBROS Y REVISTAS

- S. W. Amos y D. C. Birkinshaw, *Television Engineering: Principles and Practice*, ILIFFE, Londres.
- W. E. Barrows, *Light, Photometry and Illuminating Engineering*, McGraw-Hill, Nueva York.
- J. C. Daintz y R. Shaw, *Image Science*, Academic, Nueva York.
- J. B. Dance, *Photoelectronic Devices*, ILIFFE, Londres.
- R. H. Kingston, *Detection of Optical and Infrared Radiation*, Springer, Nueva York.
- A. Yariv, *Introduction to Optical Electronics*, Holt, Rinehart & Winston, Nueva York.

## 15.5 CONVERTIDORES FOTOVOLTAICOS DE ENERGÍA SOLAR

### Martin Wolf

En los convertidores fotovoltaicos de energía solar se emplea el flujo de radiación electromagnética (fotones) disponible en la luz solar, a fin de generar una energía eléctrica idónea para satisfacer una carga dada. Tales cargas pueden, como las terrestres, variar desde un reloj o una calculadora de bolsillo (de CD, potencia incontrolada en el intervalo de los miliwatts) hasta una línea de alimentación en una red pública (de CA, frecuencia y voltaje altamente controlados, muchos megawatts), o bien pueden ser las necesidades de una nave espacial.

Los convertidores son parte de un sistema que contiene, en el orden del flujo de energía, los siguientes subsistemas (fig. 15-63):

- Concentrador óptico (opcional).
- Redes fotovoltaicas o campo de redes fotovoltaicas (el convertidor mismo).
- Almacenamiento de energía (opcional).
- Acondicionamiento y control de energía.

Es posible distinguir tres tipos de sistemas fotovoltaicos de energía solar (fig. 15-64). Tales tipos presentan problemas técnicos específicos que todavía deben resolverse (tabla 15-11), así como los problemas comunes de mayor reducción de sus costos para que sean competitivos. En algunas aplicaciones especiales se emplea una red fotovoltaica por sí misma; puede constar de apenas algunas celdas solares interconectadas y encapsuladas (e incluso sólo una celda [célula]), como las que se emplean para hacer funcionar una calculadora de bolsillo o algunos juguetes.

Los sistemas patentados comerciales son actualmente en su mayor parte sistemas completos o bien sus componentes instalados. El componente fotovoltaico más comercializado es el módulo; en la figura 15-65 se muestran varios tipos. Algunos módulos tienen celdas circulares, lo que da por resultado un bajo factor de encapsulado, mientras otros cuentan con celdas rectangulares o cuadradas a fin de obtener un alto factor de encapsulado. Un módulo tiene celdas cuadradas con las esquinas recortadas, lo que permite una mejor utilización de las tabletas semiconductoras redondas y, por tanto, un factor de encapsulado más bien alto.

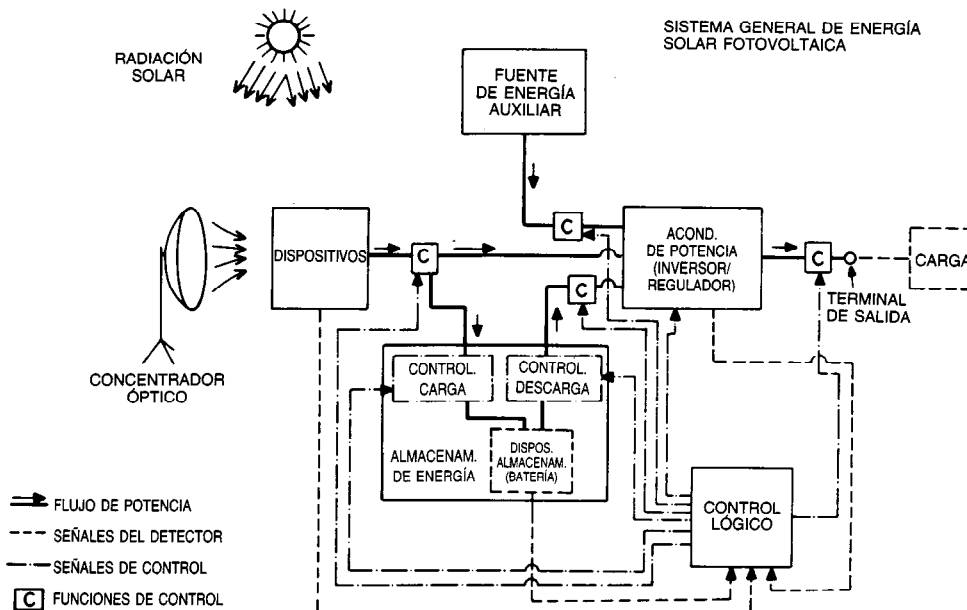
**Tabla 15-11. Principales problemas con los sistemas fotovoltaicos de energía solar**

Tipo de sistema	Área del problema
Desatendido	Almacenamiento de energía
Instalación de reserva con importante almacenamiento de energía	Almacenamiento de energía, principalmente en baterías: duración, eficiencia, costo
Conectado a la red pública	Interfaz con la red pública: estabilidad, protección contra fallas, seguridad del personal  Gran intervalo: límite de capacidad para DSG (almacenamiento o generación distribuidos)

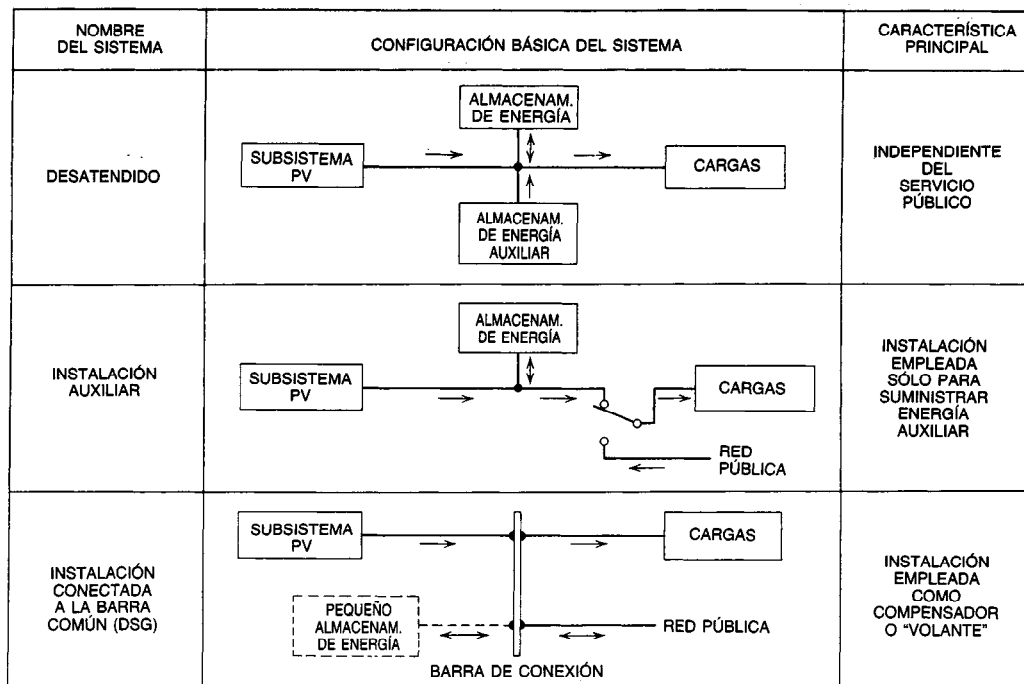
### 15.5.1 Redes (fotovoltaicas)

La red es la unidad básica de conversión de energía del sistema fotovoltaico. Está compuesta por "módulos" que pueden conectarse eléctricamente en serie y en paralelo a fin de lograr el voltaje y la corriente deseados en el dispositivo, respectivamente (fig. 15-66).

El dispositivo contiene una estructura mecánica que facilita el montaje de los módulos y las interconexiones eléctricas entre ellos. Si se coloca en el piso, también cuenta con bases para asegurar su integridad y estabilidad en condiciones de carga por viento o nieve.



**Fig. 15-63.** Diagrama de bloques del sistema general fotovoltaico de energía solar. El sistema contiene, como mínimo, la red o campo de redes. Los demás bloques son opcionales. La carga puede ser un consumidor local de energía eléctrica o la red pública.



**Fig. 15-64.** Diagramas de bloques de los tres principales tipos de sistemas fotovoltaicos de energía solar, clasificados conforme a la relación del sistema con la red pública. "DSG" se refiere al término de uso común "almacenamiento o generación distribuidas" (de *distributed storage or generation*)<sup>1</sup>.

Opcionalmente, si la red está montada sobre alguna construcción, debe contarse con elementos de sujeción a la estructura del edificio.

La red suele contener medios para la fácil conexión o desconexión de los módulos individuales; por ejemplo, para sustitución o reparación. (Un módulo conserva su voltaje de salida y su capacidad de entregar corriente hasta el valor de su corriente de cortocircuito mientras sobre él incide luz, incluso si está desconectado de la red.)

El diseño de una red o de un campo de redes depende del lugar y la carga específicos, y su construcción requiere considerable trabajo sobre el terreno.

#### Redes fotovoltaicas planas

En caso de no emplearse un concentrador óptico, entonces la primera superficie de un colector solar que intercepta la radiación solar suele ser plana. Las redes fotovoltaicas sin dispositivos para la concentración óptica se denominan en consecuencia redes planas. Cuando se montan con orientación fija son especialmente idóneas para incorporarse a la estructura de un edificio (fig. 15-67).

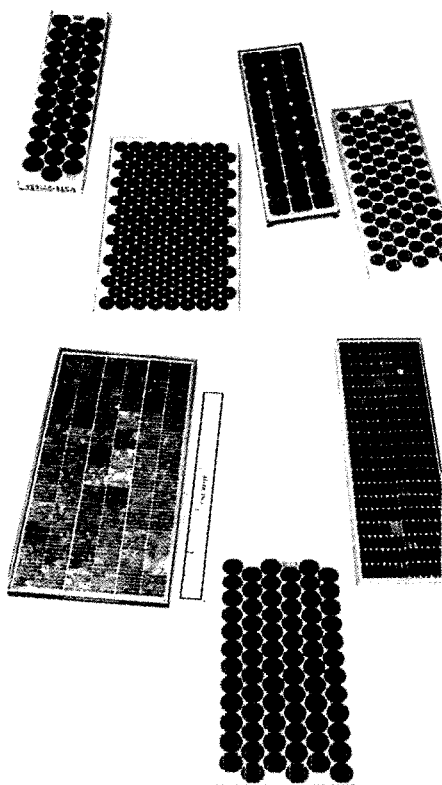
#### Redes fotovoltaicas concentradoras

Para la conversión fotovoltaica también debe considerarse cualquier tipo de concentrador óptico que haya sido de utilidad para la conversión de energía solar en energía térmica. Esto incluye los sistemas concentradores unidimensionales y bidimensionales de los tipos

reflector y refractor (fig. 15-68). Para el primero se prefieren lentes de Fresnel, debido a la reducida masa requerida. Con las redes fotovoltaicas se han empleado relaciones de concentración desde apenas un poco más que la unidad hasta varios miles, y parece que la tendencia es hacia concentradores con altas relaciones (de 50 o mayores) [fig. 15-69].

Para los sistemas concentradores fotovoltaicos, la red convertidora suele contener una o más filas de celdas solares conectadas en serie a fin de multiplicar el voltaje de salida del nivel de 0.5 a 1 V de la celda individual, en vez de conectar en paralelo las celdas, con lo que se multiplicarían los ya de por sí altos niveles de corriente. Sin embargo, cualquier no uniformidad de radiación tiene mucha mayor influencia sobre el rendimiento de las celdas en una fila en serie de la que tendría en un grupo de celdas conectadas en paralelo. Por tanto, la uniformidad de radiación en la superficie focal suele ser un criterio importante al elegir un concentrador para un sistema fotovoltaico, junto con la disposición de las celdas solares en esta superficie focal.

Dado que las redes concentradoras excluyen de manera creciente la radiación solar indirecta con el aumento de las relaciones de concentración, su aplicación es de bastante utilidad especialmente en climas áridos (fig. 15-70). Asimismo, debido a sus requisitos más elevados de mantenimiento en comparación con los de las redes planas, se emplean con mayor frecuencia en estaciones atendidas.



**Fig. 15-65.** Módulos fotovoltaicos comerciales disponibles que es posible obtener de diversos fabricantes. Algunos módulos tienen celdas circulares, lo que da por resultado un bajo factor de encapsulado, mientras que otros tienen celdas rectangulares o cuadradas a fin de obtener un alto factor de encapsulado. Tomado del folleto DOE/JPL sobre el proyecto de red solar de bajo costo, Jet Propulsion Laboratory Report N.º 5101-178 Rev. C., con permiso.

### Redes fotovoltaicas de seguimiento

La salida de energía de una red plana varía con el ángulo de incidencia  $i$  de la radiación, aproximadamente proporcional a  $\cos i$ . Para  $i \leq 60^\circ$ , la aproximación suele ser bastante aceptable. En esta relación cosenoidal se supone que la temperatura de la red permanece constante con el cambio del ángulo de inciden-

cia, y que la radiación indirecta del cielo representa una contribución insignificante a la irradiancia solar total,  $H$ . El "seguimiento" implica mantener el ángulo de incidencia  $i$  tan cerca de cero siempre que sea práctico y económico hacerlo. Esto significa cambiar la orientación de la red con respecto a la superficie de la Tierra de manera continua o a intervalos prácticos. El seguimiento se realiza de manera manual o, con mayor frecuencia, automáticamente. Cuando se aplica una relación de concentración óptica mayor de 5, es necesario el seguimiento. Incluso para redes planas, la relación actual de precio entre los módulos y los componentes mecánicos y electrónicos para el seguimiento, incluyendo su instalación, indica que el empleo del seguimiento tiene ventajas económicas en muchos climas. El seguimiento bidimensional (p. ej., azimut y elevación o declinación y ángulo horario) es predominante (fig. 15-71), aunque algunas veces se emplea el seguimiento automático del ángulo horario en un sistema montado ecuatorialmente, con ajuste manual periódico del ángulo de declinación.

En climas templados en los cuales durante gran parte del año ocurren alta turbidez de la atmósfera y nubosidad parcial, lo que da por resultado una sustancial componente indirecta de la radiación solar incidente, se reduce la ventaja de rendimiento de los sistemas de seguimiento. Así, con frecuencia se prefieren redes planas de montaje fijo, debido a su mayor sencillez y flexibilidad de aplicación, lo que da por resultado menor costo inicial y de mantenimiento.

### Campo de redes fotovoltaicas

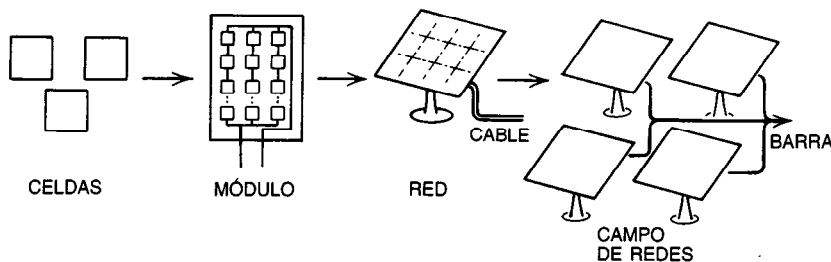
El término "campo de redes fotovoltaicas" se emplea en los grandes sistemas. El campo está compuesto por varias redes, el sistema de bandas colectoras (bus) que las conecta y, con frecuencia, una instalación de conmutación y control de carga (fig. 15-72).

### 15.5.2 Resto del sistema (BOS)

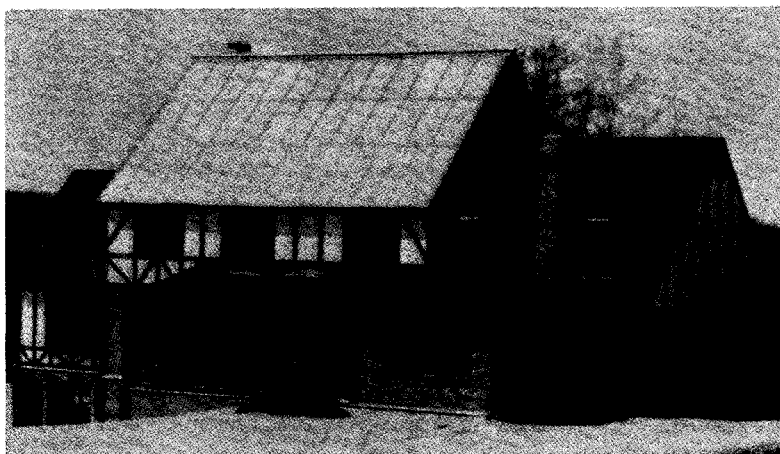
Todas las partes del sistema, además de los módulos solares y los concentradores ópticos, en caso de emplearse éstos, suelen agruparse bajo el nombre de "resto del sistema", BOS (de *balance of system*).

### Resto del sistema relacionado con el área (ARBOS)

Para una red o un campo de redes autosustentadas, debe contarse con una estructura a la cual sea posible



**Fig. 15-66.** Ilustración de la nomenclatura de uso común para describir los elementos en forma jerárquica de la celda solar al campo de redes.



**Fig. 15-67.** Residencia en Potomac, Maryland, que cuenta con un sistema fotovoltaico desatendido de 2.3 kW. La red fotovoltaica de 36 módulos cubre aproximadamente el 40% de la superficie inferior del techo orientada al sur. Tomado de D. Best, *Solar Age* 7(7):25, con permiso.

atornillar los módulos. Es necesario que la estructura se encuentre apropiadamente anclada al suelo y que cuente con la suficiente resistencia mecánica a fin de mantener la integridad de la red bajo una variedad de influencias ambientales, especialmente las cargas de viento y nieve. Además, se requiere un sistema de cables para conectar la o las redes con el subsistema de acondicionamiento y control de energía. Dado que esta parte del sistema es, en varios aspectos, proporcional al área de la red, suele conocerse como “resto del sistema relacionado con el área” (ARBOS, de *area-related balance-of-system*).

En las redes montadas sobre edificios, como las que se encuentran en los sistemas residenciales, el ARBOS puede incluir el equipo de sujeción de los módulos y posiblemente una estructura del techo reforzada, además de los cables necesarios. Por otra parte, una red diseñada con inteligencia puede constituir el forro del techo (sustituyendo el revestimiento, las tejas, etc.), y puede ahorrar una cantidad sustancial debido a las partes del techo ordinario que no se requieren en este caso.

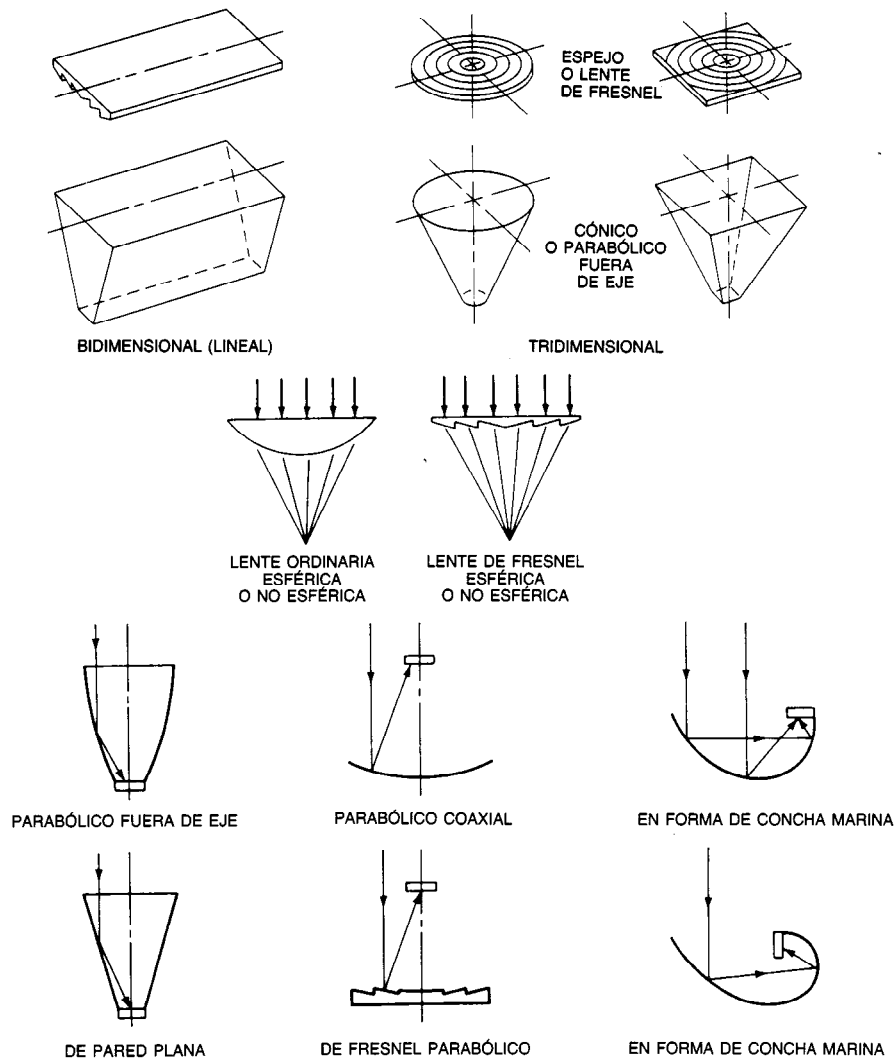
**Costos del ARBOS y eficiencia de la red.** Una parte importante de los costos del BOS están relacionados con el área frontal de los módulos instalados, por lo que se denominan costos del ARBOS. Estos costos —exclusivos de los módulos o los concentradores— se concentran en la red y en el campo de redes, y muchos de ellos son en realidad proporcionales al área del módulo. Una parte de los costos de la red (que suelen ser la menor parte) es independiente del área del módulo. Dado que los costos ARBOS en muchos casos representan una contribución importante al costo del sistema total constituyen un fuerte motivo económico para la alta eficiencia del módulo. A fin de satisfacer una carga dada y en virtud del limitado flujo de energía disponible de la luz solar, una mayor eficiencia del módulo se traduce en menor área de la red y, por consi-

guiente, en menores costos del ARBOS para todo el sistema (fig. 15-73). Debe observarse que los costos del terreno suelen formar una parte insignificante de los costos ARBOS.

#### **Subsistema de almacenamiento de energía**

Para satisfacer las cargas de la mayor parte de los sistemas de utilización de energía solar, se requiere energía eléctrica durante los periodos de insuficiente radiación solar (noche, días nublados, etc.). Por consiguiente, en muchos sistemas se toman precauciones a fin de almacenar el exceso de energía eléctrica disponible durante las horas de alta “insolación”, incorporando un “subsistema de almacenamiento de energía” en el diseño del sistema fotovoltaico. En sistemas más grandes, resulta económico elegir una capacidad de almacenamiento que proporcione energía durante aproximadamente 24 horas. Así, por lo general se toman precauciones a fin de suministrar energía eléctrica auxiliar durante periodos de insolación inadecuada, de modo que se exceda la capacidad del subsistema de almacenamiento. En otros sistemas, particularmente en los sistemas de funcionamiento desatendido de menor potencia nominal, se proporciona la capacidad de almacenamiento de energía equivalente a las necesidades de energía de la carga para un periodo más largo, hasta de un mes o más. En este caso no se requiere una fuente para energía auxiliar.

La disponibilidad de dispositivos comerciales rentables de almacenamiento de energía eléctrica es limitada. La mejor solución intermedia entre los atributos deseados sigue siendo la batería de ácido y plomo. Debido a los muchos ciclos de descarga completa o casi completa que el dispositivo de almacenamiento suele experimentar como parte de un sistema de energía fotovoltaica, con frecuencia se prefieren los tipos de baterías industriales más confiables y de mayor duración, aunque de precio más alto que, por ejemplo, las baterías de automóvil. Como dispositivos adicionales que



BLOQUES DE CONSTRUCCIÓN DE LA RED

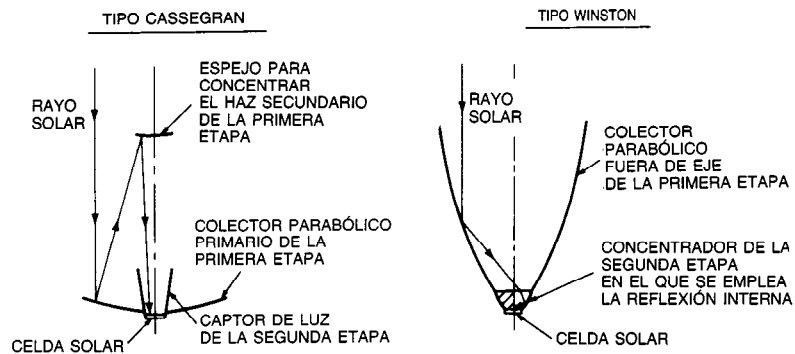
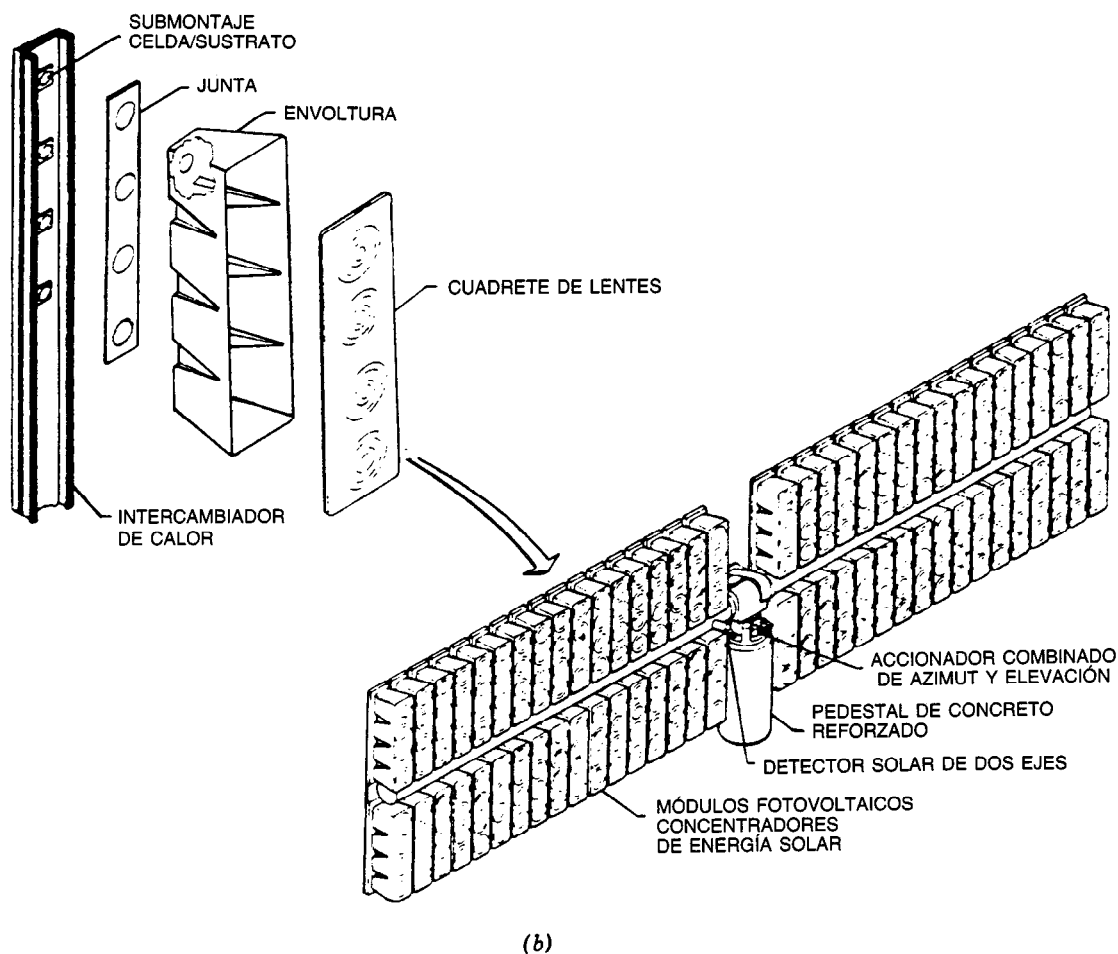
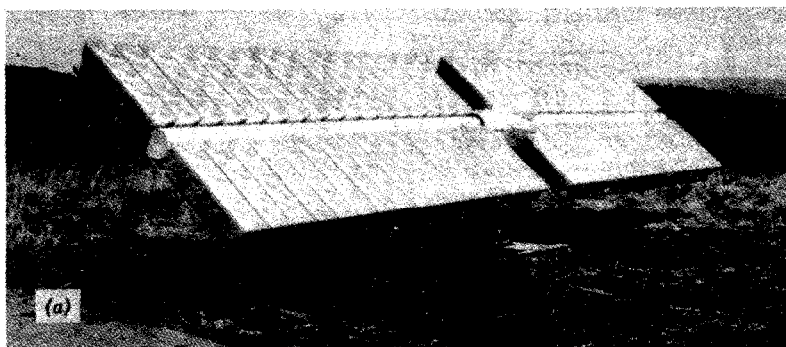
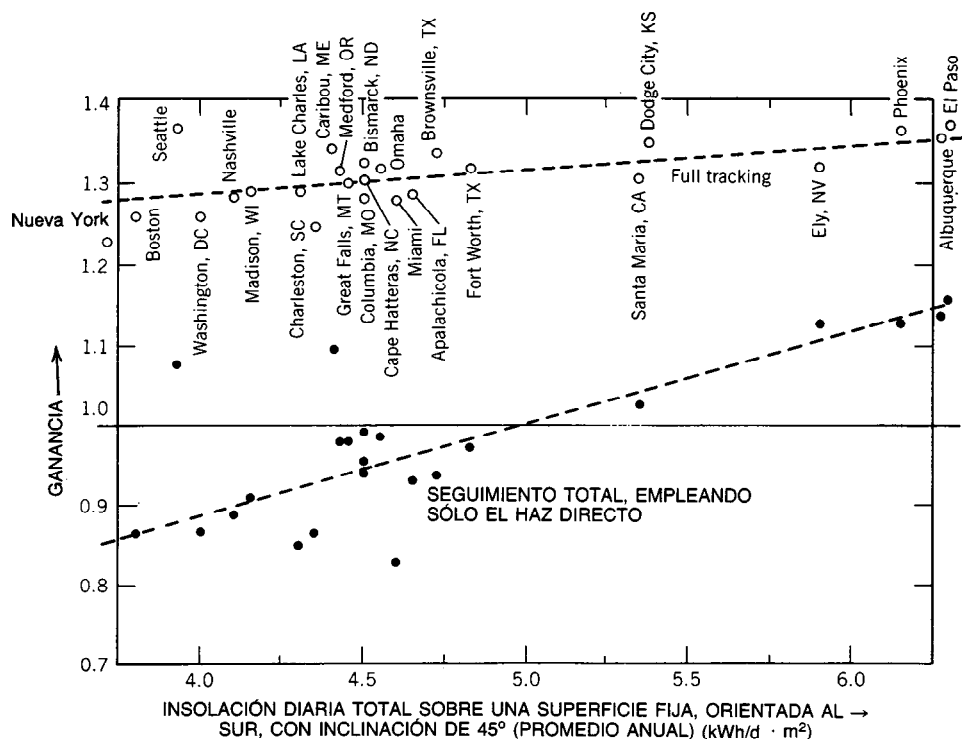


Fig. 15-68. Representación general de los diversos tipos de concentradores ópticos empleados con convertidores fotovoltaicos de energía solar. El concentrador tipo Winston suele denominarse concentrador parabólico compuesto. Tomado de Rauschenbach<sup>2</sup>, con permiso.

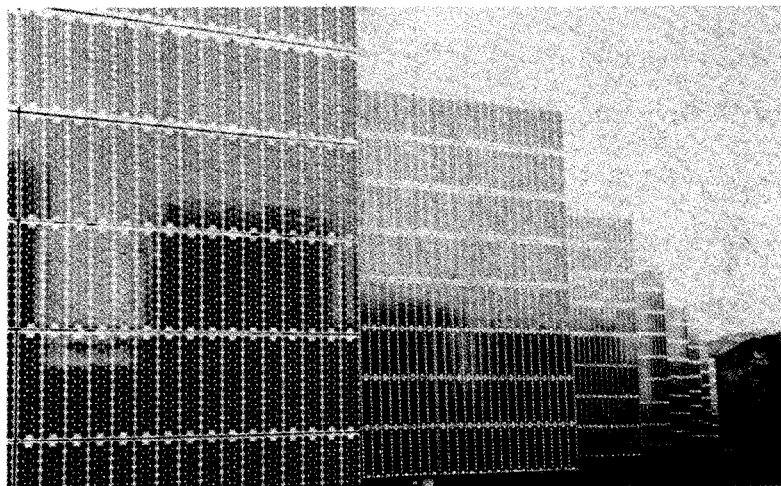


**Fig. 15-69.** a) Red concentradora de 2.5 kW diseñada y construida por Martin-Marietta como parte del sistema fotovoltaico de energía para dos pequeños poblados de Arabia Saudita. En la red se emplean lentes de Fresnel de  $30 \times 30$  cm y celdas de silicio monocristalino diseñadas para ser aplicadas en sistemas concentradores. La red individual, que consta de 34 módulos, mide 12.8 m de longitud y 2.75 m de altura, y tiene una relación de concentración efectiva de 40 y salida de 2.275 kW en condiciones de operación normalizadas. Tomado de D. D'Alessandro, *Solar Age* 4(12):14, con permiso. b) Despiece mostrando detalles de las lentes de Fresnel, su montaje y el mecanismo de seguimiento del sol de dos ejes. Tomado de Sandia Laboratories<sup>3</sup>, con permiso.





**Fig. 15-70.** Ganancia en la entrada de flujo de energía que es posible obtener mediante el empleo de una red planar totalmente seguidora o un sistema con alta relación de concentración óptica totalmente seguidora que sólo puede utilizar el haz solar directo. La ganancia se expresa respecto a la insolación diaria (promedio anual) disponible en una superficie fija orientada al sur con inclinación de 45°, según se ha observado en 25 estaciones en diferentes zonas climáticas. Una red planar totalmente seguidora proporciona una ganancia significativa respecto a la que se obtiene con una red montada fija en todos los climas, mientras que los sistemas seguidores con alta relación de concentración proporcionan ganancia sólo en climas áridos (con excepción de Seattle y Caribou, Maine)<sup>4</sup>.



**Fig. 15-71.** Red fotovoltaica de 10 × 10 m, con seguimiento bidimensional planar, que forma parte de una estación fotovoltaica de 1 MW en Hesperia, California, y suministra potencia a la red pública de la Southern California Edison Co. La estación fue construida por ARCO Solar en aproximadamente un año. Cortesía de E. Berman, ARCO Solar.

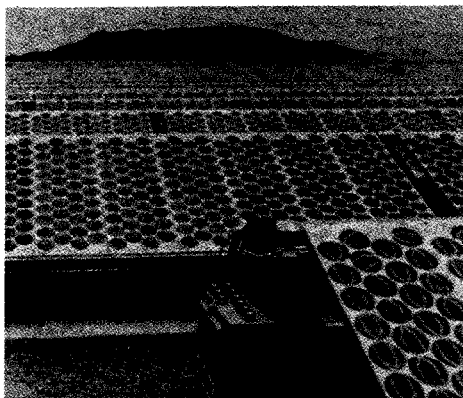


Fig. 15-72. Campo de redes fotovoltaicas planares montadas fijas de la estación fotovoltaica de energía de 60 kW en la Mount Laguna Air Force Station, California. Tomado del folleto DOE/JPL, "Status of Low-Cost Solar Array Project", Jet Propulsion Laboratory Report N°. 5101-143, con permiso.

se han considerado para el almacenamiento de energía eléctrica en los sistemas fotovoltaicos se incluyen otras baterías electrolíticas, como las de NiFe, NiCd y AgZn; pilas de combustible reversibles; volantes de alta velocidad en encierros al vacío; gases comprimidos, particularmente aire, almacenados en cavernas subterráneas; y dispositivos inductivos superconductores. Sin embargo, ninguno de estos dispositivos se ha desarrollado bastante para ser incorporado en los sistemas comerciales.

#### Subsistema de energía auxiliar

Debido a que el subsistema de almacenamiento de energía de un sistema de energía fotovoltaica suele tener una capacidad limitada, se requiere otra fuente de energía eléctrica para largos periodos de insolación inadecuada. Tal energía auxiliar puede obtenerse conectando temporalmente a la red pública sólo las cargas, sin interconectar el sistema fotovoltaico mismo. Cuando lo anterior no sea económico, o cuando no se disponga de red pública, puede incorporarse al sistema fotovoltaico, como subsistema de energía auxiliar, un equipo motor-generador o una pila de combustible, con almacenamiento local de un combustible idóneo.

#### Subsistema de acondicionamiento de energía

La salida eléctrica de una red fotovoltaica está considerablemente afectada por factores ambientales, aunque de manera reversible. Por consiguiente, se requiere por lo menos alguna regulación del voltaje. La corriente de salida es esencialmente proporcional a la radiación solar, mientras que el voltaje de salida decrece con la temperatura creciente de la red en un 0.4 a 0.5%/K. Además, el voltaje aumenta de forma aproximadamente logarítmica con la radiación solar.

La regulación del voltaje se logra más fácilmente conectando una batería de almacenamiento electrolítico de capacidad adecuada en paralelo con la red (incluyendo un diodo conectado en serie a fin de evitar la descarga de la batería a través de la red). Sin embargo,

este tipo de regulación de voltaje conlleva el funcionamiento al más bajo voltaje esperado de operación de la red, en vez de cerca del punto máximo de salida de potencia.

En el otro extremo del espectro de la regulación se encuentran los denominados seguidores del punto de máxima potencia, que pueden denominarse apropiadamente transformadores variables de CD a CA. Estos reguladores proporcionan un acoplamiento entre la impedancia de la red en su punto de operación para máxima salida de potencia y la impedancia de la carga. Por lo general aplican modulación de pulsos variables a la corriente de entrada (CD) y emplean elementos reactivos para el almacenamiento de energía, ya sea por integración del tren de pulsos de salida a la CD o bien por filtrado a fin de lograr una salida de CA de contenido armónico aceptable. Tales reguladores o reguladores/inversores pueden diseñarse de modo que operen con sólo un pequeño porcentaje de pérdida de potencia, aunque a mayor precio que los acondicionadores de potencia menos eficientes, de los cuales existe en el mercado una amplia variedad.

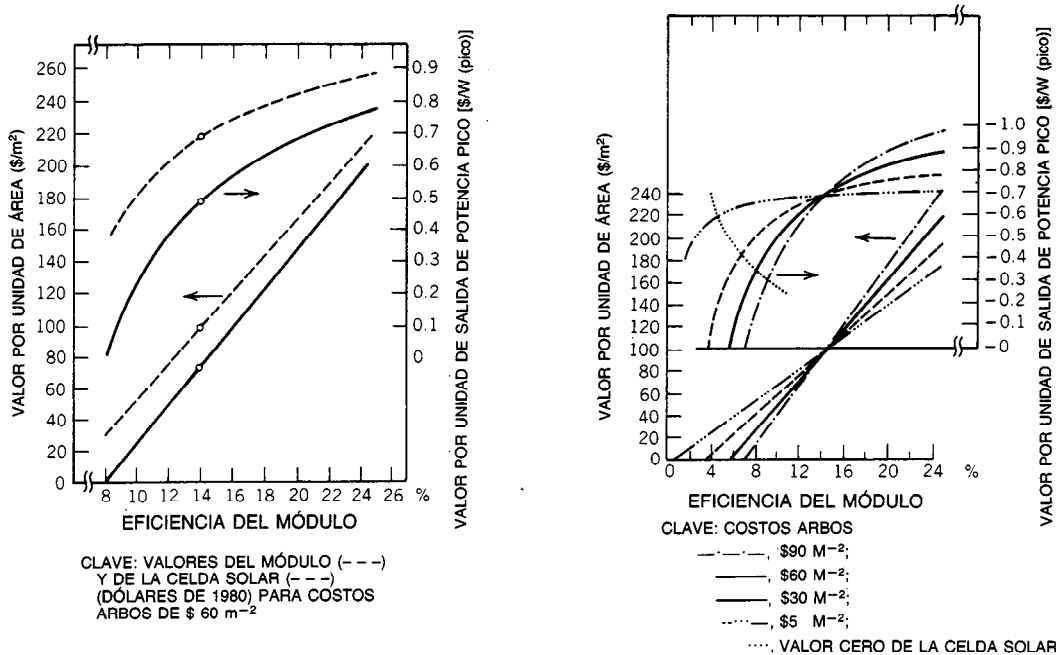
Si el sistema fotovoltaico de energía debe interconectarse con la red pública, el subsistema de acondicionamiento de energía debe operar en condiciones más estrictas que en los otros sistemas. Además de la necesidad de tolerancias más estrechas de voltaje, es necesario mantener un riguroso control de la frecuencia y las fases, y el contenido armónico aceptable suele ser más pequeño. Por consiguiente, un regulador/inversor para un sistema fotovoltaico de energía conectado a la red pública será más complejo y, por ello, más costoso que un acondicionador de potencia para un sistema de funcionamiento desatendido. Para el diseño de la interfaz entre la red y un regulador de modulación de pulsos, son importantes las características de la red y su dependencia con respecto a la frecuencia (fig. 15-74).

#### 15.5.3 Módulos

El módulo fotovoltaico es la unidad de alguna forma estandarizada, producida a gran escala en fábricas (actualmente con una producción mundial anual de alrededor de 10 MW de valor nominal pico), y vendidas por catálogo. Los tamaños de los módulos, que varían desde una fracción de metro cuadrado hasta varios metros cuadrados, se han elegido de modo que sea fácil expedirlos y manejarlos, y que formen simultáneamente una unidad lógica con respecto al valor nominal de voltaje y corriente para la mayor parte de los sistemas fotovoltaicos de mayor uso.

#### Valores nominales eléctricos de los módulos

El valor nominal de voltaje y corriente de los módulos es determinado por el número de celdas solares individuales empleadas en ellos, y por sus conexiones en serie y en paralelo (fig. 15-75). Son comunes voltajes nominales en el intervalo de 6 a 30 V. Algunos módulos cuentan con varios voltajes de salida, ya que permiten conexiones externas en serie o paralelo con grupos de celdas solares conectados internamente.



**Fig. 15-73.** Valor del módulo en función de la eficiencia del módulo, con el costo del resto del sistema relacionado con el área (ARBOS) como parámetro. El valor del módulo es el precio del módulo al que el costo total de un sistema dado es igual al de un sistema de referencia de igual salida. El valor se obtiene en un sistema con el mismo costo ARBOS por unidad de área, pero con diferente eficiencia del módulo, lo que da por resultado un área diferente necesaria para la red o campo de redes. El costo total del sistema determina el precio de la energía entregada, que es la última medida para fines de comercialización. Tomado de Wolf<sup>5</sup>, con permiso.

**Máxima salida de potencia.** La máxima salida de potencia  $P_{M,mp}$  de un módulo se describe con la siguiente expresión:

$$P_{M,mp} = H \cdot A_M \cdot \eta_M \quad W \quad (15-41)$$

donde  $A_M$  = área total del módulo que intercepta el flujo de radiación solar

$H$  = irradiancia solar

$\eta_M$  = eficiencia de conversión del módulo

Por tanto, un módulo de 1 m<sup>2</sup> de área y una eficiencia nominal  $\eta_M$  del 12% tiene una salida de potencia pico nominal  $P_{M,mp,r}$  de 120 W y, a un voltaje nominal de salida  $V_{M,mp,r}$  de 12 V, entrega una corriente  $I_{M,mp,r}$  de 10 A.

**Eficiencia de conversión.** La eficiencia de conversión suele definirse invirtiendo la ecuación 15-41:

$$\eta = \frac{P_{mp}}{A \cdot H} \quad (15-42)$$

donde  $P_{mp}$  y  $A$  se relacionan con los valores apropiados de los sistemas, redes, módulos o celdas fotovoltaicos.

Los valores nominales de potencia de salida o eficiencia para aplicaciones terrestres suelen basarse en una irradiancia solar "nominal"  $H_r$  de 1.0 kW/m<sup>2</sup>,

que se aproxima al flujo solar pico a nivel del mar en condiciones de masa de aire 1 (AM 1).

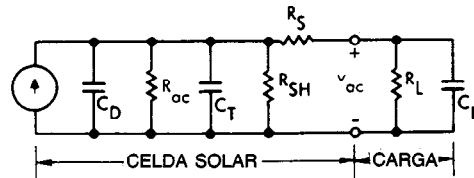
Algunas organizaciones prefieren basar los valores nominales de eficiencia en una distribución espectral de luz solar correspondiente a una masa de aire de 1.5 o 2, ya que se parece más a las distribuciones espectrales que se presentan durante gran parte del año (véanse las normas ASTM E891-82 y E892-82). Las clasificaciones también se aplican a una temperatura de 25 o 28 °C, o a un conjunto de "condiciones normales de operación".

Los módulos o celdas para aplicaciones especiales se valoran a una masa de aire 0 con irradiancia de 1.353 kW/m<sup>2</sup> a 28 °C. Como consecuencia de la diferencia en la distribución espectral, las celdas solares de silicio presentan una eficiencia a masa de aire 1, aproximadamente 1.1 veces más alta que su eficiencia a masa de aire 0.

Todas las valoraciones de eficiencia de conversión están basadas en el área total  $A$  del dispositivo considerado y en el flujo total de energía solar radiante, es decir, toda la distribución espectral solar:

$$H = \int_0^\infty H(\lambda) d\lambda \quad (15-43)$$

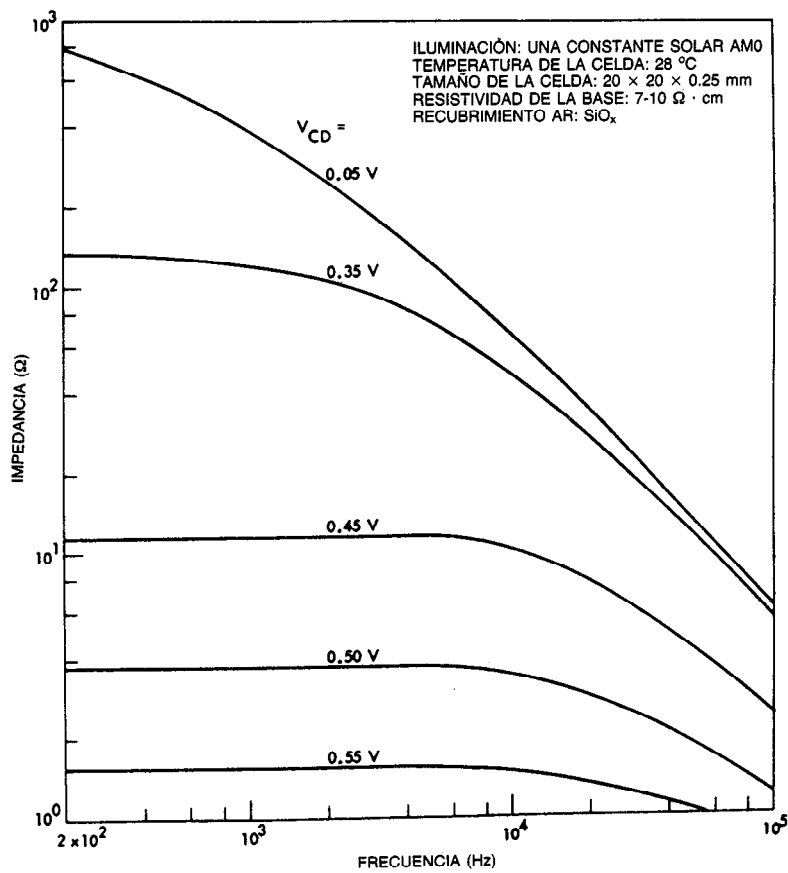
donde  $H(\lambda)$  es la irradiancia espectral y  $\lambda$  es la longitud de onda.



(a)

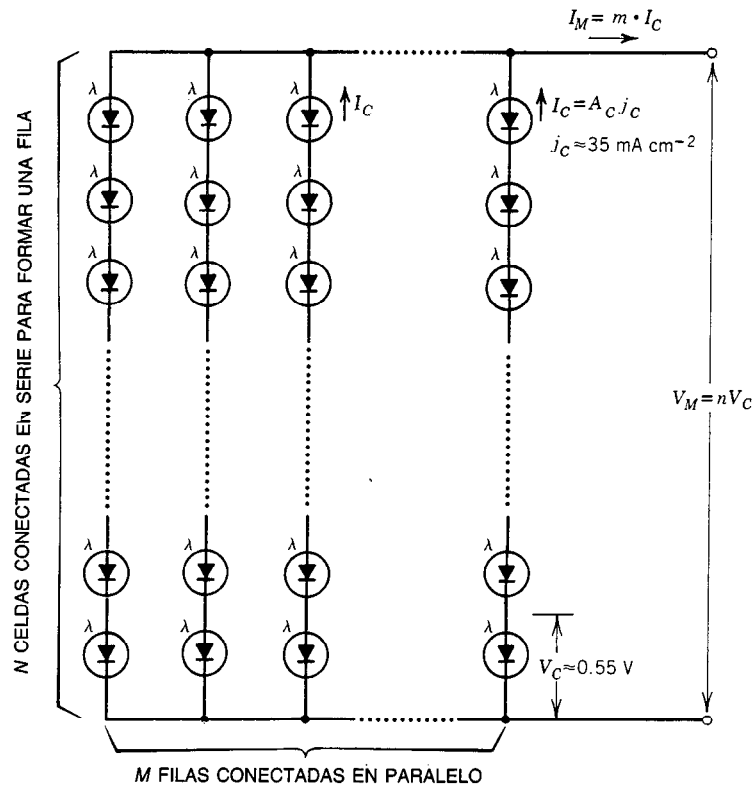
$V_{dc}$ (mV)	$R_{ac}$ ( $\Omega$ )	$R_s$ ( $\Omega$ )	$R_{SH}$ (k $\Omega$ )	$C_D$ ( $\mu F$ )	$C_T$ ( $\mu F$ )
550	0.2-2	0.1-0.5	5-50	2	0.06
350	1-10	0.1-0.5	5-50	0.2	0.06

(b)



(c)

**Fig. 15-74.** Propiedades de las celdas solares en CA, que son importantes para la vinculación con la unidad de acondicionamiento de potencia: a) circuito equivalente de CA de pequeña señal de la celda solar; b) parámetros de CA de baja frecuencia en dos puntos de operación de la celda; c) impedancia de la celda solar en función de la frecuencia. Tomado de Rauschenbach<sup>2</sup>, con permiso.



**Fig. 15-75.** Esquema de disposición en serie-paralelo de las celdas solares dentro de un módulo. Es posible componer de forma parecida una red de módulos conectados en serie-paralelo, cada uno de los cuales conste de celdas conectadas en serie-paralelo, como se muestra. Los subíndices  $C$  y  $M$  se refieren a celda y módulo, respectivamente;  $A_c$  es el área de las celdas individuales.

**Densidad de componentes y factor de pérdida del módulo.** Si sólo el 80% del área total del módulo está integrada realmente por celdas solares, la densidad de componentes (PF, de *packing factor*) es 0.8 y la eficiencia del módulo  $\eta_M$  será más pequeña que la de la celda  $\eta_C$ , conforme a la relación:

$$\eta_M \leq (\text{PF}) \cdot \eta_C \quad (15-44)$$

Por lo general,  $\eta_M$  será algo menor que el valor obtenido si se emplea la igualdad en la ecuación 15-44, debido a que habrá pérdidas del montaje, esencialmente debido a la descompensación eléctrica entre las celdas individuales interconectadas y a las pérdidas ópticas del material de la ventana del módulo. Estas pérdidas se combinan para obtener el término "factor de pérdida del montaje del módulo",  $\ell_M$ , que está dado por:

$$\ell_M = \frac{\eta_M}{(\text{PF}) \cdot \eta_C} \quad (15-45)$$

Una "eficiencia de celda encapsulada" será:

$$\eta_{EC} = \ell_M \cdot \eta_C \quad (15-46)$$

de modo que la eficiencia del módulo,  $\eta_M$ , está relacionada con la eficiencia de celda encapsulada sólo a través de la densidad de componentes (PF).

**Característica corriente-voltaje del módulo.** La salida del módulo es en CD, y su característica corriente-voltaje es altamente no lineal.

Para fines de aplicación, esta característica suele aproximarse por la forma:

$$I_M \approx m \left\{ I_0 \left[ \exp \left( \frac{V_M - I_M R_{s,M}}{n V_{\text{ter,ef}}} \right) - 1 \right] - I_L \right\} \quad \text{A} \quad (15-47)$$

donde  $m$  y  $n$  = número de celdas conectadas en paralelo y en serie en el módulo, respectivamente

$I_M$  y  $V_M$  = corriente y voltaje entre las terminales del módulo, respectivamente

$I_0$  = corriente de saturación promedio efectiva por celda

$I_L$  = corriente generada por la luz solar promedio efectiva por celda

$R_{s,M}$  = resistencia en serie efectiva del módulo

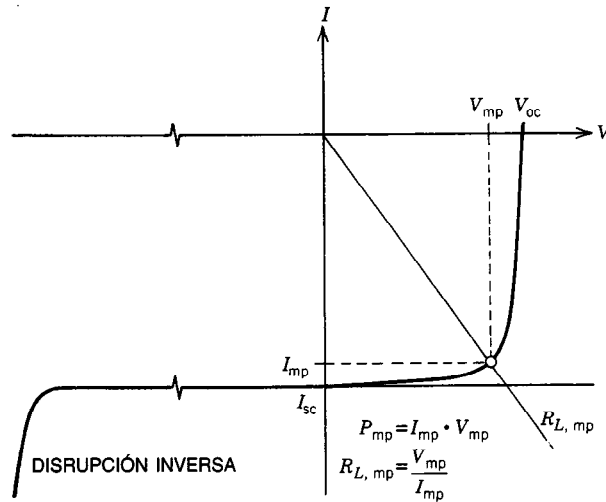


Fig. 15-76. Característica general corriente-voltaje de una celda solar o módulo fotovoltaico. La parte de la característica de interés se muestra en el cuarto cuadrante del plano corriente-voltaje, que corresponde al rendimiento de la celda (o del módulo) como generador.

$V_{ter, ef} = NkT/q$ , "voltaje térmico efectivo"  
 $kT/q = 26 \text{ mV}$  es el "voltaje térmico" de un diodo ideal a  $300^\circ\text{K}$

El factor  $N$  facilita la aproximación de la característica  $I$ - $V$  real, más complicada, mediante una exponencial simple. El valor de  $N$  suele estar entre 1 y 2, con frecuencia más cerca de 2, pero algunas veces se observa un valor tan alto como 5 o 6. En la representación de la ecuación 15-47,  $I_0$  no está relacionada con la corriente de saturación del diodo "ideal" de unión  $pn$ , sino que es mayor en algunos órdenes de magnitud. Su valor depende de la magnitud de  $N$ . Es necesario observar que la aproximación 15-47 es válida si las celdas del módulo presentan características  $I$ - $V$  aproximadamente iguales y experimentan la misma irradiancia, y cuando las interconexiones están intactas y tienen aproximadamente la misma resistencia.

**Potencia de salida.** La potencia de salida del módulo está dada por:

$$P_M = I_M \cdot V_M \quad \text{W} \quad (15-48)$$

Sustituyendo  $I_M$  de la ecuación 15-47 en la 15-48 y encontrando el máximo del producto para un valor dado de  $I_L$ , se obtiene el voltaje del punto de máxima potencia  $V_{M,mp}$ , y empleando este valor en la ecuación 15-47, se obtiene la corriente del punto de máxima potencia  $I_{M,mp}$ ; asimismo, con su producto se obtiene la máxima potencia de salida  $P_{M,mp}$ , que se expresa:

$$P_{M,mp} = I_{M,sc} \cdot V_{M,oc} \cdot (FF) \quad \text{W} \quad (15-49)$$

FF es el factor de relleno, y es determinado por un gran número de atributos del dispositivo (véase la figura 15-76).

**Voltaje de circuito abierto.** Este voltaje,  $V_{M,ca}$ , se obtiene de la ecuación 15-47 haciendo  $T_M = 0$ :

$$V_{Mca} = nV_{ter,ef} \ln \left( \frac{I_L + I_0}{I_0} \right) \quad \text{V} \quad (15-50)$$

**Corriente de cortocircuito.** Conforme a la ecuación 15-47, la corriente  $I_M$  para  $V_M = 0$  se define como la corriente de cortocircuito  $I_{M,cc}$ . En general es:

$$I_{Mcc} \approx -mI_L \quad \text{A} \quad (15-51)$$

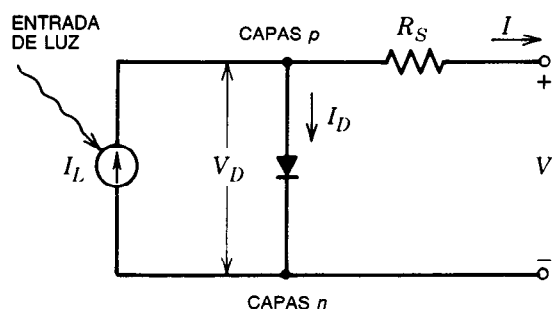
La aproximación 15-51 es válida cuando la caída de voltaje a través de la resistencia en serie tiene un valor de:

$$I_{Mcc} \cdot R_{s,M} \ll nV_{ter,ef} \ln \frac{I_L}{I_0} \quad \text{A} \quad (15-52)$$

**Circuito equivalente simplificado.** La ecuación 15-47 sugiere el comúnmente utilizado circuito equivalente simplificado de un generador de corriente constante, que produce  $m \cdot I_L$ , derivado por un diodo con polarización directa a través del cual la corriente:

$$I_{D,M} = m \cdot I_0 \left[ \exp \left( \frac{V_M - I_M R_{s,M}}{nV_{ter,ef}} \right) - 1 \right] \quad \text{A} \quad (15-53)$$

fluye como resultado del voltaje de polarización del diodo  $V_{D,M} = V_M - I_M R_{s,M}$ , con la resistencia en serie  $R_{s,M}$ , la que, a fin de permitir una expresión de la forma de la ecuación 15-47 o de la 15-53, se supone una sola resistencia constante concentrada (fig. 15-77). El módulo extraerá corriente, por lo que disipará energía mientras se mantenga el voltaje  $V_M > V_{M,ca}$  entre sus

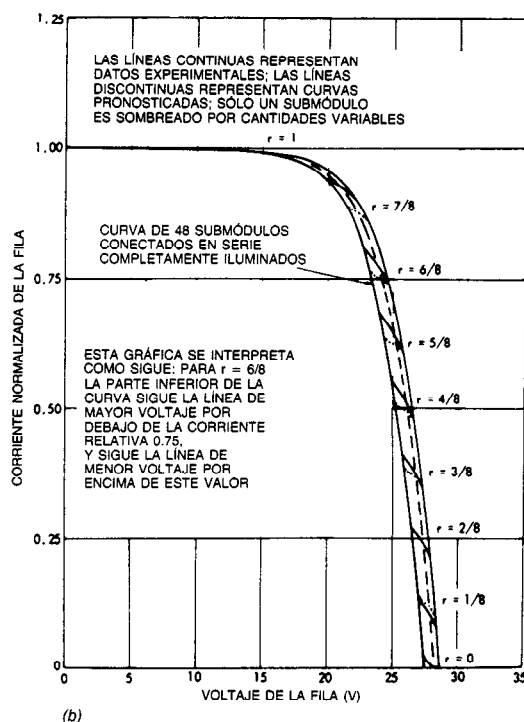
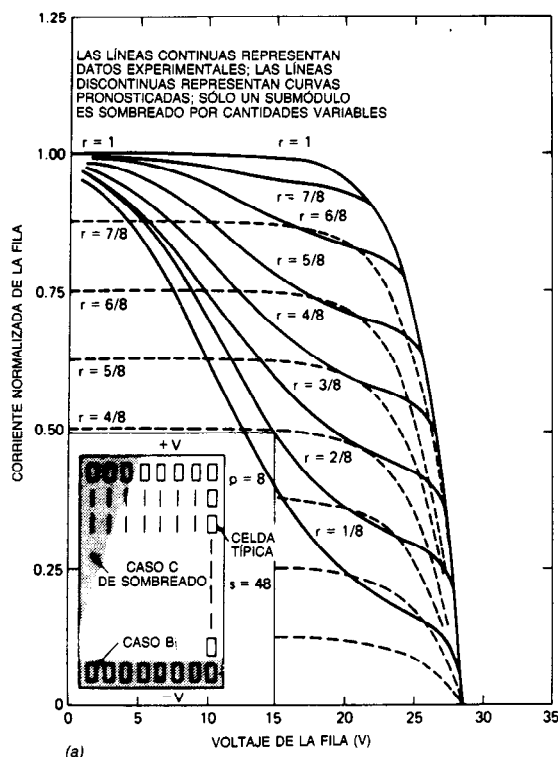


**Fig. 15-77.** Circuito equivalente simplificado de constante agregada de un módulo (o celda) solar, adecuado para la mayor parte de las consideraciones de la interacción del módulo con la carga de CD.

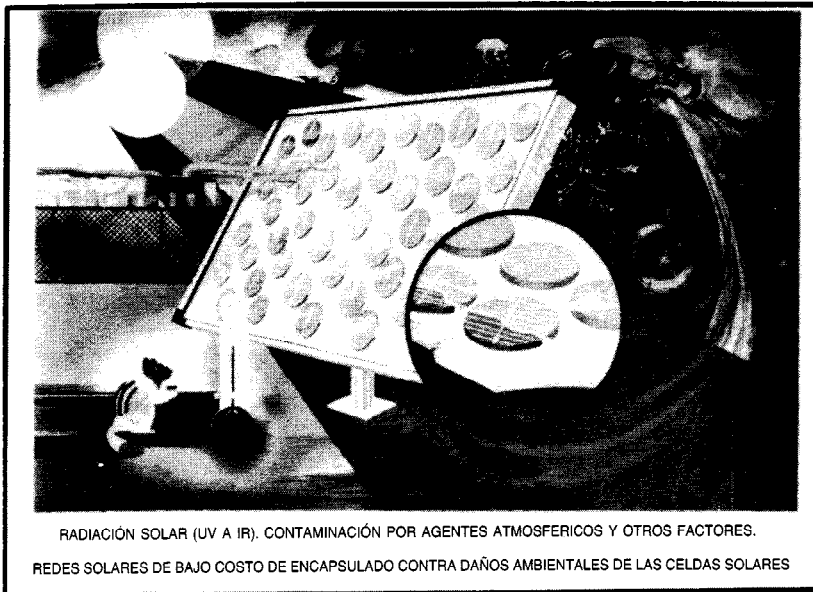
terminales. Esto incluye el caso de no iluminación. Por tanto, cuando  $V_M > V_{M,ca}$  pueda ocurrir, por ejemplo, debido a la inclusión de un subsistema de almacenamiento de energía en el sistema fotovoltaico o debido a una interconexión de la instalación a la red pública, debe incorporarse un dispositivo tal como un diodo de bloqueo o un conmutador que limite la corriente inversa.

**Corriente generada por luz solar.** La corriente generada por luz  $m \cdot I_L$  del módulo suele ser proporcional a la irradiancia total  $H$  de la luz solar, siempre que la distribución espectral de la luz incidente permanezca constante y que la uniformidad de la irradiancia se mantenga sobre el área del módulo. Por lo general esta proporcionalidad se mantiene sobre un número sustancial de décadas en la irradiación, hasta alcanzar relaciones de concentración moderadas ( $\sim 100 \times$ ) en la mayor parte de los módulos producidos en la actualidad, compuestos de celdas solares de silicio cristalino o de arseniuro de galio.

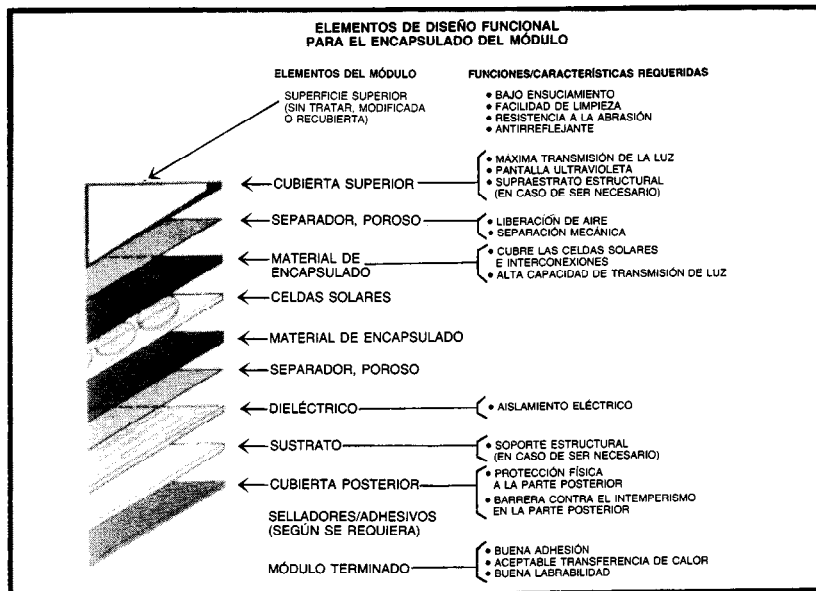
**Sombreado parcial o fallas localizadas de interconexión.** Un mecanismo de falla potencial que debe evitarse es el desarrollo de "puntos calientes" debidos a una iluminación no uniforme, particularmente el sombreado parcial, o como resultado de fallas localizadas de interconexión. En estos casos las celdas individuales pueden excitarse hacia la condición de polarización inversa, en la que disipan cantidades importantes de la potencia generada por las celdas restantes de la fila en serie. Esto puede conducir a la formación de puntos calientes que algunas veces conllevan consecuencias catastróficas para el encapsulamiento del módulo o las celdas mismas.



**Fig. 15-78.** Curvas corriente-voltaje ( $I$ - $V$ ) de una tira de 48 submódulos conectados en serie y cada uno de ellos con 8 celdas conectadas en paralelo. El sombreado se refiere al caso C del recuadro de la gráfica de la izquierda y el parámetro  $r$  expresa la fracción de celdas que son iluminadas por completo en el submódulo más fuertemente sombreado. a) Curvas  $I$ - $V$  para un módulo sin diodos de derivación. b) Curvas  $I$ - $V$  para el mismo módulo con diodos de derivación. Tomado de Rauschenbach<sup>2</sup>, con permiso.



(a)



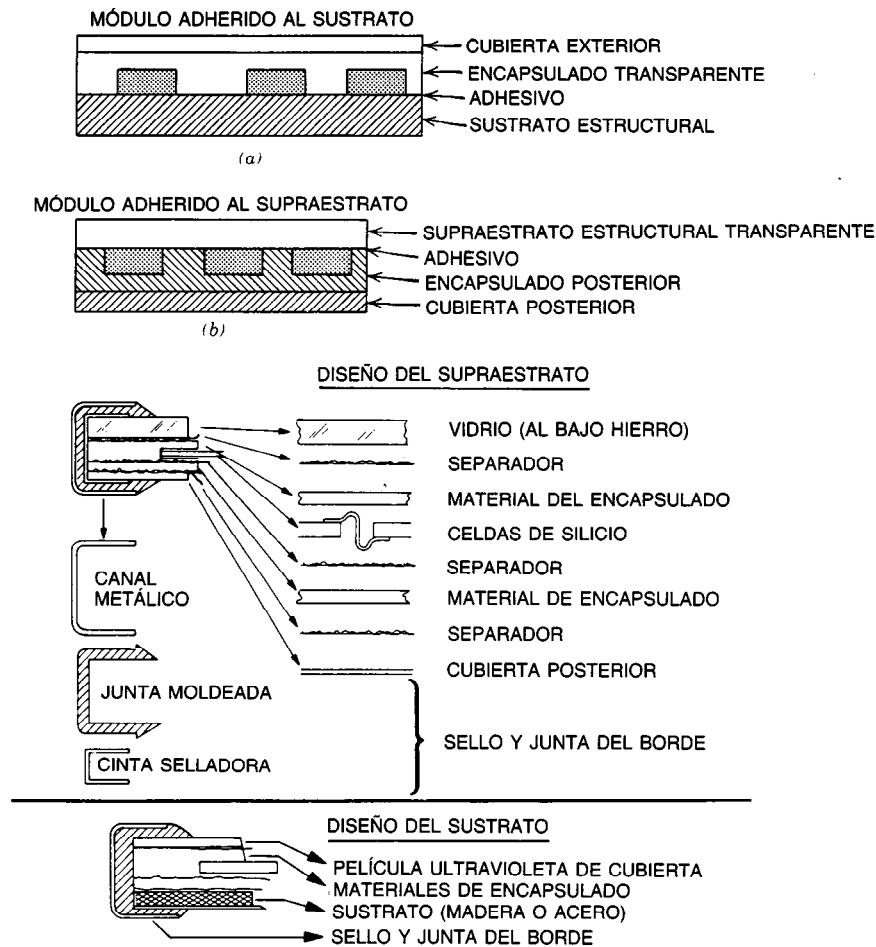
(b)

**Fig. 15-79.** a) Ilustración de los principales riesgos a los que están expuestos los módulos fotovoltaicos solares y contra los que se diseña el encapsulado a fin de proteger las celdas solares. b) Elementos del encapsulado de la celda solar que forman parte del montaje del módulo, y objeto y características principales de cada uno. Tomado del folleto DOE/JPL sobre el proyecto de bajo costo de la red solar. Jet Propulsion Laboratory Informe N.º 5101-178, con permiso.

El problema de los puntos calientes puede eliminarse por medio de la disposición adecuada en serie/paralelo de las celdas, instalando diodos de derivación, o ambas cosas. Además, el proporcionar diodos de de-

rivación puede incrementar de manera considerable la salida de potencia disponible bajo sombreado parcial o en condiciones de fallas localizadas de interconexión (fig. 15-78).





**Fig. 15-80.** Diseño de módulos: a) adherido al sustrato y b) adherido al supraestrato. En el primero, el sustrato estructural proporciona la resistencia mecánica, mientras que la ventana sirve sólo como protección contra influencias ambientales. En el segundo, la ventana forma el principal elemento estructural a fin de asegurar la integridad mecánica del módulo. Tomado de "Photovoltaic Module Encapsulation Design and Material Selection: Vol. I", págs. 3-2 a 3-3, Jet Propulsion Laboratory, Informe N.º 5101-177, con permiso.

### Encapsulado del módulo

Una función importante del encapsulado del módulo es proporcionar resistencia mecánica y reducción de las influencias ambientales (fig. 15-79). El tiempo de vida típico para un diseño en operación de un módulo terrestre es de 20 años. El módulo no sólo debe resistir mecánicamente todo el manejo, sino también soportar sin daño todas las cargas razonables debidas a viento, granizo y nieve, cuando se sujeta a la estructura de apoyo de la red. Por lo general una plancha de vidrio de 3 mm de grosor es adecuada para proporcionar esta resistencia (supraestrato estructural) (fig. 15-80).

La segunda función del encapsulado es, como mínimo, evitar que la corrosión electrolítica modifique las celdas solares y sus interconexiones, que constituyen un sistema de varios materiales. Esto significa excluir la penetración de humedad. En virtud de que prácticamente todos los plásticos son permeables a la

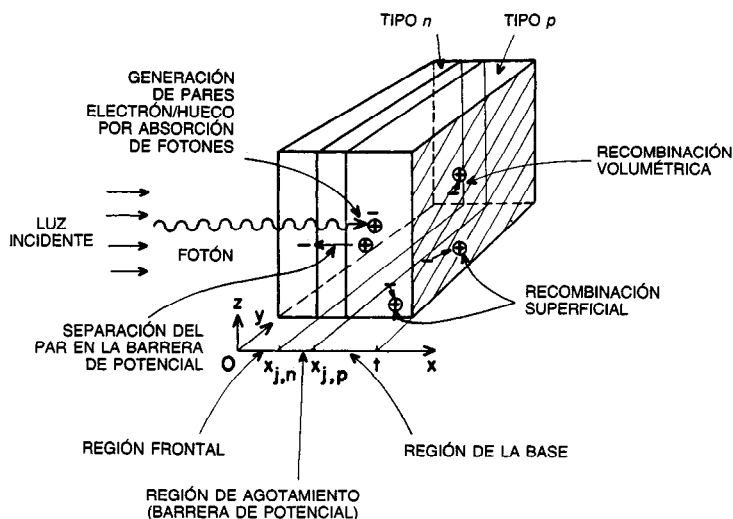
humedad, con frecuencia se emplea una lámina de aluminio junto con una película plástica, tal como el mylar, para el encapsulado posterior. El material de empalme de bajo costo que se ha vuelto en el de mayor uso es el EVA (etil-vinil-acetato). El empalme de los bordes del conjunto requiere especial cuidado a fin de evitar la deslaminación.

Un aspecto importante del diseño y la selección del material es la limitación de esfuerzos durante los severos ciclos de temperatura que experimentan los módulos durante su operación. Tales esfuerzos pueden conducir a la falla por fatiga de las conexiones eléctricas o de la barrera contra la humedad.

### Terminales del módulo

Normalmente, el módulo tiene una caja de terminales en la cual se realiza la conexión del módulo con el sistema de barras colectoras de la red. La caja de ter-

## MECANISMOS MÁS IMPORTANTES DE OPERACIÓN Y NOMENCLATURA



**Fig. 15-81.** Principales mecanismos de operación de celdas solares fotovoltaicas y nomenclatura empleada para describir estos mecanismos. Se muestra una celda con una unión pn como barrera de potencial y con diferentes capas semiconductoras tipo n y tipo p como las regiones frontal y de base.

minales debe satisfacer las normas de seguridad que se encuentran en los códigos de electricidad. Es necesario prestar atención a los requisitos de encapsulado contra los factores ambientales degradantes y para protección contra descargas eléctricas accidentales. Las celdas solares, y por consiguiente el módulo, portan un voltaje en sus terminales siempre que están iluminadas.

#### 15.5.4 Celdas solares

Existe un gran número de materiales semiconductores que tienen propiedades potencialmente idóneas para la conversión de energía solar fotovoltaica. Sin embargo, hasta la fecha sólo unos cuantos se han aplicado con éxito para este propósito, y las únicas celdas disponibles en el mercado se elaboran de silicio monocristalino o policristalino de grano grueso. Este último material suele denominarse silicio semicristalino.

#### Mecanismos básicos del funcionamiento de la celda solar

Todos los métodos de diseño de celdas solares se basan en el empleo de dos mecanismos primordiales. El primero es la generación, mediante la absorción de fotones del espectro solar, de portadores de carga que pueden moverse libremente en el material semiconductor. El segundo es la separación de estos portadores en movimiento, que contienen igual número de cargas positivas y negativas, por medio de la provisión de una etapa de potencial electrostático dentro del material semiconductor (fig. 15-81) o en su superficie. Esta etapa de potencial suele denominarse barrera de potencial. Como resultado de esta separación, los porta-

dores de carga pueden fluir a través de un circuito eléctrico externo al dispositivo y crear voltaje entre las terminales del dispositivo.

A fin de lograr una alta eficacia en este proceso, en el que se convierten los fotones del flujo libre de energía del Sol en potencia eléctrica, que es posible disipar en una carga arbitraria, es necesario optimizar varios mecanismos físicos detallados. Sin embargo, algunas limitaciones físicas de funcionamiento fundamentales están conectadas con los dos principales mecanismos de operación, y no es posible vencer dichas limitaciones por métodos tecnológicos mejorados.

**Limitaciones de funcionamiento fundamentales.** La primera limitación está relacionada con el proceso de generación de portadores de carga por medio de la absorción de fotones. Sólo los fotones cuya energía es mayor o igual a la energía de la separación energética  $E_G$  del semiconductor elegido pueden interactuar con los electrones de la banda de valencia y por ello generar pares electrón libre-hueco (fig. 15-82). Esto se refleja en los espectros de absorción de los semiconductores (fig. 15-83). Estas características de absorción dejan un flujo importante de fotones en la cola de longitud de onda larga del espectro solar, que no es absorbido (fig. 15-84).

Cualquier energía de los fotones que exceda la separación energética del semiconductor, tal como se presenta en los fotones de longitudes de onda de luz menores que las correspondientes a la separación energética, por lo general será disipada como calor en el semiconductor, ya que los pares electrón-hueco tienden a preservar sólo la mínima energía requerida para

su existencia; es decir, la energía de la separación energética. Sólo cuando la energía del fotón es tres veces mayor que la energía de la separación energética pueden generarse dos pares electrón-hueco por fotón. De este modo, una vez elegido un material semiconductor para la conversión fotovoltaica, la máxima fracción del contenido de energía del flujo solar que es posible utilizar en la generación de portadores de carga libres (pares electrón-hueco) es fija (fig. 15-85).

Por tanto, la fracción del flujo total de fotones que puede conducir a la generación de pares electrón-hueco da por resultado la densidad ideal de corriente generada por la luz solar,  $j_{L,id}$ :

$$j_{L,id} = q \int_0^{\lambda=hc/E_G} N_{Ph}(\lambda) d\lambda \quad \text{A cm}^{-2} \quad (15-54)$$

Lo ideal reside en el supuesto de que todos los fotones de  $E_{Ph} \geq E_G$  en la radiación solar realmente penetren en el semiconductor, que sean absorbidos ahí, que cada fotón genere un par electrón-hueco, y que cada par electrón-hueco creado realmente se separe, a fin de contribuir a la corriente generada por la luz solar (fig. 15-86).

El segundo grupo de las dos limitaciones fundamentales está relacionado con la característica corriente-voltaje, que resulta del hecho de que la celda solar sea un dispositivo semiconductor con una barrera de potencial. Mientras que cada uno de los pares electrón-hueco generados por la absorción de fotones tiene la energía de la separación energética  $E_G$ , que corresponde al voltaje  $V_G = E_G/q$  ( $q$  = carga del electrón =  $6.10^{-19}$  A s), el voltaje máximo que es posible obtener de la celda solar es el voltaje de circuito abierto  $V_{ca}$ . Esto origina el factor de voltaje:

$$VF = \frac{V_{ca}}{V_G} < 1 \quad (15-55)$$

Por lo general, VF se encuentra entre 0.5 y 0.7 en condiciones normales de operación de la celda solar (fig. 15-87). Una parte de este factor resulta de efectos relacionados con la barrera de potencial, y esto constituye una limitación fundamental (fig. 15-88).

El resto del factor del voltaje está determinado por la tecnología, cuya influencia más importante es la recombinación de pares electrón-hueco, excepto el único requerido básicamente.

La máxima potencia que es posible extraer de una unidad de área de una celda solar es:

$$P_{mp} = j_{mp} \cdot V_{mp} \quad \text{W cm}^{-2} \quad (15-56)$$

Aquí  $j_{mp} < j_L$  y  $V_{mp} < V_{ca}$ . Si para determinar  $j_{mp}$  y  $V_{mp}$  sólo se considera la característica idealizada corriente-voltaje de un dispositivo con una barrera de potencial, como la de la difusión de Shockley para los dispositivos de unión *pn*, se obtiene la definición del factor de curva (CF, de *curve factor*) (fig. 15-87):

$$CF = \frac{(j_{mp} \cdot V_{mp})_{id}}{j_L \cdot V_{ca}} < 1 \quad (15-57)$$

El factor de relleno (FF, de *fill-factor*) (véase la ec. 15-71) incluye el factor de curva y diversos factores más, todos menores de 1, lo que resulta de varios efectos (todos limitados por la tecnología), sin limitaciones fundamentales. El factor de curva está determinado por los mismos efectos que controlan el factor de voltaje, con lo que incluye una limitación fundamental y otra derivada de las características tecnológicas.

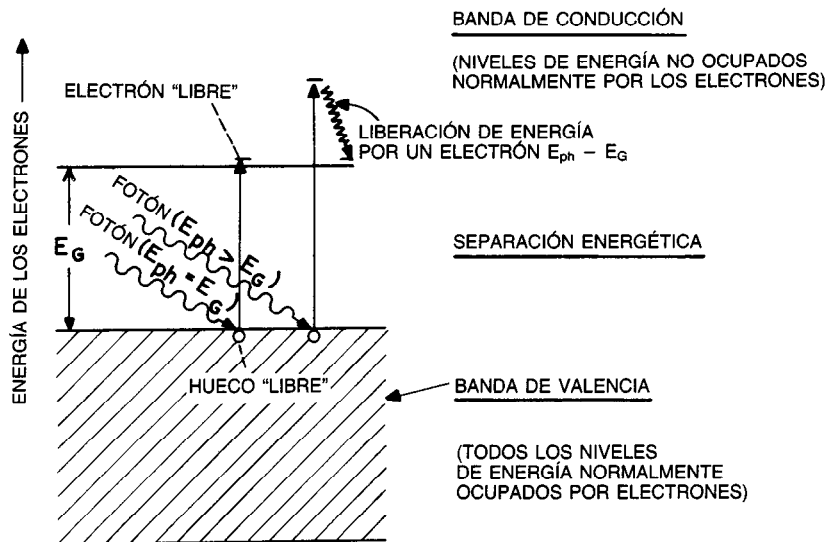


Fig. 15-82. Diagrama de la separación energética de un semiconductor, en el que se muestra dicha separación entre la banda de valencia y la banda de conducción, así como el proceso de absorción de fotones con generación de un par electrón libre-hueco.

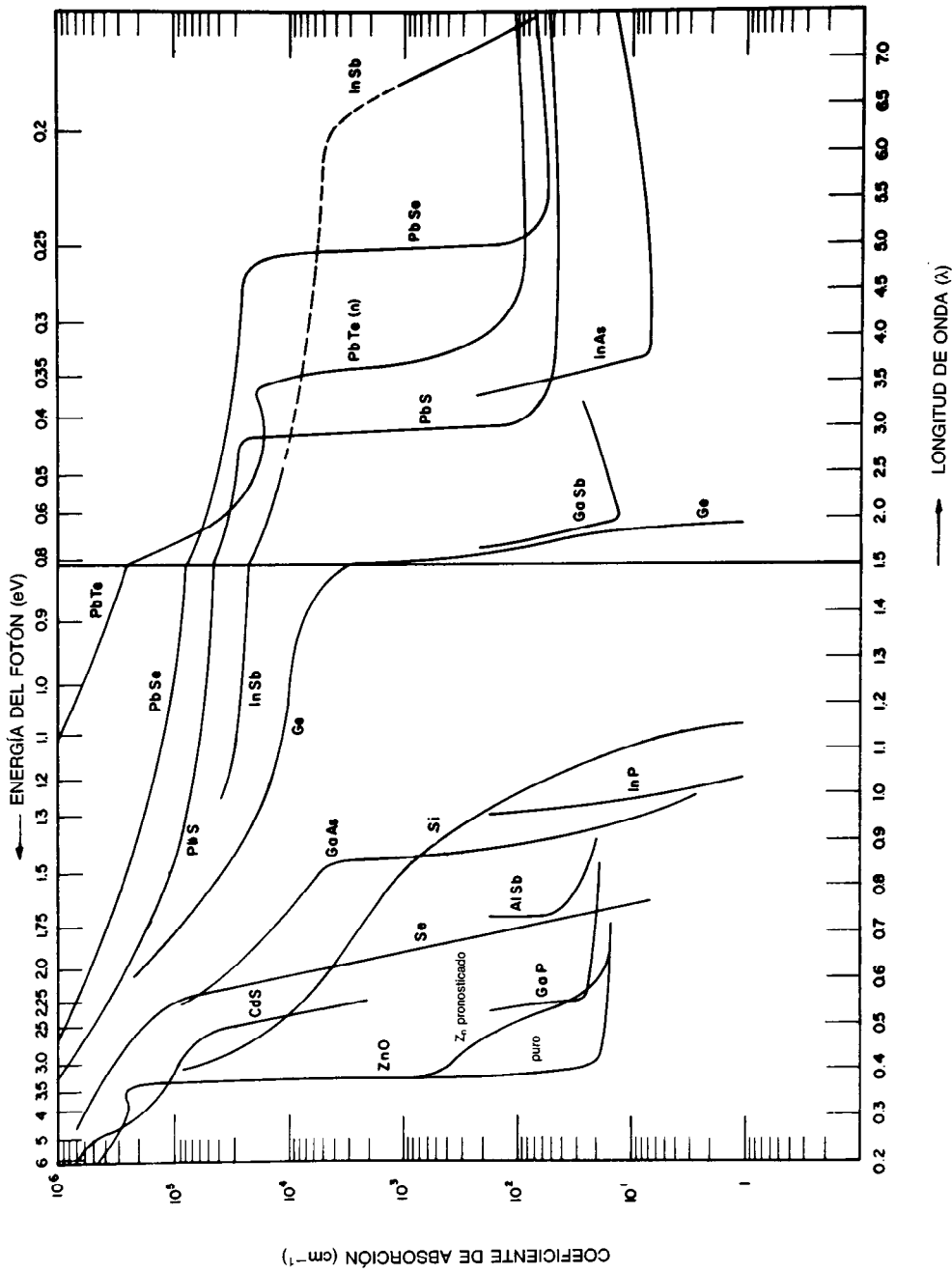


Fig. 15-83. Espectros de absorción de algunos semiconductores. Cada semiconductor presenta una caída de la absorción ("borde de absorción") a una longitud de onda típica, que corresponde a la separación energética  $E_g$ .

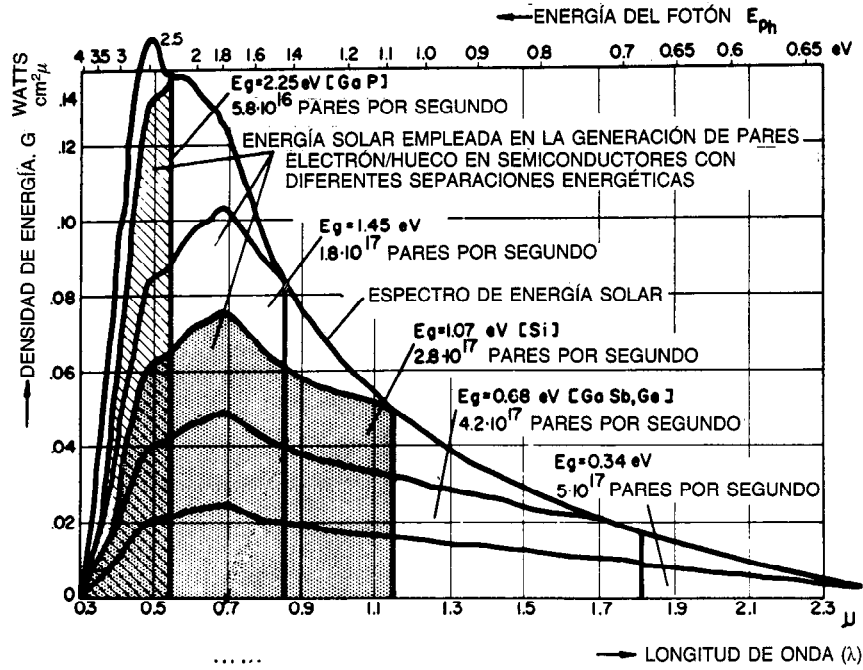


Fig. 15-84. Espectro de energía de la luz del Sol en un día brillante a nivel del mar, y partes de este espectro que se emplean en la generación de pares electrón-hueco en semiconductores con separaciones energéticas de 2.25, 1.45, 1.07, 0.68 y 0.34 eV. Para cada caso se presenta el número de pares electrón-hueco generados, que se obtienen suponiendo la existencia de un borde de absorción abrupta con absorción completa y reflexión cero en su lado de alta energía. Las partes sombreadas que se muestran para la separación energética de 1.07 y 2.25 eV expresan la densidad de energía integrada a la longitud de onda, que es posible utilizar en la generación de pares electrón-hueco. A la derecha de la parte sombreada se encuentra un área de exceso de energía de fotones. Tomado de Wolf<sup>6</sup>, con permiso.

La eficacia de conversión de la celda solar, expresada conforme a la ecuación 15-42, es entonces:

$$\eta_c = \frac{P_{C,mp}}{A_c H} = \frac{\gamma_c \cdot j_{L,id} \cdot (VF) \cdot (FF) \cdot E_G}{q \cdot H} \quad (15-58)$$

donde  $\gamma_c$  es la eficiencia global de colección, que relaciona la densidad de corriente generada por la luz solar que realmente se experimenta,  $j_L$ , con la ideal,  $j_{L,id}$ . Separando las cantidades de la ecuación 15-58 en factores determinados por las características tecnológicas y factores de limitación fundamental se obtiene:

$$\eta_c = \left[ \gamma_c (VF)_{tecnol} \cdot \frac{(FF)}{(CF)} \cdot (CF)_{tecnol} \right] \cdot \eta_{fund} \quad (15-59)$$

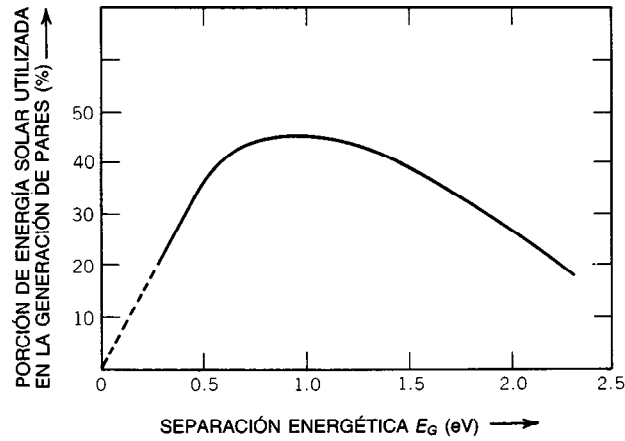
factores determinados por la tecnología

donde la eficiencia con base fundamental  $\eta_{fund}$  contiene tres factores:

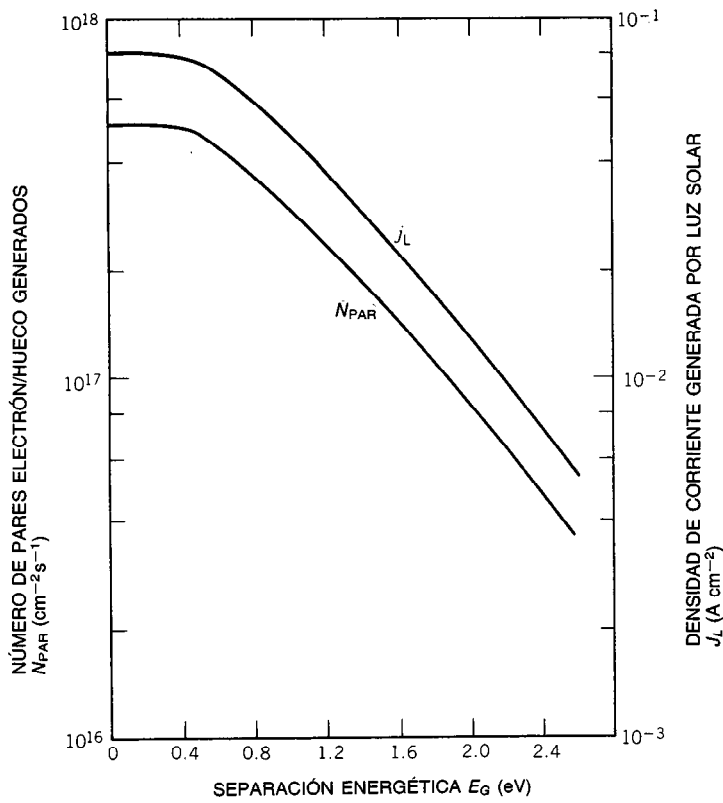
El último de estos tres factores representa las pérdidas debidas a energía insuficiente y excesiva del fotón, que se presentaron en la figura 15-85 como funciones de la separación energética para dispositivos elaborados con una separación energética dominante y una sola barrera de potencial. El factor de voltaje básico  $(VF)_{fund}$  es aproximadamente 0.76 (para silicio a 300 °K), y el factor de curva básico  $(CF)_{fund}$  es de alrededor de 0.96.

En combinación, las pérdidas fundamentales para las celdas solares de silicio representan de esta forma ~ 68% del flujo disponible de energía solar. Debido a su dependencia con respecto a la separación energética, las pérdidas fundamentales tienen una poderosa influencia sobre la elección de los semiconductores por emplear para celdas solares. Sin embargo, las pérdidas derivadas de sus características tecnológicas presentan actualmente un factor adicional cercano a 0.5, por lo que requieren mayor atención debido a la posibilidad

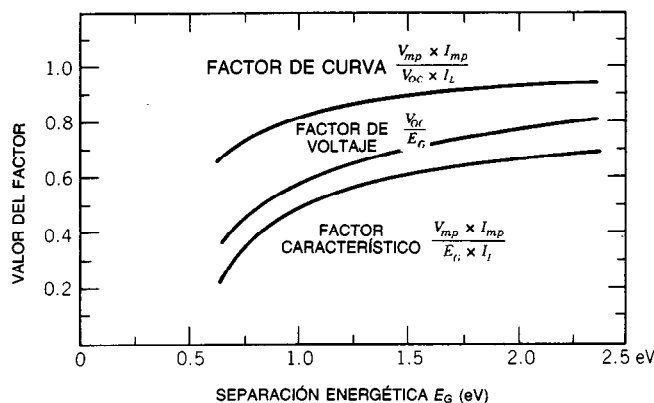
$$\eta_{fund} = (VF)_{fund} \cdot (CF)_{fund} \cdot \frac{j_{L,id} \cdot E_G}{qH} = (VF)_{fund} \cdot (CF)_{fund} \cdot \frac{E_G \int_0^{\lambda=hc/E_G} N_{Ph}(\lambda) d\lambda}{\int_0^{\infty} N_{Ph}(\lambda) \frac{hc}{\lambda} d\lambda} \quad (15-60)$$



**Fig. 15-85.** Fracción de la energía contenida en el flujo de radiación solar que es posible utilizar en la generación de pares electrón-hueco, presentada como función de la separación energética. Tomado de Wolf<sup>6</sup>, con permiso.



**Fig. 15-86.** Número de pares electrón-hueco generados (por unidad de área y unidad de tiempo), graficados como función de la separación energética correspondiente a los datos de las figuras 15-84 y 15-85. Este número proporciona la máxima densidad de corriente generada por la luz solar  $j_L$  teóricamente posible, que también se muestra como función de la separación energética. Tomado de Wolf<sup>6</sup>, con permiso.



**Fig. 15-87.** Factor de voltaje y factor de curva como funciones de la separación energética. Ambos factores se relacionan con la razón corriente-voltaje ideal del diodo, por lo que constituyen límites superiores para los valores que en realidad es posible obtener. Ambos contienen parámetros dependientes del material y derivados de las características tecnológicas, tales como el tiempo de vida y la movilidad de los portadores minoritarios. Los valores obtenidos para estos parámetros en semiconductores con diferentes separaciones energéticas a menudo son bastante distintos de los valores esperados en base a limitaciones físicas fundamentales. En un intento por eliminar esta influencia derivada de las características tecnológicas, los mejores valores logrados en los materiales más recientemente desarrollados, silicio y arseniuro de galio, suelen aplicarse para todos los materiales con diferentes separaciones energéticas, tal como se hizo para elaborar estas curvas. Tomado de Wolf<sup>6</sup>, con permiso.

de reducirlas considerablemente por medio de esfuerzos de ingeniería, en algunos casos a niveles casi despreciables.

A continuación se presentan las causas más importantes de pérdidas derivadas de las características tecnológicas de las celdas solares, relacionadas con los siguientes factores:

**1. Corriente generada por luz solar:**

- a. Propiedades ópticas de la superficie (reflexión).
- b. Cobertura de contacto.
- c. Absorción incompleta (grosor).
- d. Recombinación fuera de la región de agotamiento (volumétrica y superficial, incluyendo los contactos).
- e. "Capas muertas".

**2. Voltaje de circuito abierto:**

- a. Recombinación fuera de la región de agotamiento (volumétrica y superficial, incluyendo los contactos).
- b. Estrechamiento de la separación energética.
- c. "Fuga de corriente".

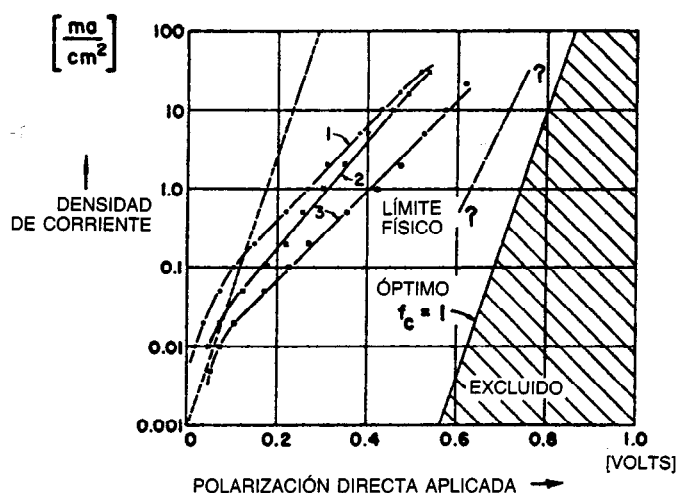
**3. Factor de relleno:**

- a. Igual que (a) para el voltaje de circuito abierto.
- b. Igual que (b) para el voltaje de circuito abierto.
- c. Igual que (c) para el voltaje de circuito abierto.
- d. Recombinación en la región de agotamiento.
- e. Resistencia en serie.

**Sistemas con múltiples separaciones energéticas.** Existe la posibilidad de evitar parte de las pérdidas fundamentales mediante el empleo de dos o más semiconductores de diferentes separaciones energéticas, cada uno de los cuales incluya una barrera de potencial. De esta forma es posible lograr un mejor acoplamiento entre el espectro solar y la parte del espectro que es posible utilizar para la generación de pares electrón-hueco. El empleo de un número muy grande de semiconductores con diferentes separaciones energéticas debería reducir idealmente a valores muy bajos las pérdidas debidas a las energías insuficiente y excesiva del fotón. Dado que esto debería reducir bastante la corriente generada por la luz solar en cada celda del sistema, es necesario reducir los factores de voltaje y de curva, que de alguna manera podrían contrarrestar los beneficios del empleo de un gran número de semiconductores. Por tanto, un número intermedio de semiconductores debe conducir a un sistema óptimo con múltiples separaciones energéticas.

Existen dos métodos básicos para la materialización de tales sistemas. Uno es el empleo de filtros ópticos espectralmente selectivos, a fin de dividir el haz incidente y dirigir las partes individuales del espectro solar a las celdas con las separaciones energéticas apropiadas (fig. 15-89).

En el otro método se utiliza el hecho de que los fotones con menor energía que la propia de la separación energética no son absorbidos en un semiconductor. Por tanto, este último puede actuar como filtro óptico, transmitiendo las longitudes de onda más largas del espectro solar (fig. 15-90). En este esquema las



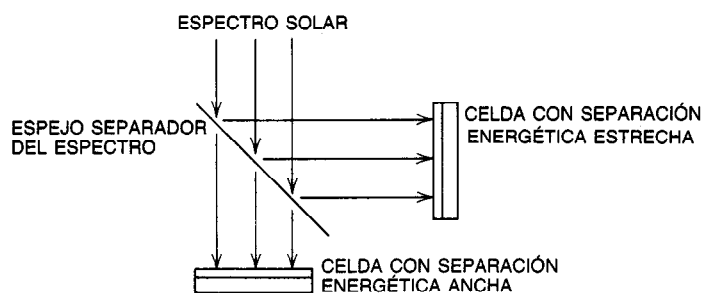
**Fig. 15-88.** Consideraciones termodinámicas producen una mínima densidad de corriente de saturación  $j_0$  para el silicio y por consiguiente una característica corriente-voltaje ideal (" $f_c$  óptimo = 1" en la figura). La pendiente de esta curva es  $q/kT$ . La parte sombreada del plano corriente-voltaje será por ello excluida siempre. Las curvas identificadas como 1, 2 y 3 representan características corriente-voltaje de celdas hechas hacia 1960. Las características de las celdas actuales son parecidas a las representadas en la curva 3. Shockley y Queisser<sup>7</sup> especularon que la curva identificada como "Límite físico ???" podría representar el límite superior para las características corriente-voltaje que es posible obtener en la práctica. Reproducido de Shockley y Queisser<sup>7</sup>, con permiso.

celdas están montadas una detrás de otra, y la celda con mayor separación energética es la que se expone a la radiación solar incidente y las restantes se disponen en orden decreciente de separación energética (fig. 15-90b). Este método suele denominarse sistema de celdas en cascada o apiladas.

#### Otros mecanismos de operación de celdas solares

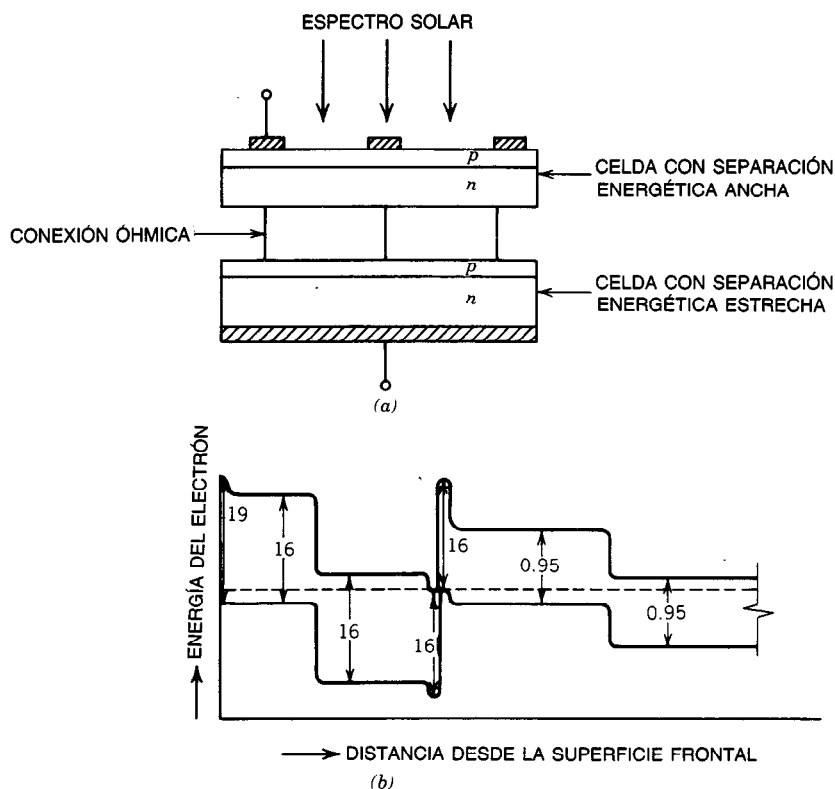
Se han identificado varios mecanismos detallados de operación, de los cuales todos tienen asociadas algunas pérdidas.

**Eficiencia global de colección.** El concepto de eficiencia de colección se basa en el hecho de que idealmente debe ser posible colectar un portador de carga por cada fotón solar incidente de energía  $E_{ph} \geq E_G$ . La eficiencia de colección expresa la desviación respecto a esta idealidad, y la adición de la palabra "global" se refiere a que todos los efectos de influencia, tales como la reflexión, absorción en la ventana o en el recubrimiento antirreflejante, etc., están considerados. Esto significa que la referencia es el flujo total de fotones en la parte externa del módulo (fig. 15-91).



**Fig. 15-89.** Representación esquemática de un sistema de celdas solares de múltiples separaciones energéticas en el que se utiliza la separación del haz, por ejemplo, mediante un espejo dicróico. El método requiere que las dos celdas estén separadas geoméricamente a fin de interceptar dos haces ópticos separados. Aunque para esto se necesita una disposición delicada, conlleva la ventaja de que las celdas pueden enfriarse con facilidad y acoplarse también fácilmente con circuitos eléctricos separados. Tomado de Fonash<sup>8</sup>, con permiso.





**Fig. 15-90.** a) Disposición física de un sistema en cascada de celdas solares de múltiples separaciones energéticas, empleando el ejemplo del apilamiento de dos celdas; b) diagrama de separación energética de una pila de dos celdas. Las dos celdas deben conectarse eléctricamente por medio de contactos óhmicos o sus equivalentes (p. ej., uniones de túnel), y a la vez sus interfaces deben estar diseñadas para la máxima transmisión óptica. Tomado de Fonash<sup>8</sup>, con permiso.

La eficiencia global de colección  $\gamma$  es el promedio ponderado de la eficiencia global espectral de colección  $\gamma(\lambda)$ , que es la cantidad más fundamental:

$$\gamma = \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} N_{ph}(\lambda) \gamma(\lambda) d\lambda}{\int_0^{\lambda=hc/E_G} N_{ph}(\lambda) d\lambda} = \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda) \gamma(\lambda) \lambda d\lambda}{\int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda) \lambda d\lambda} \quad (15-61)$$

$\gamma(\lambda)$  depende del diseño del dispositivo y de los parámetros electrónicos del material, dado que resultan del proceso de fabricación aplicado.

De hecho, sólo una fracción de los fotones incidentes con  $E_{ph} \geq E_G$  es realmente absorbida en el material semiconductor. Algunos fotones son reflejados; otros son absorbidos en ciertas capas del dispositivo en las que no ocurre generación de portadores, como en los recubrimientos antirreflejantes; algunos más no llegan al semiconductor debido a que parte de la superficie de éste, por estar sombreada por contactos metálicos o por otra razón, constituye una "superficie no activa"; y por último, algunos que penetran al se-

miconductor son transmitidos a través de él, y no absorbidos (fig. 15-92). Por consiguiente, la eficiencia global de colección realmente comprende los siguientes factores:

$$\gamma = (1 - S)(1 - R)(1 - A)(1 - T) \cdot \eta_{col} \quad (15-62)$$

donde  $S$  = fracción de la superficie proyectada del dispositivo que está sombreada o de alguna otra forma no activa

$R$  = reflectancia del área activa

$A$  = cualquier coeficiente de absorción fuera del semiconductor

$T$  = transmitancia o fracción de fotones que penetran en el semiconductor pero no son absorbidos en él

$S$  podría estar distribuida sobre  $R$  y  $A$ , pero por razones prácticas suele considerarse por separado. Además, por lo general  $S$  es independiente de los efectos espectrales, mientras que  $R$ ,  $A$  y  $T$  son promedios de cantidades dependientes espectralmente, ponderadas por la distribución espectral de la luz disponible, de modo que:

$$\gamma = (1 - S) \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} [1 - r(\lambda)][1 - a(\lambda)][1 - t(\lambda)]\eta_{col}(\lambda)H(\lambda)\lambda d\lambda}{\int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda)\lambda d\lambda} \quad (15-63)$$

donde  $\eta_{col}$  es la eficiencia de colección interna dentro del semiconductor mismo, a la que suele denominarse simplemente eficiencia de colección.

Por otra parte, partiendo de la ecuación 15-63 es posible obtener las definiciones que se especifican a continuación:

$$R = 1 - \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} [1 - r(\lambda)]H(\lambda)\lambda d\lambda}{\int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda)\lambda d\lambda} \quad (15-64)$$

$$A = 1 - \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} [1 - r(\lambda)][1 - a(\lambda)]H(\lambda)\lambda d\lambda}{(1 - R) \int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda)\lambda d\lambda} \quad (15-65)$$

1. Un par electrón-hueco por fotón con  $h\nu \geq E_G$  (pérdida debida a insuficiente energía del fotón)
2. El par electrón-hueco preserva sólo la energía  $E_G$  (pérdida debida a exceso de energía del fotón). (1 y 2 juntos provocan ~ 50% de pérdida del contenido de energía del espectro solar en caso de elegir  $E_G$ .)
3. Separación de electrones y huecos por la barrera de potencial integrada.
4. Pares electrón-hueco se generan en las regiones frontal, de carga espacial y de la base. Algunos pares se recombinan antes de alcanzar la barrera de potencial; a eficiencia de colección ~ 90%.
5. Algunos fotones se pierden por reflexión, absorción sin generación de par electrón-hueco o transmisión a través de la película o tableta.

Fig. 15-91. Mecanismos físicos que propician la generación de corriente por luz solar  $j_L$  ( $\approx j_{sc}$ ).

$$T = 1 - \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} [1 - r(\lambda)][1 - a(\lambda)][1 - t(\lambda)]H(\lambda)\lambda d\lambda}{(1 - R)(1 - A) \int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda)\lambda d\lambda} \quad (15-66)$$

$$\eta_{col} = \frac{\int_0^{\lambda=hc/E_G} [1 - r(\lambda)][1 - a(\lambda)][1 - t(\lambda)]\eta_{co}(\lambda)H(\lambda)\lambda d\lambda}{(1 - R)(1 - A)(1 - T) \int_0^{\lambda=hc/E_G} H(\lambda)\lambda d\lambda} \quad (15-67)$$

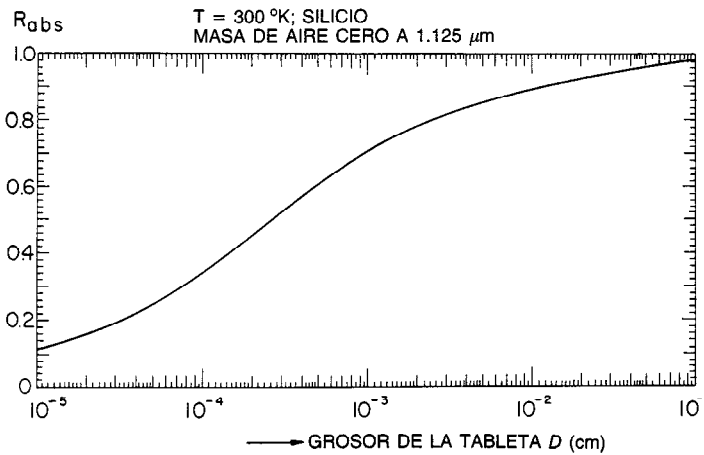


Fig. 15-92. Fracción  $R_{abs}$  del número total de fotones contenidos en el flujo solar que es absorbido en un solo paso a través de una capa de silicio de grosor  $d$ . Los datos están basados en la distribución espectral de luz solar en una masa de aire 0 hasta la longitud de onda de  $1.125 \mu m$ . El grosor relativamente grande requerido para absorber una elevada fracción del flujo disponible de fotones resulta de la separación energética "indirecta" del silicio.

**Tratamientos antirreflejantes.** La mayor parte de los semiconductores presentan una alta constante dieléctrica y por consiguiente un elevado coeficiente de refracción, lo que a su vez da por resultado una alta reflectancia óptica. Para el silicio, esta reflectancia es mayor del 30%. A fin de reducir el impacto de la reflectancia, es necesario dar un tratamiento antirreflejante a la superficie frontal de la celda solar.

Son de uso común los recubrimientos de interferencia antirreflejantes de una sola capa con grosor de un cuarto de longitud de onda e índice de refracción  $n_c$ :

$$n_c \approx \sqrt{n_1 \cdot n_2} \quad (15-68)$$

donde  $n_1$  y  $n_2$  son los índices de refracción de los dos materiales que presentan interficie con el recubrimiento. Tales recubrimientos proporcionan, en celdas solares de silicio, una reflectancia del 7 al 10%. Los recubrimientos antirreflejantes de varias capas, tal como se emplean en dispositivos de alto rendimiento, reducen la reflectancia a entre el 2 y 3% (fig. 15-93).

Otro método para reducir la reflectancia es estructurando la superficie frontal en una multitud de pirámides, cada una de aproximadamente 10 a 30  $\mu\text{m}$  de altura, en vez de emplear la superficie frontal plana más común. Tal "texturizado" de la superficie frontal reduce su reflectancia al intervalo del 10 al 12%; la aplicación de una capa de recubrimiento antirreflejante, además del texturizado, reduce la reflectancia a entre el 2 y 3%. El texturizado se realiza con facilidad mediante la aplicación de un grabado químico al silicio monocristalino de orientación cristalina (100) en la superficie frontal. Además de reducir la reflexión, el texturizado tiene la ventaja de causar la penetración inclinada de los fotones en la celda solar, incrementando así su posibilidad de ser absorbidos.

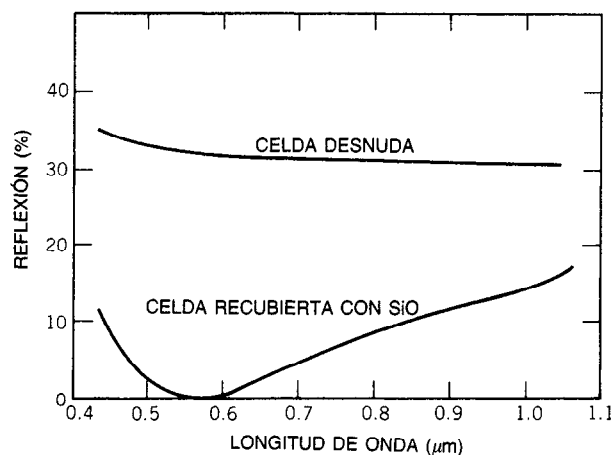
Hasta donde concierne al módulo, por lo general existe reflexión extra en la superficie del material de la

cubierta transparente. En algunos casos también ahí se aplican tratamientos antirreflejantes, texturizando la superficie frontal de las cubiertas de vidrio.

**Absorción sin generación de pares electrón-hueco.** Los lugares primarios de absorción sin la generación de pares electrón-hueco se encuentran en el recubrimiento antirreflejante y, con respecto al módulo, en la cubierta del material transparente, que suele ser de vidrio, y tal vez en el adhesivo empleado para unir la cubierta de vidrio con las celdas. La cantidad de absorción en la cubierta suele reducirse empleando vidrio con bajo contenido de hierro, en vez del vidrio normal para ventanas. El uso de recubrimientos antirreflejantes de calidad superior sobre las celdas suele reducir la absorción en dichos lugares a niveles despreciables.

Otros lugares de absorción improductiva pueden ser las capas de pasivación en las celdas solares, que algunas veces se emplean a fin de mejorar las propiedades electrónicas, y los recubrimientos conductores transparentes, que con frecuencia se aplican a celdas solares de película delgada. Para estos últimos recubrimientos se establece una solución de compromiso entre la conductancia eléctrica y la transmisión óptica. Además, algunas celdas solares que incluyen concentraciones muy altas de impurezas cerca de la superficie frontal han presentado una eficiencia de colección cercana a cero en esta capa bastante impurificada, que por consiguiente se denomina "capa muerta".

**Generación de pares electrón-hueco.** En el análisis de las limitaciones fundamentales, la absorción de fotones se trató como si todos los fotones de energía mayor o igual a la energía de la separación energética pudieran ser absorbidos en la celda solar. En realidad, el principio de absorción en la separación energética no es tan abrupto. El coeficiente de absorción es función de la longitud de onda (fig. 15-83), de modo que la profun-

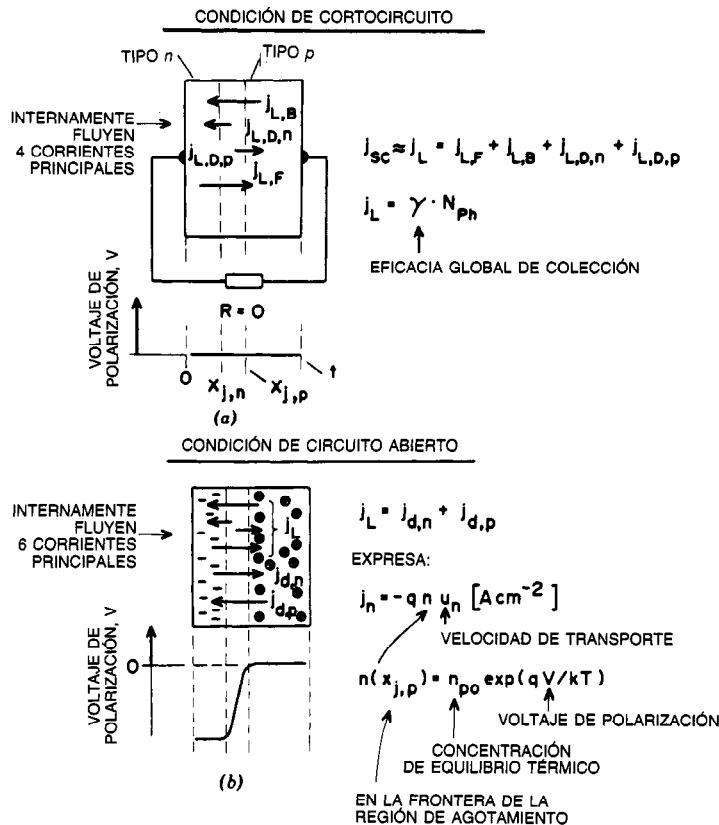


**Fig. 15-93.** Reflectancia de una celda solar con una superficie de silicio no tratada ("desnuda") que hace frontera con el aire, mostrada como función de la longitud de onda y, para efectos de comparación, reflectancia de una celda equipada con un recubrimiento antirreflejante de  $\text{SiO}_2$ . Tomado de Ralph y Wolf<sup>9</sup>, con permiso.

didad promedio de penetración de los fotones varía desde una décima de micrómetro, o menos, hasta centímetros en el intervalo espectral de interés. En algunos semiconductores, denominados semiconductores con separación energética indirecta, tales como el silicio, este cambio de  $\alpha(\lambda)$  es bastante gradual y se extiende a través de todo el espectro solar, mientras que en los semiconductores con separación energética directa, como el arseniuro de galio, la mayor parte del cambio en  $\alpha(\lambda)$  ocurre en una banda estrecha de longitud de onda cercana a la longitud de onda de la separación energética. De este modo, en todos los semiconductores la generación sustancial de pares electrón-hueco ocurre justo por debajo de la superficie frontal, mientras que en algunos una fracción considerable de los fotones penetra profundamente en el dispositivo y una fracción más pequeña es incluso transmitida a través de él (fig. 15-92). Para reducir el tamaño de esta fracción transmitida se han fabricado algunas celdas solares de silicio con reflectores ópticos en la superficie posterior, a fin de proporcionar una segunda trayectoria a los fotones a través del dispositivo, incrementando de esta forma la posibilidad de ser absorbidos.

**Colección de portadores de carga.** El propósito del proceso de colección es transformar el proceso de absorción de fotones en un mecanismo útil para generar corriente, e impedir la recombinación de los pares electrón-hueco.

El medio para lograr la colección es una etapa de potencial electrostático integrada en el dispositivo semiconductor (fig. 15-82). Tal etapa de potencial, denominada por lo común barrera de potencial, ocurre en una unión  $pn$ , que es una transición entre materiales semiconductores tipo  $p$  y tipo  $n$ ; en una barrera de Schottky, que es una transición metal-semiconductor; en una interficie metal-aislante-semiconductor (MIS, de *metal-insulator-semiconductor*) o en una interficie electrolito-semiconductor; o en cualquier estructura correspondiente. La etapa de potencial se verifica sobre una capa delgada en la cual la concentración de cargas móviles disminuye normalmente, a diferencia de las concentraciones mayoritarias de carga en las regiones adyacentes, eléctricamente neutras del semiconductor. De este modo, tal capa suele denominarse región de agotamiento o, de forma menos específica, región de carga espacial.



**Fig. 15-94.** Componentes de la corriente que fluye en una celda solar de unión  $pn$  con diferentes capas frontal, de base y de agotamiento, para la condición de a) cortocircuito y b) circuito abierto. La condición de cortocircuito tiene sólo las cuatro componentes principales de la corriente generada por la luz solar, mientras que en la condición de circuito abierto fluyen dos componentes adicionales de corriente de inyección, identificadas por  $j_d$ .

Una etapa de potencial a través de una capa de grosor finito crea un campo eléctrico dentro de esta capa, cuya dirección es tal que los portadores minoritarios que se encuentran en una región adyacente a la barrera de potencial serán acelerados por el campo, alejándolos de esta región, si llegan al borde de la capa con el campo. Estos portadores minoritarios terminan entonces en el otro extremo de la región de agotamiento, donde existen portadores mayoritarios, es decir, portadores de carga del mismo tipo de los que resultan de la impureza contaminante imbuida en esa región.

La existencia de tal sumidero de portadores minoritarios en el borde de la región en la que se generan los pares electrón-hueco da por resultado un gradiente de densidad de los portadores minoritarios en esa región, y, por consiguiente, la difusión ulterior de estos portadores hacia el sumidero. Este flujo de portadores de carga constituye una corriente. El transporte por difusión de los portadores de carga puede ser auxiliado por un campo electrostático adecuadamente dirigido integrado a las regiones neutras de la celda solar. Tal transporte de portadores debido a un campo eléctrico se denomina deriva. En total, de este mecanismo resultan cuatro corrientes, de las cuales una se origina en la región frontal, otra en la región de la base y dos en la región de agotamiento (fig. 15-94a). La suma de estas cuatro corrientes es la corriente generada por luz solar. Es importante que la celda solar se diseñe y construya de modo que la gran mayoría de los portadores minoritarios generados por la absorción de fotones alcance la región de agotamiento antes de recombinarse con los portadores mayoritarios. Por tanto, la fracción de los portadores minoritarios generados que se colecta de esta forma representa la eficiencia de colección  $\eta_{col}$ .

El proceso de colección produce la acumulación de un "exceso" de portadores mayoritarios en ambos lados de la barrera de potencial, denotando un exceso sobre la concentración presente en la condición de equilibrio térmico. Si entre los materiales semiconductores se establece una conexión externa de resistencia cero a ambos lados de la barrera de potencial, el exceso de portadores mayoritarios fluirá a través de este circuito externo de regreso al otro lado. Ahí entrarán nuevamente como portadores minoritarios y se recombinarán con los abundantes portadores mayoritarios. Este flujo de portadores de carga a través del circuito externo constituye una corriente medible. Ya que esta corriente representa el flujo total a través de la barrera de potencial de los portadores que resultan de la absorción de fotones, se denomina corriente generada por luz solar, y cuando se expresa para un área unitaria del dispositivo, es la densidad de corriente  $j_L$ . Este cuadro físico valida el concepto de un generador de corriente constante en el circuito equivalente (fig. 15-77).

**Condición de circuito abierto.** En ausencia de cualquier conexión externa, la acumulación del exceso de portadores mayoritarios a ambos lados de la barrera de potencial debe conducir a una situación de estado estable, en la que el flujo de portadores de carga generados por luz solar  $j_L$  a través de la barrera de potencial es contrarrestado por un flujo de portadores de

igual magnitud pero dirección opuesta, de modo que haya un flujo neto de corriente cero. En realidad, esta corriente tiene dos componentes, cada una de las cuales se origina en la región frontal y en la región de la base (fig. 15-94b). Es posible que existan otras fuentes de este flujo de corriente opuesto, pero dado que tales fuentes son indeseables, las corrientes resultantes se denominan sobrecorrientes.

El principal flujo de corriente opuesto a la corriente generada por luz solar ocurre como sigue. Mientras la concentración de los portadores mayoritarios sea adecuadamente pequeña, de modo que los portadores no interactúen entre sí y por ello sea posible considerarlos como un gas ideal, su distribución de energía estará descrita por la distribución de Boltzmann. Por tanto, en condiciones de equilibrio térmico, la fracción  $\exp(-qV_0/kT)$  de los portadores mayoritarios en una región tiene bastante energía para pasar la etapa de potencial de magnitud  $V_0$ . En la condición de equilibrio térmico, que no incluye cambio alguno en la altura  $V_0$  de la barrera de potencial mediante algún voltaje aplicado, ni la generación de portadores debido a la absorción de fotones, números iguales de portadores de carga fluyen a través de la barrera en ambas direcciones, de modo que no existe flujo neto de corriente. Si la barrera de potencial está en una unión  $pn$  con la densidad de los portadores mayoritarios  $n_n(x_{j,n})$  en la frontera tipo  $n$  de la región de agotamiento, que se encuentra a una distancia  $x_{j,n}$  de la superficie frontal del dispositivo (véase la fig. 15-94b), entonces la concentración de electrones en la frontera tipo  $p$  de la barrera de potencial, localizada en  $x_{j,p}$ , será:

$$n_{p0}(x_{j,p}) = n_n(x_{j,n}) \cdot \exp(-qV_0/kT) \quad \text{cm}^{-3} \quad (15-69)$$

Los electrones son portadores minoritarios en este lado  $p$ , y su concentración, dada por la ecuación 15-69, representa su concentración en equilibrio térmico  $n_{p0}$  a través de toda la región  $p$ , si ésta se encuentra uniformemente impurificada. Existe una relación correspondiente para los huecos en el lado  $n$  de la barrera de potencial. Sin embargo, para hacer más sencillo el análisis en lo que sigue, se desprejiciará la existencia de estos huecos y la corriente resultante.

En la condición de circuito abierto, el exceso de portadores mayoritarios que se acumulan a ambos lados de la barrera de potencial reducen la altura de esta barrera en la diferencia de potencial  $V$ , que es posible medir como un voltaje de polarización en las terminales del dispositivo. En este caso el voltaje se denomina voltaje de circuito abierto,  $V_{ca}$ . Por tanto, la fracción de portadores mayoritarios, que es capaz de vencer la barrera de potencial y aparecer como portadores minoritarios en el otro lado de la región de agotamiento, aumentará por el factor  $\exp(qV_{ca}/kT)$ . Este incremento provoca la existencia de portadores minoritarios en la región de agotamiento, con la concentración:

$$n_p(x_{j,p}) - n_{p0} = n_{p0}[\exp(qV_{ca}/kT) - 1] \quad (15-70)$$

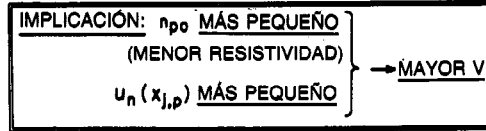
Este exceso de portadores minoritarios está sometido a recombinación en la región  $p$ .

SÓLO POR RAZONES DE SENCILLEZ, SUPÓNGASE  $j_L = j_{d,n} (+j_{d,p})$   
SE DESPRECIA

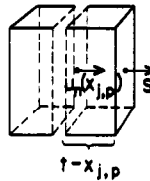
ENTONCES:

$$j_L = -q \cdot n_{p0} \cdot u_n(x_{j,p}) \cdot \exp(qV/kT) \equiv \text{FIJO}$$

POR LO GENERAL SE DENOMINA A IRRADIANCIA  
"CORRIENTE DE SATURACIÓN",  $j_0$  CONSTANTE



ESTO SE  
VUELVE LA META DEL DISEÑO



CUANDO  $t - x_{j,p} \gg L_n$ :

$$u_n(x_{j,p}) \rightarrow \frac{D}{L_n}$$

META:  $L_n$  GRANDE!

(SIN INFLUENCIA DE LA SUPERFICIE)



CUANDO  $\frac{t - x_{j,p}}{L_n} \rightarrow 0$ :

$$u_n(x_{j,p}) \rightarrow s$$

META:  $s$  PEQUEÑA!

(NO QUEDA VOLUMEN PARA  
RECOMBINACIÓN VOLUMÉTRICA)

Fig. 15-95. Principales consideraciones en el diseño de celdas solares de alta eficiencia.

Cuando el grosor de la región  $p$  es igual por lo menos a varias longitudes de difusión  $L_n$ , entonces la concentración del exceso de portadores minoritarios inyectados a través de la barrera de potencial varía con la distancia dentro de la región  $p$ , como resultado de la recombinación, conforme a:

$$n_p(x) - n_{p0} = [n_p(x_{j,p}) - n_{p0}] \exp[-(x - x_{j,p})/L_n] \quad (15-71)$$

Esto es:

$$L_n = (D_n \cdot \tau_n)^{1/2} \quad (15-72)$$

donde  $D_n$  es la constante de difusión y  $\tau_n$  el tiempo de vida de los electrones como portadores minoritarios (ambos para el material tipo  $p$ ). Esta distribución provoca la difusión de los portadores minoritarios desde la frontera de la región de agotamiento hacia la región  $p$ :

$$-D_n \frac{dn}{dx} = \frac{D_n}{L_n} [n_p(x_{j,p}) - n_{p0}] \exp[-(x - x_{j,p})/L_n] \quad (15-73)$$

en el supuesto de que ningún otro mecanismo de transporte es activo. El flujo de portadores minoritarios de la ecuación 15-73, multiplicado por  $-q$ , representa una densidad de corriente  $j_d$ , que suele denominarse corriente de difusión.

Dado que la distribución de los portadores minoritarios inyectados conforme a la ecuación 15-71 se basa en la recombinación volumétrica en la región  $p$ , y esta corriente de inyección en realidad es sostenida por la desaparición de los portadores inyectados mediante la recombinación, también es apropiado denominarla corriente de recombinación. Una corriente de inyección parecida, aunque con magnitud diferente, fluye de la región  $p$  a la región  $n$ .

Con estas corrientes de inyección se establece un flujo de corriente cuya dirección es opuesta a la propia de la corriente generada por la luz solar. El decremento de la barrera de potencial continúa hasta que la corriente de recombinación iguala a la corriente generada por luz solar y se establece un estado estable pero sin equilibrio térmico. Dado que el voltaje de polarización se conecta con un descenso de la barrera de potencial, se corresponde a un voltaje de polarización directa en un diodo o rectificador (dirección del flujo fácil de corriente).

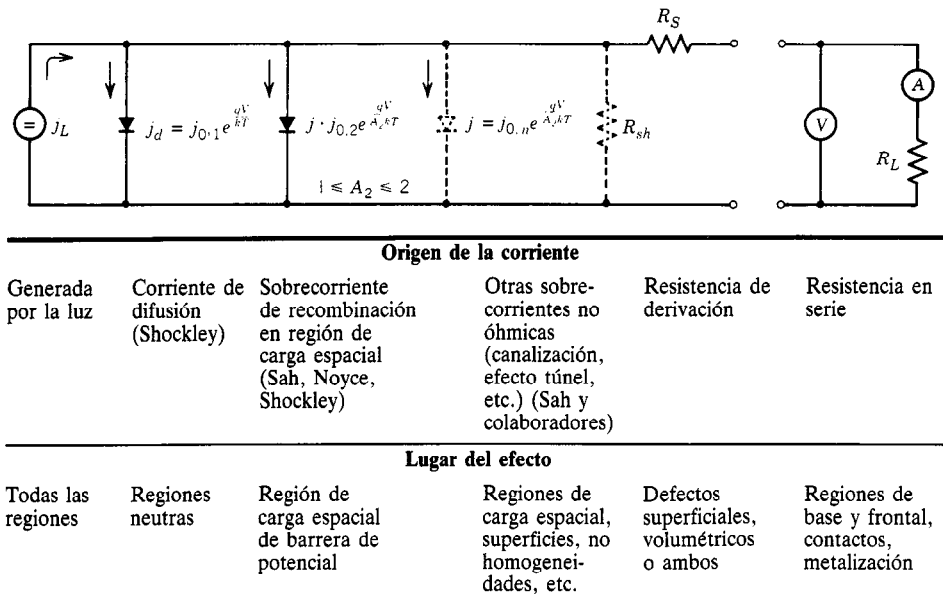
Puesto que la velocidad de recombinación en una región dada es proporcional a la concentración del exceso de portadores minoritarios en la región, e inversamente proporcional al tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau$ , un mayor  $\tau$  [menor velocidad de transporte,  $u_n(x_{j,p})$  en la fig. 15-95] requiere una mayor concentración de portadores minoritarios para una igual velocidad de recombinación que, a su vez, provoca una corriente igual de recombinación. Una mayor concentración de los portadores minoritarios dentro de la región respectiva también significa una mayor concentración proporcional de portadores minoritarios en la interficie de esa región con la región de agotamiento y, por consiguiente una mayor reducción de la altura de la barrera; es decir, un mayor voltaje de circuito abierto. En consecuencia, un decremento en la recombinación no sólo mejora la eficiencia de colección, sino también los voltajes de salida. De hecho, mientras la eficiencia de colección se satura con el incremento en el tiempo de vida de los portadores minoritarios, no existe tal efecto para la parte del factor de voltaje determinada tecnológicamente.

**Característica corriente-voltaje ideal.** Ni en la condición de voltaje de cortocircuito ni en la de circuito abierto la celda solar entrega potencia eléctrica. Sin embargo, con cualquier resistencia finita de carga diferente de cero es posible que la celda solar entregue potencia eléctrica y, con un valor particular de resistencia, la salida alcanza el punto de máxima potencia. Por tanto, la característica corriente-voltaje entre el cortocircuito y el circuito abierto es de importancia

Debido a la distribución de energía de los portadores de carga conforme a la ley de Boltzmann, como ya se analizó, la dependencia de la corriente de inyección a través de la barrera de potencial se transforma en una función exponencial del voltaje mediante la cual se reduce la altura de la barrera (ec. 15-70). Ésta es la característica corriente-voltaje ideal de la celda solar (ec. 15-47, pero con  $N$  en  $V_{tér,ef}$  reducido a 1, de modo que  $V_{tér,ef}$  se vuelve  $V_{tér}$ ). Esto conduce directamente al factor de curva (CF) para el punto de máxima potencia, con la parte determinada tecnológicamente de nuevo dominada por el exceso de recombinación que resulta de los defectos del cristal.

**Características corriente-voltaje reales.** Varios efectos más influyen en la característica  $I-V$  y reducen el factor de relleno por debajo del factor de curva. Por consiguiente, para propósitos de análisis de celdas, el circuito equivalente de una celda solar está mejor representado por la figura 15-96 que por la figura 15-77, que es adecuada para fines de diseño de sistemas.

Una contribución bastante importante a la característica corriente-voltaje proviene de la recombinación dentro de la región de agotamiento, que no se considera en la corriente de difusión analizada antes. Esta corriente se representa por el segundo diodo de la figura 15-96, y su característica  $I-V$  difiere de la característica  $I-V$  de la corriente de difusión, ya que contiene el factor  $1 \leq N \leq 2$  en el exponente. Con  $j_{0,2} \gg j_{0,1}$ , domina la característica  $I-V$  de la celda solar a bajos voltajes, pero por lo general no afecta el voltaje de circuito abierto. En celdas solares óptimas  $j_{0,2}$  es lo



Consúltese W. Shockley y W. T. Read, *Phys. Rev.* **87**, 835; R. N. Hall, *Phys. Rev.* **87**, 387; y C.-T. Sah, R. N. Noyce, y W. Shockley, *Proc. IRE*, **45** 1228; C. T. Sah, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED9**, 94.

**Fig. 15-96.** Diagrama generalizado de circuito equivalente para el análisis de rendimiento de celdas solares "reales". El circuito incluye algunos mecanismos físicos que provocan que fluya una "sobrecorriente".

suficientemente pequeño, de modo que este segundo diodo tiene sólo un efecto despreciable sobre el punto de máxima potencia (fig. 15-97).

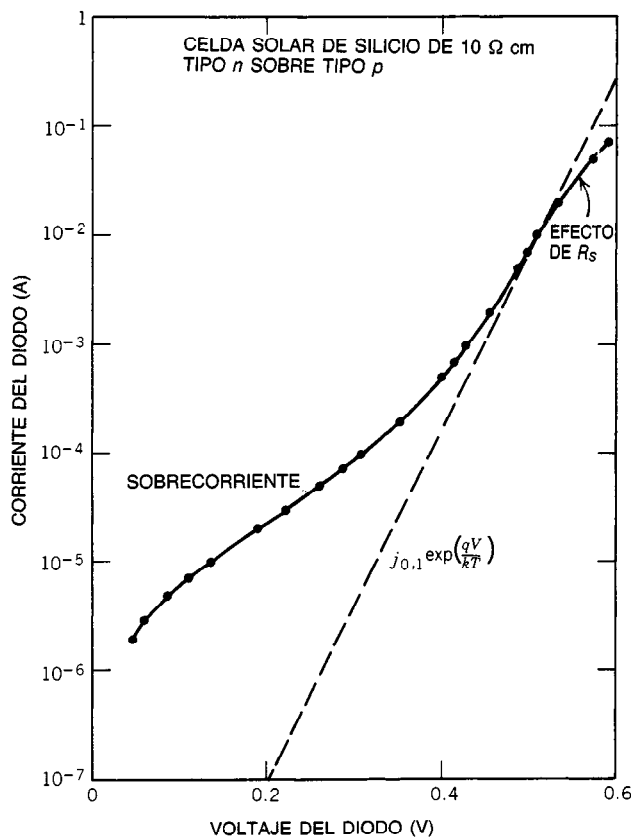
Otros mecanismos de conducción de corriente más allá de la barrera de potencial también pueden dar por resultado voltajes reducidos de la celda solar. Cuando producen una relación corriente-voltaje lineal, se atribuyen a una resistencia de derivación  $R_{der}$ . De hecho, con frecuencia son provocados por una trayectoria resistiva, tal como la creada por una deposición no intencional de metal a través del borde del dispositivo.

Otros mecanismos provocan relaciones corriente-voltaje no lineales, algunas exponenciales. Pueden ser provocados por la presencia de no homogeneidades en el dispositivo, tales como "clavos" en la barrera de potencial, por canales superficiales, o por horadación a través de regiones delgadas de carga espacial.

Mediante un buen diseño y fabricación cuidadosa, todos estos mecanismos que producen exceso de corriente pueden reducirse para que su influencia sobre las celdas solares sea despreciable.

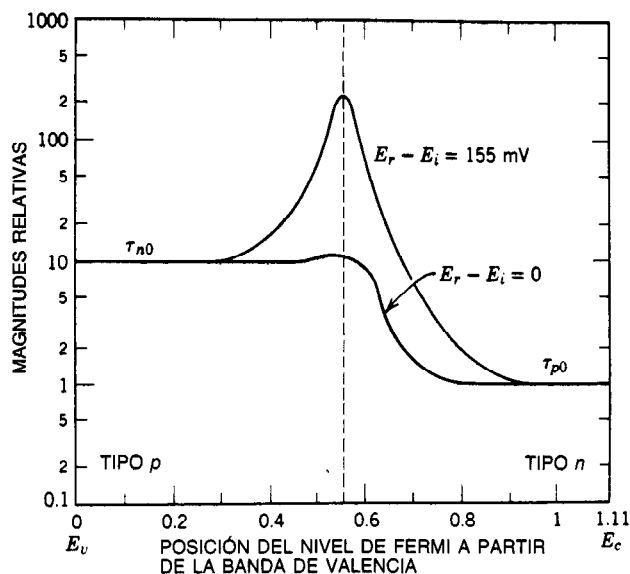
**Recombinación de los portadores minoritarios.** Ocurre cierta recombinación de pares electrón-hueco por transición directa a través de la separación energética, y da por resultado la reemisión de un fotón. Este proceso es particularmente efectivo en los semiconductores de separación energética directa. Es un proceso fundamental que determina la limitación básica de los factores de voltaje y de curva.

Sin embargo, en órdenes de magnitud más eventos de recombinación ocurren a través de centros de recombinación dentro de la separación energética, y dan por resultado la disipación de la energía del par electrón-hueco en forma de calor, y no en forma de energía de fotón. Por lo general estos centros están conectados con defectos en la estructura cristalina, incluyendo ciertas impurezas. Este exceso de recombinación afecta la eficiencia de colección y determina las partes dependientes de la tecnología de los factores de voltaje y de curva a través de la corriente de difusión. En consecuencia, el diseño y fabricación de celdas solares también se dedica a limitar el exceso de recombinación.



**Fig. 15-97.** Característica corriente-voltaje de una celda solar de silicio tomada sin iluminación, mostrada como una línea continua con los momentos de medición como puntos. La relación corriente-voltaje ideal está representada por la recta discontinua. La diferencia de corriente entre la que se mide en un dispositivo real y la propia de la característica ideal se denomina sobrecorriente. Se ha observado que la sobrecorriente domina a bajos voltajes, mientras que la característica real, a altos voltajes, es afectada principalmente por los efectos de la resistencia en serie.





**Fig. 15-98.** Variación del tiempo de vida de los portadores minoritarios con la posición del nivel de Fermi en la separación energética, conforme a la teoría de la recombinación de Shockley-Read-Hall. Para niveles más profundos de recombinación, es decir, niveles cuya energía se encuentre cerca del centro de la separación energética ( $E_r - E_i \approx 0$ ), el tiempo de vida de los portadores minoritarios es relativamente independiente de la posición del nivel de Fermi, mientras que para centros poco profundos, es decir, centros con energía cercana a los bordes de las bandas permitidas de energía, esos tiempos de vida pueden aumentar considerablemente a resistividades superiores. Para relacionar la gráfica con la resistividad, debe observarse que ésta crece de forma aproximadamente exponencial con la distancia del nivel de Fermi desde el borde de la banda respectiva. Tomado de Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, Wiley, Nueva York, pág. 7, con permiso.

El parámetro general utilizado para cuantificar la recombinación en el volumen del semiconductor es la velocidad de recombinación  $U$ , que describe la pérdida del exceso de portadores minoritarios por unidad de volumen y tiempo.

En su forma más general,  $U$  puede expresarse como una serie de potencias del exceso de concentración de portadores minoritarios  $n' = n - n_0$ :

$$U = - \frac{dn'}{dt} = \beta_1 n' + \beta_2 n'^2 + \beta_3 n'^3 + \dots \text{ cm}^{-3}\text{s}^{-1} \quad (15-74)$$

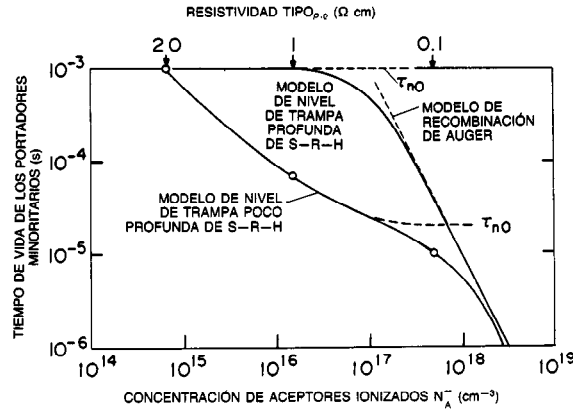
A bajo nivel de inyección, lo que significa que el exceso de concentración de portadores minoritarios es pequeño comparado con la concentración de portadores mayoritarios, predomina el primer término. A alto nivel de inyección, es decir, que el exceso de concentración de portadores minoritarios es grande comparado con la concentración de portadores mayoritarios en equilibrio térmico, el segundo término expresa la combinación radiativa prevaeciente en los semiconductores de separación energética directa, y el tercero describe la recombinación de Auger. El término lineal (el primero) de la ecuación 15-74 expresa tanto la recombinación a través de los centros de re-

combinación como la recombinación de Auger a altas concentraciones de portadores mayoritarios. La recombinación de Auger implica dos portadores mayoritarios y ocurre con o sin centros de recombinación, pero siempre genera calor en vez de fotones. El término lineal reviste gran interés en las celdas solares.

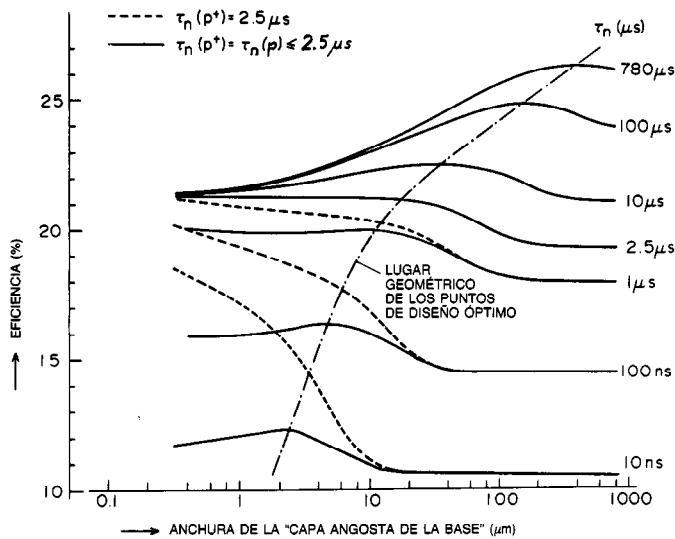
El inverso de la constante de proporcionalidad  $\beta_1$  se denomina tiempo de vida de los portadores minoritarios  $\tau$ , y expresa la duración promedio de los periodos entre la generación (o inyección) de los portadores minoritarios y su recombinación con los portadores mayoritarios. En general,  $\tau$  varía de nanosegundos a milisegundos, dependiendo del tipo de semiconductor y su perfección cristalina. Para la recombinación a través de un solo tipo de centro de recombinación que pueda representarse por medio de un solo nivel local de energía  $E_r$  en la separación energética,  $U$  es:

$$U = - \frac{np - n_i^2}{\tau_{p0}(n + n_1) + \tau_{n0}(p + p_1)} \text{ cm}^{-3}\text{s}^{-1} \quad (15-75)$$

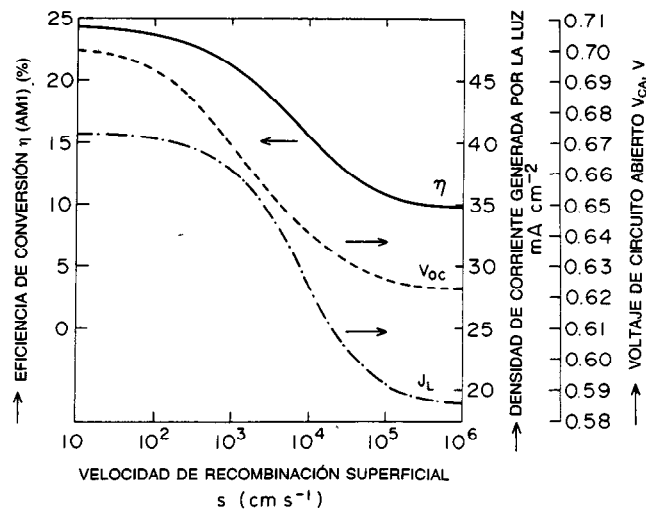
donde  $n_i = p_i$  es la concentración de portadores intrínsecos respecto al material sin impurificar, y  $n_1$  (o  $p_1$ ) es la concentración de electrones (o huecos) que existiría si el nivel de Fermi se encontrara al nivel de energía  $E_r$  (fig. 15-98).



**Fig. 15-99.** Dos modelos para la dependencia del tiempo de vida de los portadores minoritarios (electrones) con respecto a la concentración de impurezas en el silicio tipo *p*, conforme a la teoría de Shockley-Read-Hall, con la adición de la recombinación de Auger a las concentraciones superiores de impurezas. Las curvas se han elegido a fin de producir los mismos tiempos de vida de los portadores minoritarios a 20 Ω cm. El modelo de nivel de trampa profunda proporciona una vida de saturación  $\tau_{n0}$  de  $10^{-3}$  s, mientras que el modelo de nivel de trampa poco profunda produce una de  $2 \cdot 10^{-5}$  s. Las diferencias en el tiempo de vida de los portadores minoritarios ocurren esencialmente en las concentraciones intermedias de impurezas, que son de interés en el diseño de celdas solares. Ya que los niveles profundos por lo general forman centros de recombinación más efectivos, el modelo de nivel de trampa profunda representa un silicio en el cual se ha logrado una concentración de centro de recombinación mucho más baja que en el material representado por el modelo del nivel de trampa poco profunda. Adaptado de Bowler y Wolf<sup>10</sup>, con permiso.



**Fig. 15-100.** Dependencia de la eficiencia de conversión  $\eta$  con respecto al tiempo de vida de los portadores minoritarios en la capa de base estrecha y menos fuertemente impurificada y con respecto al ancho de esta capa. Para las cuatro curvas superiores y las líneas discontinuas de las tres curvas inferiores, el tiempo de vida de los portadores minoritarios en la capa de base más fuertemente impurificada se ha mantenido constante en  $2.5 \mu s$ , que es el valor dictado por la recombinación de Auger. Las tres curvas continuas inferiores se calcularon con idénticos tiempos de vida para ambas capas, en el supuesto de que una alta densidad de centro de recombinación domina los mecanismos de recombinación en ambas capas. El diseño de la región frontal se mantuvo fijo en estos cálculos. Tomado de Bowler y Wolf<sup>10</sup>, con permiso.



**Fig. 15-101.** Dependencia de la densidad de corriente generada por la luz solar  $j_L$ , el voltaje de circuito abierto  $V_{CA}$  y la eficiencia de conversión  $\eta$  con respecto a la velocidad de recombinación superficial  $s$ , que aquí se supuso igual tanto en la superficie frontal como en la posterior de la celda. Tomado de Bowler y Wolf<sup>10</sup>, con permiso.

Los tiempos de vida en saturación de los huecos y electrones son, respectivamente:

$$\tau_{p0} = \frac{1}{\sigma_p v_{\text{ter}} N_r} \quad \text{s} \quad (15-76a)$$

$$\tau_{n0} = \frac{1}{\sigma_n v_{\text{ter}} N_r} \quad \text{s} \quad (15-76b)$$

donde  $\sigma$  = secciones transversales de captura efectiva,  $\text{cm}^2$

$v_{\text{ter}}$  = velocidad térmica,  $\text{cm s}^{-1}$

$N_r$  = densidad de centros de recombinación,  $\text{cm}^{-3}$

Para centros poco profundos ( $E_r \ll E_G$ ),  $\tau$  es función de la resistividad, con  $\tau \approx \tau_0$  a las resistividades más altas, mientras que para centros profundos ( $E_r \approx E_G/2$ ),  $\tau \approx \tau_0$  para todas las resistividades, hasta los bajos valores de resistividad a los que empieza a dominar la recombinación de Auger (fig. 15-99).  $\tau_0$  se refiere ya sea a  $\tau_{n0}$  o a  $\tau_{p0}$ . La fuerte influencia del tiempo de vida de los portadores minoritarios en la región de la base sobre la máxima eficiencia de conversión alcanzable se ilustra en la figura 15-100.

Ocurre otra recombinación en las superficies del dispositivo a través de centros asociados con la discontinuidad del cristal que ocurre ahí. La velocidad de recombinación se expresa mediante una densidad de corriente de portadores minoritarios (electrones):

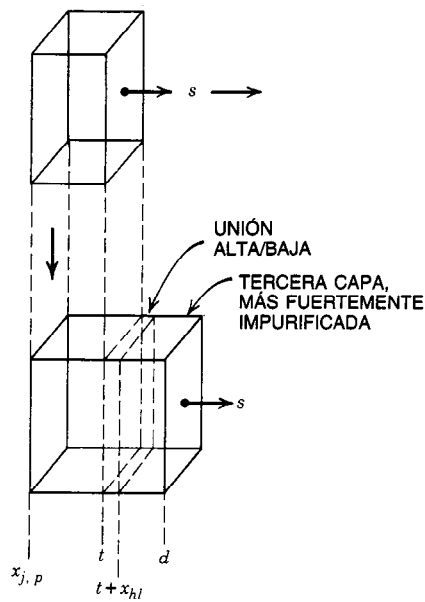
$$j_n = q n_p u_n \quad \text{A cm}^{-2} \quad (15-77)$$

que fluye hacia la superficie respectiva con la velocidad de transporte  $u_n$  ( $\text{cm s}^{-1}$ ). En este caso la velocidad de

transporte se denomina velocidad de recombinación superficial, que suele representarse por  $s$  ( $\text{cm s}^{-1}$ ). El impacto de la velocidad de recombinación superficial en los parámetros clave de rendimiento de una celda solar se muestra en la figura 15-101. La velocidad de recombinación superficial en superficies abiertas puede reducirse por lo general mediante tratamientos especiales de la superficie, incluyendo la aplicación de capas de pasivación que con frecuencia constan de óxidos. En las interfaces de metales semiconductores que actúan como contactos óhmicos de baja resistencia, por lo general se requieren altas velocidades de recombinación superficial. Ahí puede requerirse proteger aislando la superficie de contacto y el volumen que contiene exceso de portadores minoritarios. Esta protección es posible mediante una delgada capa aislante a través de la cual sólo pueden penetrar por efecto túnel los portadores mayoritarios o los de una unión alta/baja, por lo general con una capa más densamente impurificada distribuida entre la unión y la superficie de contacto (figs. 15-102 y 15-103).

Existen cuatro vías para reducir la recombinación:

1. Incrementar el tiempo de vida de los portadores minoritarios (defectos mínimos).
  - a. Evitar la impurificación intensa (recombinación de Auger).
2. Reducir el volumen para recombinación.
3. Reducir las velocidades de recombinación superficial.
4. Aislar los volúmenes que contienen exceso de portadores minoritarios de las superficies (o regiones) con altas velocidades de recombinación (tales como los contactos óhmicos).



**CONTACTO:** NECESARIO EN  $x = t$  O EN  $x = d$   
**REMEDIO:** AGREGAR DOS CAPAS MÁS  
**EFFECTO:**  $s \approx 10^6$  cm/s  
**SE DESEA:**  $s = U(T) \leq 20$  cm/s  
**EFFECTO DE LA UNIÓN ALTA/BAJA:**

$$\frac{u(t)}{u(t + x_{hl})} \geq \frac{p_p(t)}{p_p(t + x_{hl})}$$

SÓLO LA UNIÓN ALTA/BAJA:

$$\text{Con } p_p(t) = 2 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$$

$$p_p(t + x_{hl}) = 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

(LIMITADA POR LA RECOMBINACIÓN DE AUGER)

$$\frac{u(t)}{u(t + x_{hl})} = 10^{-2}$$

POR TANTO, SE REQUIERE:

$$u(t + x_{hl}) \leq 2000 \text{ cm/s}$$

PERO  $s = u(d) = 10^6$  cm/s  
 AGREGAR LA TERCERA CAPA "GRUESA"

$$d - (t + x_{hl}) > L_n$$

DE MODO QUE:

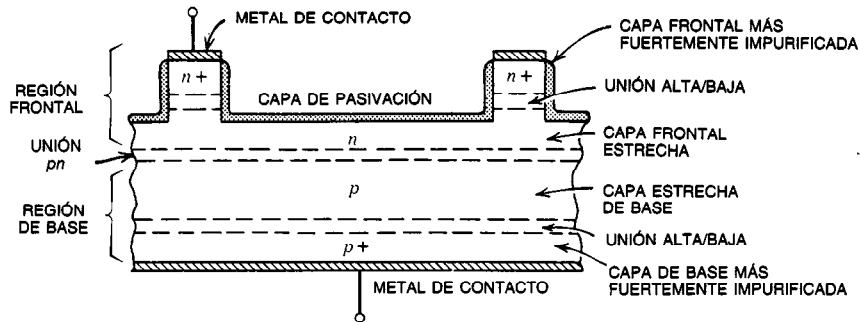
$$u(t + x_{hl}) = \frac{D_n}{L_n} \leq 2000 \text{ cm/s}$$

QUE PUEDE OBTENERSE CON:

$$L_n > 3.3 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$$

( $A \cdot D_n = 6.5 \text{ cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ )  
 SE REQUIERE  $\rightarrow \tau_0 \geq 2 \mu\text{s}$

**Fig. 15-102.** Efectos de una capa de unión alta/baja y una tercera capa de base más fuertemente impurificada para lograr las bajas velocidades de transporte deseadas en la parte posterior de la capa de base menos fuertemente impurificada.



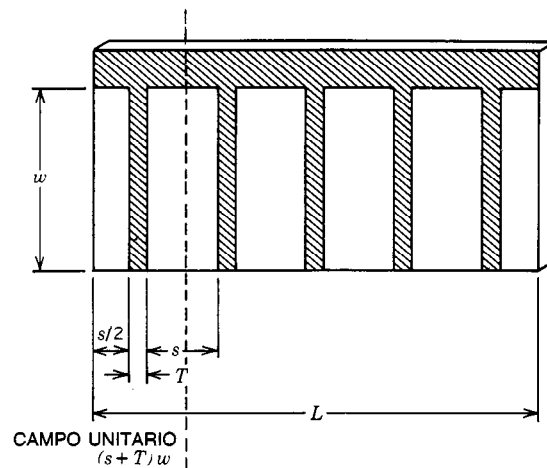
**Fig. 15-103.** Diseño de celda solar con estructura elevada de la región frontal con tres capas, donde las uniones alta/baja y las terceras capas más fuertemente impurificadas se aplican de manera selectiva sólo bajo los contactos óhmicos y líneas de rejilla. El objetivo de la estructura con tres capas es, como en la región de base, proteger la principal región activa, es decir, la estrecha y menos fuertemente impurificada capa frontal, contra la influencia de la elevada recombinación superficial.

Estas cuatro vías se persiguen de manera simultánea en el diseño moderno de celdas solares de alta eficiencia.

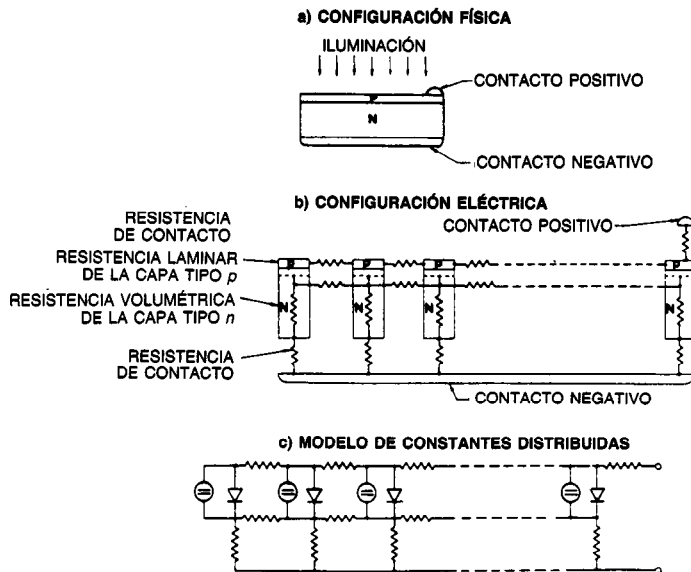
**Resistencia en serie.** Un mecanismo importante de pérdida que afecta la característica  $I-V$  a los niveles superiores de corriente (fig. 15-97), se debe a la resistencia en serie ( $R_s$ ) del dispositivo. Una contribución primordial a dicha resistencia resulta del flujo lateral de corriente en la región frontal, que es la capa entre la superficie expuesta a la luz solar y la región de agotamiento [capa  $n$  o capa  $p$ , dependiendo del tipo de celda solar ( $n$  sobre  $p$  o  $p$  sobre  $n$ )]. Esta capa suele tener una resistencia laminar relativamente alta, desde aproximadamente 20 a algunos cientos de ohms. Esta contribución a la resistencia se reduce considerablemente mediante una capa superpuesta de una estructura de contacto de rejilla metálica, que consta de una multitud de "dedos" de rejilla estrechos, por lo general paralelos (fig. 15-104).

La capa superpuesta de una estructura metálica sobre la parte frontal del dispositivo provoca una pérdida de área sensible a la luz solar sin reducir la superficie frontal del dispositivo, lo que da por resultado una pérdida de corriente potencial generada por luz solar. Esta pérdida suele expresarse a través del "factor de sombreado". La estructura metálica frontal puede diseñarse de modo que la pérdida por sombreado se mantenga en el intervalo del 2 al 3%, para una resistencia en serie de capas frontales combinadas y una pérdida por sombreado del 5 al 6% de la potencia ideal de salida.

La pérdida de las capas frontales combinadas puede limitarse del 5 al 6% en celdas de mayor área (anchura  $> \sim 1$  cm) sólo cuando se aplica una metalización de capa frontal de alta conductividad, como plata, cobre o aluminio de "conductividad volumétrica". Esta conductividad volumétrica se logra mediante procesos de galvanostegia o de deposición al vacío. Se obtiene una conductividad sustancialmente menor empleando, por



**Fig. 15-104.** Configuración de una estructura de contacto frontal, incluyendo líneas de rejilla dispuestas de forma paralela. Tomado de Wolf<sup>6</sup>, con permiso.



**Fig. 15-105.** Versión de "constante distribuida" del circuito equivalente de una celda solar, que proporciona una representación más exacta que el modelo de resistencia en serie de una sola constante agregada. Tomado de Wolf y Rauschenbach<sup>11</sup>, con permiso.

ejemplo, procesos de pulvimetalurgia (película gruesa). Asimismo, para celdas solares en las que la trayectoria de la corriente a través del metal a lo largo de la capa frontal excede aproximadamente los 2 cm de longitud, se requiere el empleo de líneas de ducto, en las que el grosor se establece por medio de la superposición de una capa de un conductor volumétrico, como alambre o cinta. El grosor logrado es superior al que puede obtenerse mediante procesos de deposición.

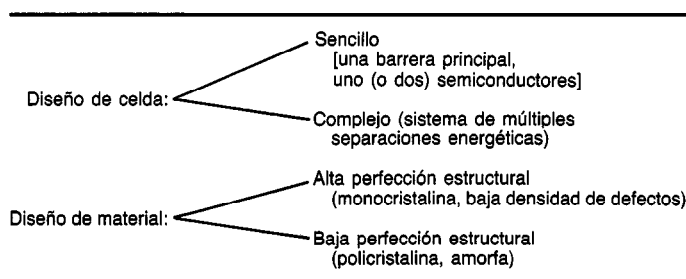
En algunos métodos, la resistencia laminar de la capa frontal se reduce por medio de la aplicación de un recubrimiento conductor transparente compuesto de un material tal como el óxido de estaño-indio (ITO, de *indium tin oxide*). Sin embargo, este método no es capaz de reducir la resistencia laminar por debajo de 3 a 10  $\Omega$  sin encontrar una sustancial absorción generadora de no portadores. Debe observarse que el modelo de una sola constante agregada para la resistencia en serie (figs. 15-77 y 15-96) es sólo una aproximación a la situación real, que está mejor representada por la fi-

gura 15-105. Sólo cuando la resistencia total en serie se mantiene en un valor muy bajo, de modo que dé por resultado pérdidas de Joule porcentuales bastante pequeñas, entonces la representación por medio de una sola  $R_s$  agregada es un método apropiado.

#### Adelantos en vías de desarrollo

Los análisis anteriores de los mecanismos de operación y pérdidas asociadas relativos a las celdas solares sugieren esencialmente dos objetivos básicos del diseño con dos opciones primordiales cada uno, lo que permite cuatro permutaciones (fig. 15-106). Estas cuatro permutaciones se persiguen actualmente.

En la primera permutación se hace uso de un simple dispositivo combinado con alta perfección del material. Después de la elección del semiconductor idóneo en términos de su separación energética a fin de minimizar las pérdidas básicas (o bien dos semiconductores para diseños de heterounión), se persigue la alta perfección del material a fin de reducir la recombinación.



**Fig. 15-106.** Métodos básicos para el diseño de celdas solares.

Causas primarias de pérdidas		Parámetros de diseño				Celda mejor verificada de 1982 (Westinghouse, 1 cm <sup>2</sup> ) (Promedio de resultados de pruebas de Westinghouse, SERI y JPL)
		Símbolo	Actuales	Primeros		
			Meta	Piedra angular		
			Base: 200 μm de ancho	Base: 200 μm de ancho		
			$\tau_{n,p} = 950 \mu s$	$\tau_{n,p} = 950 \mu s$		
			$\tau_{n,p} = 2.6 \mu s$	$\tau_{n,p} = 2.6 \mu s$		
			Frente: 2 μm de ancho	Frente: 2 μm de ancho		
			$s = 10^3 \text{ cm s}^{-1}$	$s = 10^3 \text{ cm s}^{-1}$		
			$\tau_{p,p} = 10 \mu s$	$\tau_{p,n} = 0.1 \mu s$		
				44 mA cm <sup>-2</sup>		
Corriente generada por luz: Límite fundamental (AM1)		$J_{L,id}$				
Propiedades superficiales ópticas (reflexión)		$(1 - R)$	0.97	0.97	0.95 (± 0.02)	
Cobertura de contacto		$S$	0.966	0.966	0.97	
Absorción incompleta (grosor)		$\eta_{col}$	0.95	0.92	0.88	
Recombinación fuera de la región de agotamiento (volumétrica y superficial, incluyendo los contactos)					(Distribución supuesta)	
"Capas muertas"		$(1 - A)$	1.0	1.0	1.0	
Eficiencia global de colección		$\gamma$	0.89	0.86	0.81	
Corriente generada por luz (AM1)		$j_L = j_{L,id}$	39.2 mA cm <sup>-2</sup>	37.9 mA cm <sup>-2</sup>	35.5 mA cm <sup>-2</sup>	
Voltaje de circuito abierto: Límite fundamental		$(VF)_{fund} = 0.76$		0.836 V		
Recombinación fuera de la región de agotamiento (volumétrica y superficial, incluyendo los contactos)		$(VF)_{rec}(VF)_{fund}$	0.65	0.60	0.54	
Estrechamiento de la separación energética			$(R_{sh})$	1.0	1.0	1.0
"Fuga de corriente"		$V_{ca} = (VF) \cdot E_G$	0.715 V	0.661 V	0.594 V	
Voltaje de circuito abierto						
Factor de relleno: Límite fundamental		$(CF)_{fund}$		0.96		
Recombinación fuera de la región de agotamiento (volumétrica y superficial, incluyendo los contactos)		$(CF)_{rec}(CF)_{fund}$	0.85	0.84	0.84	
Estrechamiento de la separación energética		$(R_{sh})$	1.0	1.0	1.0	
"Fuga de corriente"						
Recombinación en la región de agotamiento		$(CF)_{adicional}$	0.97	0.97	0.975	
Resistencia en serie		$(R_s)$	0.98	0.98	0.975	
Factor de relleno		$(FF)$	0.81	0.80	0.80	
Eficiencia de conversión resultante		$\eta$	0.226	0.200	0.172	

**Fig. 15-107.** Análisis de la influencia de algunos mecanismos de pérdida sobre el rendimiento de las mejores celdas solares de silicio recientemente desarrolladas, y reducción de la pérdida planificada para celdas actualmente en proceso de desarrollo.

MATERIAL INICIAL:	BAJA PERFECCIÓN ESTRUCTURAL (POLICRISTALINA AMORFA)		ALTA PERFECCIÓN ESTRUCTURAL (MONOCRISTALINA, BAJA DISLOCACIÓN, ALTA PUREZA)	
ENFOQUE DEL DISPOSITIVO:	SENCILLA (UNA UNIÓN O BARRERA EQUIVALENTE)	COMPLEJA (MÚLTIPLES SEPARACIONES ENERGÉTICAS Y BARRERAS DE POTENCIAL)	SENCILLA (UNA UNIÓN pn)	COMPLEJA (MÚLTIPLES SEPARACIONES ENERGÉTICAS Y BARRERA DE POTENCIAL)
EFICIENCIA DEL MÓDULO (%)	6 - 10	14 - 18	25 - 40	4 - 2.5
ÁREA MÍNIMA POR kW <sub>p</sub> (RED PLANAR) (m <sup>2</sup> /kW <sub>p</sub> ):	17.7 - 10	7.2 - 5.6		
PRECIO COMPETITIVO DEL MÓDULO: (¢/m <sup>2</sup> ) (¢/W <sub>p</sub> )	22 - 70 0.37 - 0.70	118 - 166 0.84 - 0.92	> \$1000 / m <sup>2</sup> PARA CONCENTRADORES (250 - 430) (1.0 - 1.08)	
APLICACIONES PRINCIPALES:	REDES PLANARES CON BAJOS COSTOS ARBOS ("HÁGALO USTED MISMO")	REDES PLANARES TODAS LAS APLICACIONES TODOS LOS CLIMAS INSTALACIONES COMERCIALES	SISTEMAS CONCENTRADORES (ESTACIONES CENTRALES EN CLIMAS ÁRIDOS)	

PARA \$ 1200/kW<sub>p</sub> DE UNA RED PLANAR INSTALADA A COSTOS ARBOS DE \$ 50/m<sup>2</sup>

Fig. 15-108. Direcciones futuras para los productos fotovoltaicos.

ción. El resto del esfuerzo se dedica a minimizar las demás pérdidas derivadas de las características tecnológicas.

El ejemplo clásico de este método es la celda solar de silicio monocristalino. Esta celda es comercial, y las eficiencias de conversión actuales para celdas terrestres se encuentran en el intervalo del 12 al 15%, mientras que en celdas de laboratorio se han logrado eficacias de conversión del 18 al 19%. Los objetivos primordiales de los esfuerzos de desarrollo actuales son la reducción de costos y mayores mejoras en eficiencia. La eficiencia de colección ya se ha elevado hasta aproximadamente el 90%. Así, en la actualidad los esfuerzos están dirigidos esencialmente a reducir la influencia de varios efectos de la recombinación, y llevar el voltaje de circuito abierto desde unos 0.6 hasta unos 0.7 V, con la consecuente obtención de eficiencias mayores del 20% (fig. 15-107).

Se han empleado en el mismo método otros materiales semiconductores, como arseniuro de galio o telururo de cadmio. Con el primero se han logrado eficiencias cercanas al 20% (AM1), mediante el empleo de un semiconductor con separación energética más ancha para una "capa de ventana", que es fundamental para reducir los efectos de la recombinación, pero que en realidad no forma parte del dispositivo semiconductor activo.

La segunda permutación implica el método del dispositivo complejo (sistema de múltiples separaciones energéticas) combinado con alta perfección del material. Aquí se esperan eficacias superiores al 25%, posiblemente hasta del 40%, sin concentración óptica. Es obvio que éste es el método de más alto costo, cuando

menos en las primeras etapas de desarrollo. A pesar de ello, con toda seguridad será el método más económico para sistemas en los que se utilicen concentradores ópticos de alta relación. A largo plazo, este método también puede volverse económico para aplicaciones en sistemas terrestres de redes planares. Utilizando el método óptico de separación del haz se han logrado eficacias en el alto intervalo del 20%. Sin embargo, en el método de las celdas apiladas, las eficiencias de los sistemas en desarrollo aún no superan las propias de las celdas solares de silicio. Los mejores materiales candidatos para estos sistemas son los semiconductores compuestos III-V y II-VI, utilizados parcialmente como compuestos ternarios e incluso cuaternarios. El mayor problema por resolver en el método de las celdas apiladas está relacionado con la interficie entre las celdas individuales del apilamiento. Otra cuestión se relaciona con descompensaciones potenciales de las celdas en el apilamiento en condiciones variables de operación. Esto puede requerir la extracción por separado de la potencia de cada celda, en vez del apilamiento conectado en serie como un todo.

En el otro extremo del espectro se encuentra el dispositivo simple con material de baja perfección estructural, esencialmente películas delgadas de semiconductores policristalinos o amorfos. La fuerza impulsora para este método es el potencial de menores costos de procesamiento. Debido a la reducida perfección estructural, tendrán que aceptarse mayores velocidades de recombinación que las que es posible lograr con los métodos de alta perfección estructural, con eficacias ulteriores en el intervalo del 6 al 12%. Los materiales de interés primordial en la actualidad para esta cate-



ría son diselenuro de indio-cobre ( $\text{CuInSe}_2$ ) y una aleación amorfa de silicio-hidrógeno. En ambos, se ha logrado un 10% de eficiencia (masa de aire 1) en celdas de laboratorio. El método con sulfuro de cobre/sulfuro de cadmio ( $\text{Cu}_2\text{S}/\text{CdS}$ ) se ha descartado esencialmente, debido a problemas persistentes de estabilidad.

La combinación del método de baja perfección del material con el método del dispositivo complejo debe conducir a eficiencias en el intervalo de las que se obtienen con el método de dispositivo sencillo/alta perfección del material. Por tanto, este intervalo de media eficiencia puede ser competitivo, aunque es demasiado pronto para predecir cuál de los métodos puede conducir a menores costos. Actualmente se piensa que varios semiconductores amorfos son idóneos para sistemas de celdas apiladas de múltiples separaciones energéticas, y un apilamiento de celdas de  $\text{SiC}/\text{SiH}$  amorfo en proceso de desarrollo ya ha producido más de un 8% de eficiencia (fig. 15-108).

## BIBLIOGRAFÍA

### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. F. U. Wetzler, "Connecting Renewable Power Sources into the System", *IEEE Spect.* **19**(11):42-45.
2. H. S. Rauschenbach, *Solar Cell Array Design Handbook*, Van Nostrand Reinhold, Nueva York.
3. Sandia Laboratories, Informe n.º SAND 79-0557.
4. E. C. Boes, en J. F. Kreider y F. Kreith, eds., *Solar Energy Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York, pp. 2-46, 2-52, 2-53.
5. M. Wolf, "Module and Solar Cell Values as Function of Efficiency", *Solar Cells* **3**:327-396.
6. M. Wolf, "Limitations and Possibilities for Improvement of Photovoltaic Solar Energy Converters. Considerations for Earth's Surface Operation", *Proc. IRE* **48**: 1246-1263.
7. W. Shockley y H. Queisser, "Detailed Balance Limit of Efficiency of *pn* Junction Solar Cells", *J. Appl. Phys.* **32**:510.
8. S. J. Fonash, *Solar Cell Device Physics*, Academic, Nueva York.
9. E. L. Ralph y M. Wolf, en Memoria de la 4.ª Photovoltaic Specialists Conf., Cleveland, OH, Interagency Advanced Power Group PIC-SOL 20915, pp. B-7-1-15.
10. D. L. Bowler y M. Wolf, "Interactions of Efficiency and Material Requirements for Terrestrial Silicon Solar Cells", *IEEE Trans. Comp Hyb. and Man. Technol.* **CHMT-3**:464-472.
11. M. Wolf y H. Rauschenbach, "Series Resistance Effects on Solar Cell Measurements", *Adv. Ener. Conv.* **3**:455-479.

### LIBROS Y REVISTAS

- C. E. Backus, ed., *Solar Cells*, IEEE Press, Nueva York.
- W. C. Dickinson y P. N. Cheremisinoff, eds., *Solar Energy Handbook*, Marcel Dekker, Nueva York.
- A. L. Fahrenbruch y R. H. Bube, *Fundamentals of Solar Cells*, Academic, Nueva York.
- M. A. Green, *Solar Cells*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- H. J. Hovel, *Solar Cells*, en *Semiconductors and Semimetals*, R. K. Willardson y A. C. Beer, eds., Academic, Nueva York, vol. 11.
- IEEE, Memorias 6.ª a 16.ª Photovoltaic Specialists Conferences, Nueva York.
- J. F. Kreider y F. Kreith, eds., *Solar Energy Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York.
- R. C. Neville, *The Solar Cell*, Elsevier, Amsterdam.
- D. L. Pulfrey, *Photovoltaic Power Generation*, Van Nostrand Reinhold, Nueva York.
- B. O. Seraphin, ed., "Solar Energy Conversion; Solid-State Physics Aspects", vol. 31 de *Topics in Applied Physics*, Springer-Verlag, Berlín.

## CAPÍTULO 16

# Transductores eléctricos

**Gerald Weiss**

Polytechnic Institute of New York,  
Brooklyn, Nueva York

### **16.1 Principios, clasificación y terminología**

- 16.1.1 Nomenclatura
- 16.1.2 Elementos de los transductores
- 16.1.3 Transductores pasivos y activos
- 16.1.4 Transductores analógicos y digitales
- 16.1.5 Circuitos eléctricos
- 16.1.6 Función característica

### **16.2 Transductores para movimientos mecánicos de sólidos**

- 16.2.1 Introducción y definiciones
- 16.2.2 Transductores de desplazamiento relativo. Generalidades
- 16.2.3 Potenciómetros de resistencia
- 16.2.4 Principios del transductor de desplazamiento inductivo
- 16.2.5 Transformadores diferenciales
- 16.2.6 Síncronos
- 16.2.7 Transductores de desplazamiento capacitivos
- 16.2.8 Codificadores digitales de eje
- 16.2.9 Deformímetros
- 16.2.10 Acelerómetros absolutos
- 16.2.11 Acelerómetro de viga en voladizo
- 16.2.12 Transductores piezoeléctricos
- 16.2.13 Acelerómetros piezoeléctricos
- 16.2.14 Servoacelerómetros

- 16.2.15 Transductores de velocidad
- 16.2.16 Transductores de fuerza, de torsión y de peso
- 16.2.17 Motores de par
- 16.2.18 Instrumentos giroscópicos

### **16.3 Transductores para cantidades de mecánica de fluidos**

- 16.3.1 Introducción y definiciones
- 16.3.2 Principios de medición de la presión
- 16.3.3 Elementos para la detección de la presión
- 16.3.4 Transductores de presión ordinarios
- 16.3.5 Transductores de presión de circuito integrado
- 16.3.6 Transductores al vacío
- 16.3.7 Principios de medición de flujo
- 16.3.8 Flujómetros de altura piezométrica y de altura dinámica
- 16.3.9 Rotámetros
- 16.3.10 Flujómetros con partes móviles
- 16.3.11 Flujómetro magnético
- 16.3.12 Flujómetros térmicos
- 16.3.13 Flujómetros de fluido oscilante
- 16.3.14 Flujómetros ultrasónicos
- 16.3.15 Principios para la medición de nivel

- 16.3.16 Elementos para la detección de nivel de tipo mecánico
- 16.3.17 Transductores de nivel de resistencia e inductancia
- 16.3.18 Transductores de nivel de capacitancia
- 16.3.19 Medidores de nivel de microondas, ópticos y de radiación nuclear
- 16.3.20 Transductores de nivel ultrasónicos
- 16.3.21 Transductores de densidad
- 16.3.22 Transductores de viscosidad
- 16.4 Transductores para cantidades térmicas**
  - 16.4.1 Principios de medición de la temperatura
  - 16.4.2 Transductores de temperatura basados en la dilatación (termómetros)
  - 16.4.3 Principios de la transducción termoelectrónica
  - 16.4.4 Termopares
  - 16.4.5 Transductores termorresistivos
  - 16.4.6 Termómetros de radiación (pirómetros)
  - 16.4.7 Transductores de flujo térmico
- 16.5 Transductores para cantidades acústicas**
  - 16.5.1 Principios de la transducción acústica
  - 16.5.2 Transductores de presión acústica
  - 16.5.3 Transductores magnetostrictivos
- 16.6 Transductores para cantidades ópticas e infrarrojas**
- 16.7 Transductores para radiación nuclear**
  - 16.7.1 Introducción y definiciones
  - 16.7.2 Principios de la detección por ionización en una atmósfera gaseosa
  - 16.7.3 Detectores de ionización en una atmósfera gaseosa
  - 16.7.4 Detectores de ionización a base de semiconductor
  - 16.7.5 Detectores de escintilación
- 16.8 Transductores para campos magnéticos**
  - 16.8.1 Introducción y definiciones
  - 16.8.2 Transductor de efecto Hall
  - 16.8.3 Transductor magnetorresistivo
  - 16.8.4 Transistor sensible al campo magnético
  - 16.8.5 Transductor de inducción magnética
- 16.9 Transductores para la instrumentación de análisis**
  - 16.9.1 Introducción y definiciones
  - 16.9.2 Transductores de conductividad eléctrica
  - 16.9.3 Transductor de conductividad térmica
  - 16.9.4 Transductor de susceptibilidad magnética
  - 16.9.5 Transductor de velocidad del sonido
  - 16.9.6 Transductores higroscópicos
  - 16.9.7 Métodos espectroscópicos
  - 16.9.8 Cromatografía
- 16.10 Transductores electroquímicos**
  - 16.10.1 Introducción y definiciones
  - 16.10.2 Principios de los transductores iónicos
  - 16.10.3 Transductores de pH
  - 16.10.4 Transductores selectores de iones (pION)
  - 16.10.5 Transductores de potencial de oxidación-reducción
  - 16.10.6 Transductores de gases ionizados
  - 16.10.7 Otros métodos electrométricos
  - 16.10.8 Dispositivos electrónicos quimiosensibles (CSED)

## 16.1 PRINCIPIOS, CLASIFICACIÓN Y TERMINOLOGÍA

### 16.1.1 Nomenclatura

El término *transductor* se ha aplicado a dispositivos o combinaciones de dispositivos que convierten señales o energía de una forma física en otra. Más específicamente, en los sistemas de medición un **transductor** se define como un dispositivo que proporciona una salida útil en respuesta a un *mensurando* específico. El **mensurando** es “una cantidad, propiedad o condición física que se mide”, y la **salida** es “la cantidad eléctrica, producida por un transductor, que es función del mensurando específico”. [Éstas y otras definiciones que se emplean en el presente manual fueron tomadas de *Electrical Transducer Nomenclature and Terminology*, ANSI MC6.1 (ISA-S37.1).]

### 16.1.2 Elementos de los transductores

En algunos transductores, la generación de la salida eléctrica a partir del mensurando físico se verifica en dos etapas. Existe un *elemento detector*, que responde directamente al mensurando, y un *elemento de transducción*, en el que se origina la salida eléctrica. Por ejemplo, muchos tipos de transductores de presión constan de un elemento detector que convierte la presión en desplazamiento mecánico y se acopla con un elemento de transducción que genera una salida eléctrica como respuesta al desplazamiento. Un tercer elemento del sistema transductor, los circuitos eléctricos para el acondicionamiento y procesamiento de las señales, puede encapsularse integralmente con el transductor, o bien colocarse en un lugar remoto. En los transductores de circuitos integrados de estado sólido, los elementos electrónico y transductor pueden fabricarse durante las mismas etapas de procesamiento, empleando tecnología de materiales ordinarios (p. ej., silicio).

### 16.1.3 Transductores pasivos y activos

En un transductor pasivo, la acción del mensurando produce un cambio en un elemento pasivo de un circuito eléctrico, resistencia, inductancia o capacitancia. Tales transductores requieren una fuente eléctrica externa para la excitación. Algunos tipos de transductores son activos y generan un voltaje de salida por sí mismos, como por ejemplo los transductores basados en el efecto termoelectrónico o piezoelectrónico. La salida autogenerada suele ser a bajo nivel y requiere amplificación.

### 16.1.4 Transductores analógicos y digitales

Con mucho, la gran mayoría de los transductores tienen una **salida analógica**, que se define como “una salida que es función continua del mensurando, excepto por la modificación debida a la resolución del transductor” (ISA-S37.1). En los transductores pasivos la salida analógica suele ser relacionométrica (de relación); es decir, la información está contenida en la relación

de voltaje eléctrico de salida del transductor entre algún voltaje de referencia, tal como el de excitación del transductor. Las señales analógicas del voltaje pueden ser de CD o CA (amplitud modulada). La salida analógica de corriente encuentra aplicaciones en el control de procesos. Algunos transductores proporcionan una salida analógica pulsátil; es decir, una frecuencia de pulsos proporcional al mensurando. Los transductores inductivos y capacitivos se emplean algunas veces en un circuito que genera una señal de frecuencia variable, cuya frecuencia es proporcional al mensurando (frecuencia modulada). Estas señales analógicas pulsátiles y de frecuencia se convierten con facilidad en señales digitales por conteo de los pulsos o ciclos y almacenando la cuenta. Los transductores también pueden emplearse como dispositivos de encendido-apagado con sólo dos valores de salida; un ejemplo es un conmutador de nivel líquido (interruptor o automática de flotador). El codificador de eje es un ejemplo de transductor que tiene salida digital en forma de una señal binaria en paralelo.

### 16.1.5 Circuitos eléctricos

En el sistema transductor los circuitos eléctricos y electrónicos realizan diversas funciones:

- Generación de voltaje y frecuencia de excitación o de referencia.
- Generación de la señal de salida, típicamente por medio de un circuito puente o un circuito potenciométrico.
- Acondicionamiento de la señal; es decir, amplificación de salidas de bajo nivel y ajuste de los valores de voltaje (o corriente) de salida a un intervalo estándar.
- Supresión de ruido, filtrado y aislamiento de tierra.
- Conversión de señales, tales como de CA/DC, o de analógico a digital.
- Procesamiento de señales, tales como linealización de salidas inherentemente no lineales.

Los circuitos puente y potenciométrico pueden ser de desviación o de anulación. En un circuito de desviación la salida del puente o potenciómetro pasa a ser la salida del transductor, después de un acondicionamiento y procesamiento apropiados de las señales. En un circuito de anulación, la salida del puente (o potenciómetro) se emplea para ajustar otro elemento circuital, así como para anular el puente (o potenciómetro). La salida de tal transductor autoequilibrado o tipo servomecanismo es alguna variable adecuada asociada con la acción de autoequilibrio.

Los elementos electrónicos pueden estar localizados completamente en el interior del empaque del transductor, completamente separados, o divididos en dos ubicaciones. Cuando el sistema transductor consta de varios empaques, las interconexiones forman parte del sistema total de medición. A fin de lograr el rendimiento especificado son esenciales la conexión correcta, el blindaje y la puesta a tierra.

### 16.1.6 Función característica

Todo tipo de transductor tiene una relación ideal salida-mensurando, descrita por una ecuación teórica o por una representación tabular (numérica) o gráfica. Esta característica ideal de transferencia es lineal en muchos casos; es decir, puede representarse mediante una recta, cuya pendiente es la relación de transferencia o "función de transferencia" del transductor. En el caso de una característica ideal no lineal, la relación de transferencia se emplea algunas veces para describir el comportamiento del transductor.

El comportamiento de un transductor real se desvía del de uno ideal, y como consecuencia el transductor verdadero indicará un valor erróneo del mensurando. El error tiene componentes estático y dinámico.

#### Error estático

El **error estático** es la diferencia entre la curva real de calibración determinada en condiciones de estado estable y la función teórica. Para designar esta diferencia se emplea la palabra *conformidad* (o concordancia). Cuando la función teórica es una recta, se aplica el término *linealidad*, que describe "la cercanía entre la curva de calibración y una recta específica" (ISA-S37.1).

Las definiciones de linealidad varían, dependiendo de cuál sea la recta empleada en la comparación:

**Linealidad independiente.** El mejor ajuste a la recta.

**Linealidad referida al cero.** La mejor recta que pase por el punto de salida mínima.

**Linealidad de puntos extremos.** La recta que pasa por los puntos de salida mínima y máxima.

**Linealidad absoluta.** La recta definida teóricamente.

Al error de linealidad presentado por las características estáticas hay que sumar los errores debidos a cambios en las condiciones ambientales, envejecimiento y otros factores. El error total permisible suele expresarse en forma de una banda de error con respecto a la función teórica. El ancho de banda de error se expresa como un porcentaje, que suele ser un porcentaje de la salida máxima, lo que significa que el ancho de la banda de error es constante para todos los niveles de salida.

Ocasionalmente, la banda de error se expresa como porcentaje de la salida real; en algunos casos se emplea una combinación o se especifican diferentes bandas de error sobre diversos intervalos de salida.

#### Error dinámico

Las características dinámicas de los transductores se describen en los mismos términos que se emplean en el análisis de circuitos y sistemas, utilizando notación y conceptos como tiempo de respuesta, frecuencia de respuesta o función de transferencia (transformada de Laplace).

## 16.2 TRANSDUCTORES PARA MOVIMIENTOS MECÁNICOS DE SÓLIDOS

### 16.2.1 Introducción y definiciones

En los siguientes artículos se aborda el tema de los transductores de desplazamiento mecánico y sus derivados, así como las fuerzas y cantidades relacionadas. El **desplazamiento** se define como "el cambio en la posición de un cuerpo o punto con respecto a un punto

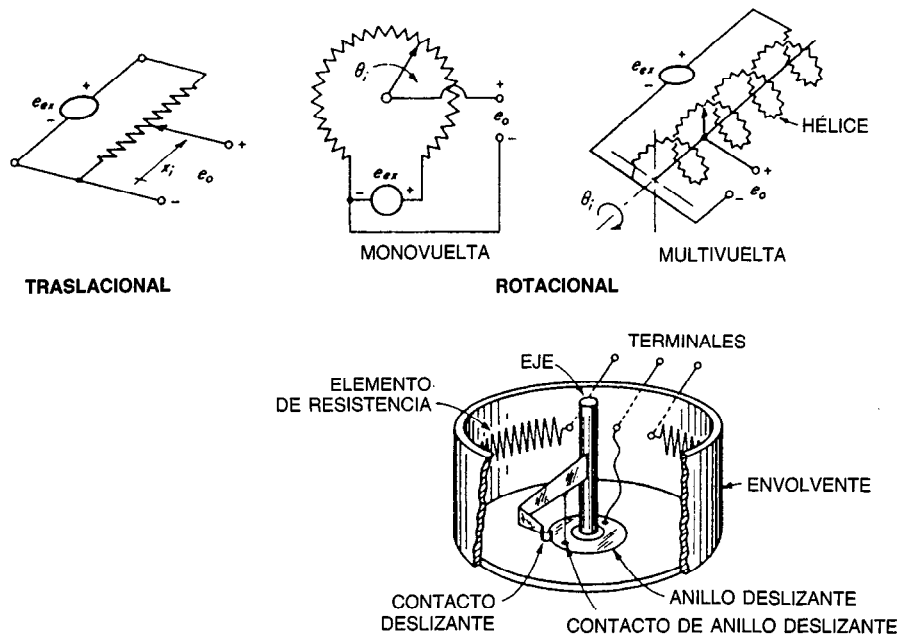


Fig. 16-1. Transductor potenciométrico de desplazamiento. Tomado de McGraw-Hill, con permiso.

de referencia" (ISA-S37.1). Se hace una distinción entre las cantidades traslacionales y rotacionales; es decir, los transductores que se considerarán aquí son: de desplazamiento, velocidad y aceleración lineales (de traslación); de fuerza; de desplazamiento, velocidad y aceleración angulares (rotacionales); y de momento de torsión. El término desplazamiento utilizado solo por lo general hace referencia a la variable traslacional. La medición del movimiento puede ser *relativa*, con respecto a otro cuerpo, o *absoluta*, con respecto al espacio inercial.

La **presión** es la fuerza que actúa sobre una superficie, y se mide como fuerza por unidad de área. En mecánica de sólidos, el término *esfuerzo* se emplea para una fuerza aplicada por unidad de área. El esfuerzo de tensión o tensil se define como positivo, y el esfuerzo de compresión, como negativo. La **deformación** se define como el alargamiento o elongación del material sometido a esfuerzo, dividido entre la longitud original.

El término **vibración** se refiere al movimiento que varía en magnitud con el tiempo, con frecuentes inversiones de dirección; en tecnología de instrumentación, la medición mecánica de la vibración suele referirse a la aceleración, y algunas veces a la velocidad. El término **impacto** (o choque) se refiere a un movimiento aperiódico repentino, y la medición de impactos se refiere específicamente a la aceleración.

#### 16.2.2 Transductores de desplazamiento relativo. Generalidades

Los transductores de desplazamiento traslacional y rotacional tienen un contenido importante en la instrumentación, debido a que el desplazamiento mecánico sirve como variable secundaria (derivada) para muchos mensurandos, tales como la aceleración, fuerza, esfuerzo, presión, temperatura y flujo de fluidos. La cantidad de desplazamiento en estas mediciones derivadas suele ser muy pequeña. Como otros dispositivos de medición, la mayor parte de los transductores de desplazamiento responden a un intervalo de entradas desde cero hasta la escala completa. El desplazamiento angular es la única cantidad física que no necesariamente tiene límite, y existen algunos transductores de desplazamiento rotacional que poseen intervalo "infinito" (rotación continua).

Los transductores traslacionales que se describirán se emplean para movimientos en el intervalo de unos cuantos centímetros o menos. En otra parte de este manual se describen los métodos telemétricos para mediciones de distancias muy grandes: radar, sonar y ópticos.

#### 16.2.3 Potenciómetros de resistencia

El potenciómetro de resistencia consta de un elemento de resistencia con contacto móvil (fig. 16-1). Con una excitación de voltaje fijo, el voltaje de salida es una función específica de la posición del contacto (deslizante). Si la resistencia está distribuida uniformemente, la salida es proporcional a la entrada dentro de una

tolerancia de exactitud especificada (potenciómetro *lineal*, donde el término lineal ahora significa proporcional, no traslacional). También existen en el mercado potenciómetros especiales, no lineales, ya sea con un elemento de resistencia de configuración especial o con resistores externos conectados a tomas especiales para dicho fin. Con un voltaje de entrada variable, el potenciómetro es un multiplicador analógico.

El **potenciómetro de precisión ordinario** disponible comercialmente es un dispositivo rotacional cuyos conmutadores y contactos están diseñados con fines de durabilidad para la aplicación dada. El potenciómetro de una vuelta (monovuelta) experimenta un intervalo completo de variación en la resistencia en poco menos de una vuelta completa, por lo general 350°. Tal dispositivo puede ser de *rotación continua* en sentido mecánico, o bien puede contar con topes internos que limiten el desplazamiento mecánico. Los potenciómetros de varias vueltas (multivuelta) tienen el elemento de resistencia dispuesto en una espiral helicoidal, típicamente de cinco o diez vueltas. También existen en el mercado potenciómetros traslacionales (de movimiento lineal).

Existen dos tipos básicos de elemento de resistencia. En el potenciómetro de alambre arrollado, el elemento está hecho con vueltas de alambre arrollado sobre un molde. El contacto deslizante toca sólo una pequeña parte de cada vuelta. De este modo, la resistencia entre contacto deslizante y extremo y el voltaje de salida correspondiente cambian en pasos discretos (fig. 16-2). La resolución de salida es función del número de vueltas que es posible incorporar; esto es afectado por la longitud del elemento y el valor de la resistencia. El potenciómetro que no es de alambre arrollado tiene un elemento de resistencia de plástico conductor o de película depositada conductora. Tales potenciómetros tienen resolución infinita, pero presentan imperfecciones tales como no linealidades microscópicas y variaciones en la resistencia de contacto, que se describen mediante una especificación de lisura de salida.

#### 16.2.4 Principios del transductor de desplazamiento inductivo

Los transductores de desplazamiento de inductancia variable pueden clasificarse en dos tipos:

- **Transductor de bobina móvil.** El movimiento por medir modifica la posición relativa de varias bobinas, provocando un cambio en la inductancia mutua que es posible utilizar para producir una señal de salida.
- **Transductor de hierro móvil, o reluctivo.** Emplea el movimiento para modificar la reluctancia de una trayectoria de flujo magnético, lo que a su vez produce un cambio en la autoinductancia o inductancia mutua que es posible traducir en un cambio en la salida eléctrica.

El transductor de desplazamiento inductivo del tipo de corriente parásita responde a la localización relativa de un objeto de metal conductor (objetivo) en un campo magnético de CA. A menudo se utiliza en de-

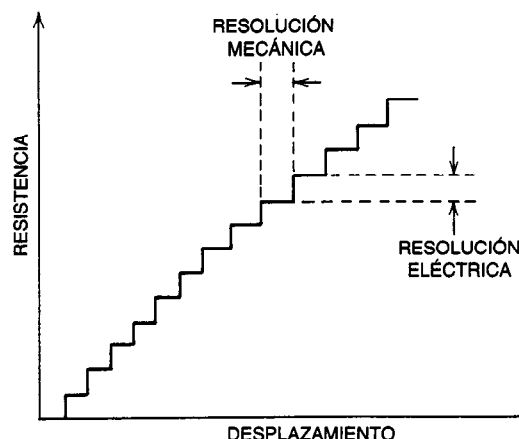


Fig. 16-2. Resolución de los potenciómetros de alambre arrollado.

ectores de proximidad, especialmente en mediciones de encendido-apagado (interruptores de proximidad).

Siempre que el movimiento por medir se encuentra asociado con un cambio de la energía almacenada en el campo magnético, se genera un contramomento de torsión (o par motor en oposición). Esto es, la transducción reactiva es reversible, y puede construirse un dispositivo que produzca movimiento de salida en respuesta a una entrada eléctrica. Este principio se utiliza en solenoides, vibradores y motores de par.

### 16.2.5 Transformadores diferenciales

El **transformador diferencial** es un transformador de núcleo de hierro desplazable. El desplazamiento del núcleo modifica el acoplamiento mecánico entre el devanado primario y uno o más devanados secundarios, produciendo de esta forma un voltaje de salida relacionado con el desplazamiento del núcleo. El circuito básico que se muestra en la figura 16-3 se emplea en la mayor parte de las configuraciones existentes. Para una posición específica del núcleo, denominada *nula* o de *equilibrio*, los dos voltajes secundarios son iguales y opuestos, y la salida neta del transformador es cero.

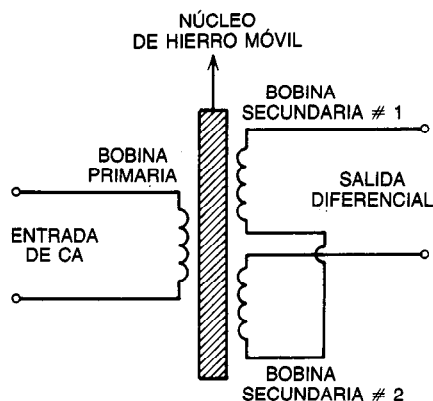
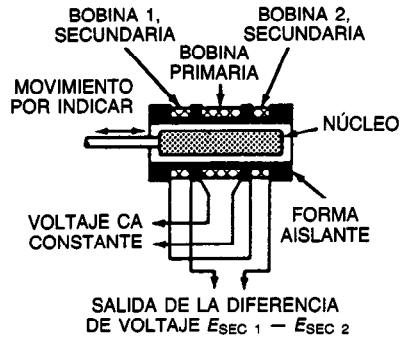


Fig. 16-3. Transformador diferencial, circuito básico.

Cuando el núcleo se desplaza a partir de la posición nula, los dos voltajes secundarios dejan de ser iguales y el transformador produce un voltaje de salida. El movimiento del núcleo en la dirección opuesta produce un efecto parecido con inversión de fase de  $180^\circ$  de la salida. El transformador diferencial presenta la ventaja de ausencia de contactos y resolución infinita. La forma convencional estándar, el transformador diferencial variable lineal (LVTD, de *linear variable differential transformer*), es un dispositivo traslacional cuya salida varía linealmente con la posición del núcleo en un intervalo específico de desplazamiento (fig. 16-4). Un dispositivo más antiguo, el transformador transductor *E* (fig. 16-5), no presenta tan buena linealidad como el LVTD y se emplea esencialmente como detector de posición nula. Ambos dispositivos también existen en el comercio en forma rotacional. El **transformador diferencial** es un dispositivo de CA, que es posible utilizar en instrumentación de CD estándar haciendo uso de un oscilador de CA (generador de onda portadora), a fin de excitar el devanado de entrada, y un desmodulador para convertir la salida en CD. Algunos diseños comerciales incluyen todos los circuitos en un paquete integrado dentro de la envoltura del transformador (los llamados LVDT-CD).

### 16.2.6 Síncronos

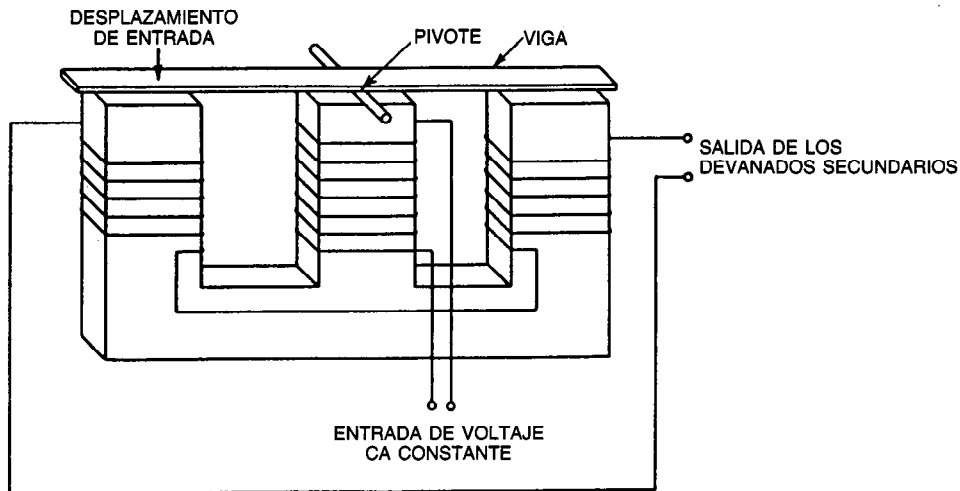
El **síncrono** (también llamado dispositivo sincrónico o sincro) es un transductor de posición rotacional con verdadera capacidad de rotación continua (ángulo infinito) y alta exactitud angular inherente, del orden de minutos de arco. Es un transductor inductivo, cuya construcción es semejante a la de un motor de inducción con rotor de devanado trifásico, pero que se emplea con CA monofásica. Los síncronos se conocen con varios nombres comerciales (Selsyn, Autosyn). Por lo general se emplean por pares, sujetos a ejes separados, e interconectados eléctricamente a fin de proporcionar una indicación de la diferencia de ángulos de los dos ejes. Existen dos categorías: los síncronos de **control** y los síncronos de **par motor**.



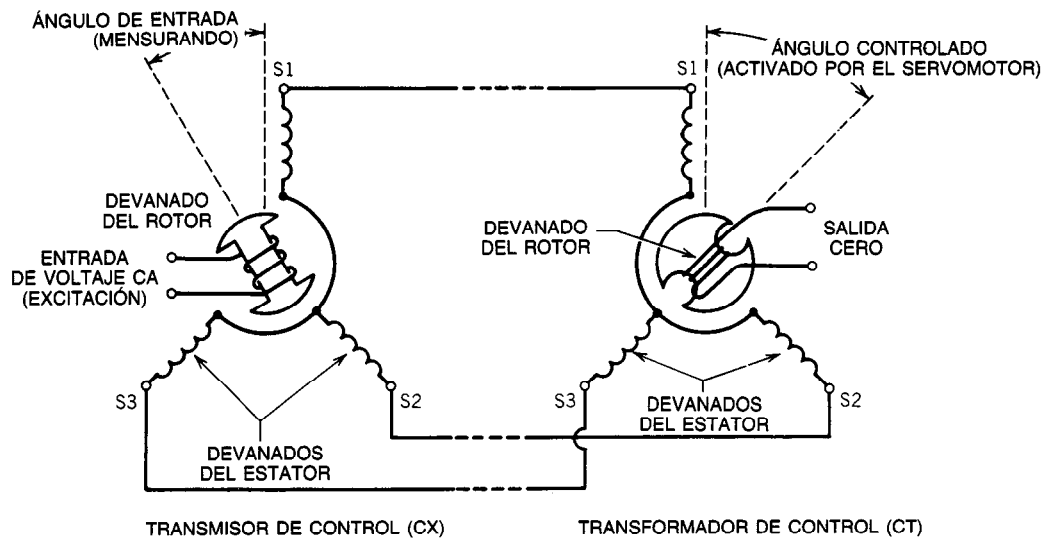
**Fig. 16-4.** Transformador diferencial variable lineal (LVDT). Tomado de Schaevitz Engineering, con permiso.

#### Síncronos de control

En este tipo de síncronos, el par ordinario consta de un generador o transmisor de control (CX) y un transformador de control (CT) (fig. 16-6). El voltaje impreso en los devanados CX establece un campo magnético alterno fijo en dirección con respecto al rotor. Esto induce tres voltajes secundarios que se encuentran en fase temporal, pero cuyas magnitudes se encuentran separadas  $120^\circ$  en el espacio. Los tres voltajes secundarios representan un código relacionado de manera única con la posición angular del rotor. Cuando estos tres voltajes se imprimen sobre los devanados correspondientes de un CT, la dirección del campo magnético del CX se repite dentro del CT, cuyo devanado de salida producirá un voltaje nulo de apagado cuando el rotor del CT no se encuentre exactamente a ángulos



**Fig. 16-5.** Transformador diferencial captador en E. Tomado de McGraw-Hill, Nueva York, con permiso.



**Fig. 16-6.** Par síncrono de control (CX-CT).



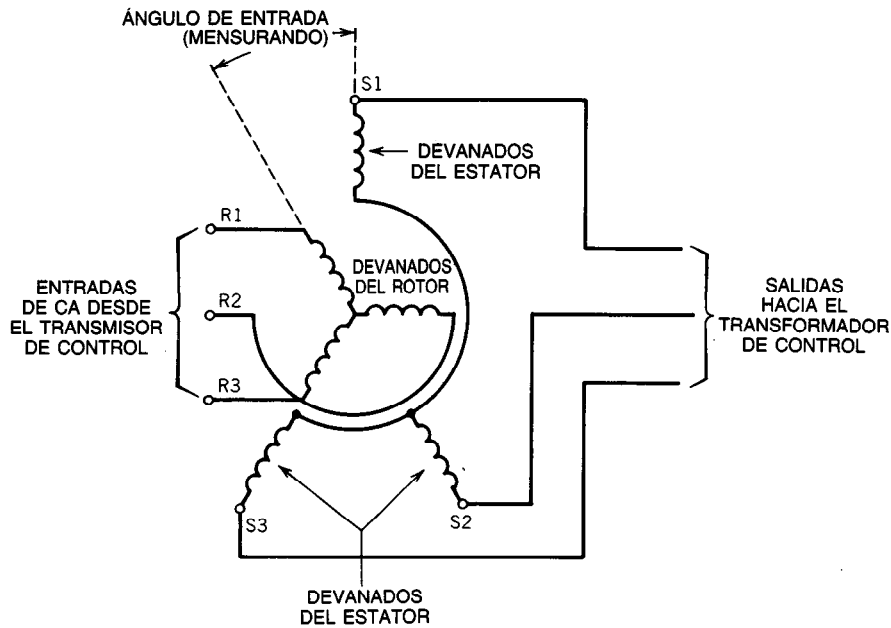


Fig. 16-7. Transmisor síncrono diferencial de control (CDX).

rectos con respecto al campo magnético, y este voltaje puede emplearse para energizar un motor que accione uno de los ejes hacia la posición coincidente con el otro eje (servomecanismo posicional).

Puede utilizarse un *transmisor diferencial* de control (CDX) en caso de que existan tres o más ejes (fig. 16-7).

Un **síncrono de resolución** (sincrorresolutor o sincrotrigonómetro) es un dispositivo con devanados bifásicos que se emplea esencialmente para la generación de funciones trigonométricas y como componente electromecánico de computación analógica, para cálculos trigonométricos y conversión de coordenadas (fig. 16-8).

A fin de llevar la corriente eléctrica hacia adentro y afuera de los devanados del rotor del síncrono se requieren anillos colectores y escobillas. Otros diversos esquemas son funcionalmente semejantes a los sincros. No tienen contactos y no presentan fricción (o rozamiento), y en ellos se emplea un principio de reluctancia variable (Microsyn, Synchrotel) o de generación de voltaje de segundo armónico (Magnesyn). En otros esquemas se utilizan técnicas de película depositada (Inductosyn).

#### Síncronos de par motor

Este tipo de sincros es más antiguo que los sincros de control. Una pareja típica de síncrono de par motor

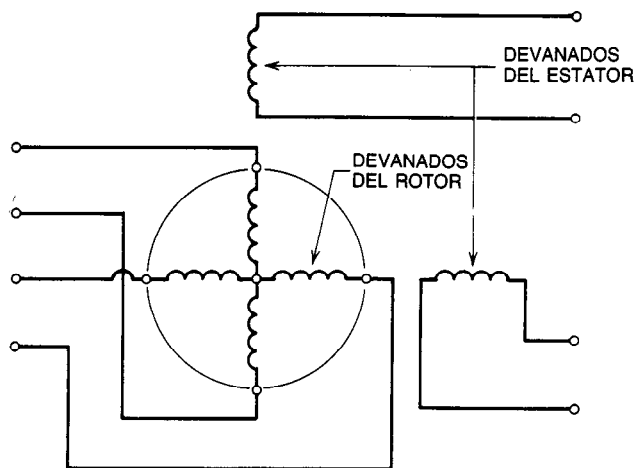


Fig. 16-8. Sincrorresolutor.

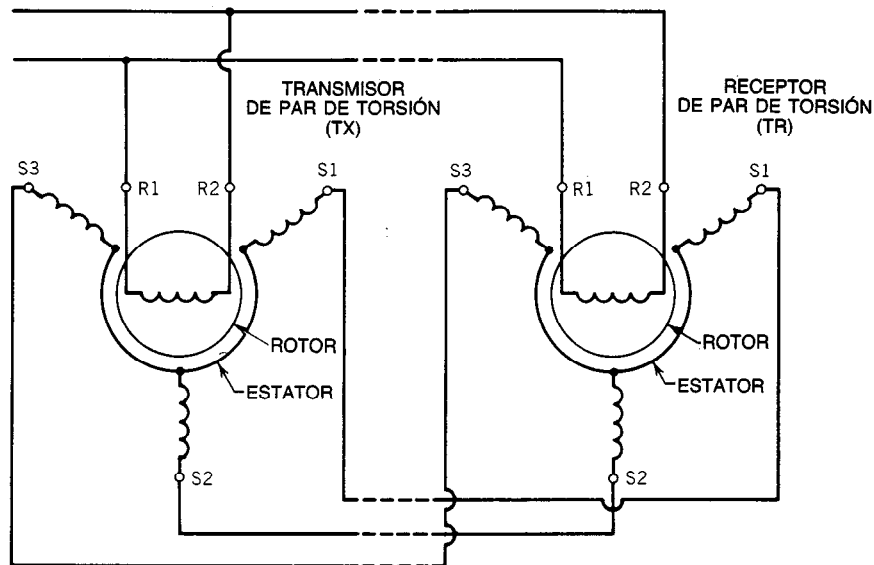


Fig. 16-9. Par síncrono de torsión (TX-TR).

consta de un sincrogenerador o transmisor de torsión (TX) y un sincromotor o receptor de torsión (TR) (fig. 16-9). Ambos componentes son energizados por la línea. Si los dos ejes no están alineados las corrientes fluyen en los estatores, y esto genera un par motor en ambas máquinas. Si uno de los ejes se encuentra restringido adecuadamente, el otro será accionado hacia la posición coincidente con él. También se producen transmisores diferenciales de torsión (TDX) y receptores diferenciales de torsión (TDR).

### 16.2.7 Transductores de desplazamiento capacitivos

Es posible utilizar el movimiento relativo para modificar la capacitancia. Una implementación común es un conmutador de proximidad que detecte el movimiento de un objeto cuya permitividad (constante dieléctrica) difiera de la del medio circundante.

Por otra parte, también se emplea la transducción capacitiva para detectar movimiento continuo. Es posible utilizar el mensurando para desplazar un electrodo con respecto a un segundo electrodo estacionario; este esquema se aplica en algunos transductores de presión. Otro método es hacer que el mensurando mueva una pieza de material dieléctrico entre los electrodos fijos.

La capacitancia variable puede medirse mediante un puente de CA de frecuencia fija. La capacitancia puede emplearse como el elemento que determina la frecuencia en un circuito oscilador electrónico. En este último esquema, un cambio en el desplazamiento medido provoca un cambio en la frecuencia de salida (modulación de frecuencia). Este "análogo de frecuencia" se convierte con facilidad a la forma digital por medio de métodos de conteo de pulsos.

Dado que el movimiento medido produce un cambio en el almacenamiento de energía del campo eléctrico,

la transducción capacitiva es reversible. Los motores de par capacitivos prácticos requieren altos voltajes.

### 16.2.8 Codificadores digitales de eje

Los codificadores digitales se dividen en dos clases: los *absolutos* y los *incrementales*. El **codificador absoluto** es un transductor de desplazamiento con salida en forma de una palabra digital paralela; es un convertidor electromecánico de analógico a digital. El codificador incremental produce un solo pulso eléctrico de salida para un movimiento específico, y puede emplearse para detectar velocidad o desplazamiento.

#### Codificadores absolutos

El corazón de un codificador absoluto es un disco grabado (para rotación) o una banda (para traslación) con varias pistas, una para cada dígito binario (bit, de *binary digit*) en la salida (fig. 16-10). El grabado puede leerse mediante diferentes esquemas de detección: ópticamente, por contacto eléctrico (con escobillas), magnéticamente o capacitivamente. Un disco codificador óptico se construye alternando segmentos opacos y transparentes, que son detectados por una disposición de fuentes de luz, sistema de enfoque y fotodetectores. Una escobilla de codificación cuenta con segmentos conductores y no conductores alternados, que son leídos por una disposición de escobillas metálicas en contacto con el disco. Un codificador magnético tiene segmentos magnetizados y no magnetizados alternados, que son detectados por diminutas cabezas de lectura de bobina toroidal. La resolución de los codificadores rotacionales comerciales varía de 6 a 20 bits en tamaños de disco de 1 a 10 pulg. Debido a la dificultad de fabricar pequeños discos con segmentos separados con exactitud, a menudo los codificadores de mayor resolución son unidades de varias vueltas, con dos dis-

cos engranados entre sí. El **codificador rotacional** (también denominado codificador de eje) es un verdadero transductor de rotación continua de "ángulo infinito". También existen codificadores traslacionales.

Los codificadores absolutos deben contar con un medio para vencer los transitorios espurios (ambigüedades de conmutación) que surgen cuando la transición de un número al siguiente requiere el cambio de más de un dígito, como por ejemplo una transición del binario natural 0111 al binario natural 1000. Estas ambigüedades de conmutación son inevitables en los discos en los que se emplea un código digital polistrófico, debido a que no es posible fabricar codificadores con tal perfección mecánica que todos los detectores operen consistentemente en sincronía. Una solución es utilizar un código monostrófico (un código en el cual por cada transición sólo cambia un dígito), como por ejemplo el código Gray. Otro método empleado en codificadores antiguos del tipo de escobillas es la utilización de dos escobillas por pista, dispuestas en distintas configuraciones, conocidas como barrido en U y barrido en V. La salida de codificadores disponibles en el comercio puede ser en cualquiera de los códigos digitales utilizados en las computadoras, tales como binario natural, cifrado en binario, decimal cifrado en binario (BCD, de *binary coded decimal*), de exceso de tres, etcétera, con dispositivos electrónicos lógicos encapsulados dentro de la envolvente del transductor.

#### Codificadores incrementales

El codificador incremental, en su forma más sencilla, tiene una sola pista de encendido-apagado, y es generado un pulso de salida para cada segmento. Básica-

mente, este transductor es un *tacómetro de pulsos*; esto es, tiene una salida eléctrica cuyo ritmo de pulsos (es decir, frecuencia) es proporcional a la velocidad mecánica. Es posible la detección bidireccional mediante una segunda pista defasada la mitad de la longitud del segmento. Este tacómetro de pulsos se convierte en un transductor de desplazamiento relativo si los pulsos de salida se almacenan y cuentan. Para la medición de un movimiento absoluto, es necesario reponer el contador a cero en el ángulo apropiado. Algunos codificadores incrementales cuentan con una tercera pista con un marcador de referencia cero que es posible utilizar para esta reposición. El contador incremental es vulnerable a la pérdida de pulsos o a pulsos espurios debidos a ruidos, interrupción de la energía, u otras causas. Estos errores de conteo, en caso de ocurrir, persistirán hasta la detección del marcador de referencia y la reposición a cero del contador electrónico.

#### 16.2.9 Deformímetros

Los deformímetros de resistencia son resistores sometidos a un cambio en el tamaño físico. Se utilizan para medir desplazamientos muy pequeños, ya sea en la medición directa del movimiento o en mediciones secundarias en las que dicho movimiento es el resultado de la aplicación de una fuerza, presión o aceleración. Los fenómenos en los que se basa la acción del deformímetro pueden resumirse en las siguientes relaciones:

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad (16-1)$$

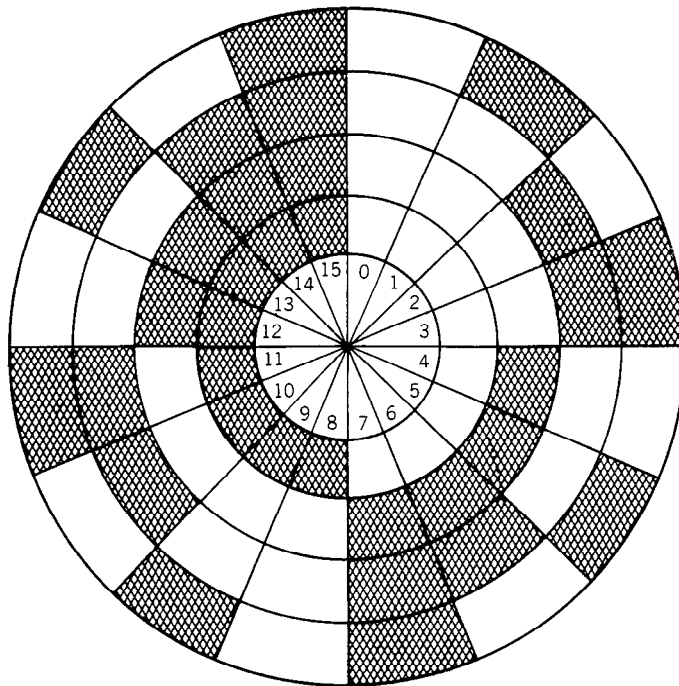


Fig. 16-10. Disco codificador.

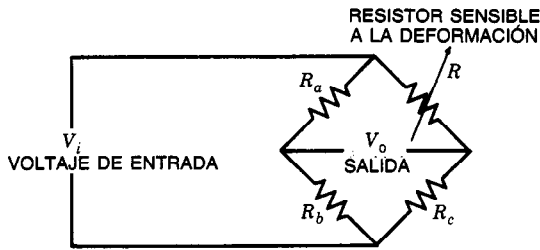


Fig. 16-11. Puente deformímetro.

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (16-2)$$

$$= \frac{\Delta l}{l} (1 + 2\nu) + \frac{\Delta \rho}{\rho} = k \frac{\Delta l}{l} \quad (16-3)$$

$$k = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2\nu + m \quad (16-4)$$

$$m = \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta l/l} = \Pi_1 E \quad (16-5)$$

donde  $R$  = resistencia  
 $\rho$  = resistividad  
 $l$  = longitud del resistor paralelo al flujo de corriente  
 $A$  = área transversal del resistor perpendicular al flujo de corriente  
 $\nu$  = coeficiente de Poisson  
 $k$  = factor de calibración o sensibilidad a la deformación  
 $m$  = término que expresa el efecto piezorresistivo  
 $\Pi_1$  = coeficiente piezorresistivo  
 $E$  = módulo de elasticidad (de Young)

El coeficiente de Poisson  $\nu$  del material permanece bastante constante dentro del intervalo elástico, y para la mayor parte de los metales su valor es 0.3. El coeficiente piezorresistivo  $m$  puede ser positivo o negativo; puede ser no uniforme, es decir, variar con el nivel de deformación; y puede ser más o menos sensible a la temperatura, dependiendo del material.

En los deformímetros de resistencia de alambre el fenómeno piezorresistivo es pequeño. Las aleaciones de resistencia de alambre útiles con bajo coeficiente térmico de resistividad, tales como las aleaciones Advance o Constantan de cobre-níquel, poseen un factor de calibración aproximado de 2. En lo que respecta a los deformímetros de semiconductor predomina el efecto piezorresistivo, y se obtienen factores de calibración que varían en el intervalo de 50 a 200.

En el circuito de un puente de Wheatstone suele utilizarse el resistor sensible a la deformación (fig. 16-11). En un puente ideal de brazos iguales con resistencia cero de la fuente y resistencia infinita del detector, el voltaje de salida resultante del cambio en un solo brazo de resistencia es:

$$V_0/V_i = (1/4) \Delta R/R \quad (16-6)$$

$$V_0/V_i = (1/4)k(\Delta l/l) \quad (16-7)$$

donde  $V_i$  es el voltaje de excitación y  $V_0$  es el voltaje de salida del puente. Por consiguiente, el circuito mide la elongación o deformación fraccionaria, en vez del desplazamiento o movimiento absoluto. Los valores alcanzables del voltaje de salida están restringidos por el factor de calibración del deformímetro y por la limitación impuesta sobre el voltaje de excitación del puente,  $V_i$ , a fin de evitar un autocalentamiento excesivo. Para deformímetros de resistencia de alambre, las salidas típicas de escala completa son de 2 a 3 mV en el intervalo elástico. Una salida tan pequeña requiere un cuidadoso acondicionamiento de la señal. La salida puede duplicarse mediante el empleo de dos deformímetros en lados opuestos del puente (en contrafase), uno en tensión y el otro en compresión de la misma magnitud. La salida de los transductores deformímetros a base de semiconductores es del orden de 100 mV de escala completa.

Los deformímetros de resistencia de alambre presentan inherentemente una magnífica linealidad y baja sensibilidad a la temperatura. En los deformímetros de semiconductor, tanto la linealidad como la sensibilidad a la temperatura pueden controlarse con la impurificación adecuada del semiconductor. La estabilidad con respecto a la temperatura de los transductores deformímetros se mejora aún más mediante el empleo de un calibrador no operacional como uno de los brazos del puente de Wheatstone.

Existen en el mercado varias presentaciones y configuraciones. En la figura 16-12 se muestra un deformímetro no empalmado, en el cual cuatro alambres de deformación precargados se conectan en un puente de Wheatstone.

En la figura 16-13 se presentan ejemplos de deformímetros de alambre empalmado y de lámina metálica. Una **roseta de deformación** es un ensamblaje de calibradores que mide la deformación en tres direcciones. En transductores de aceleración, presión y fuerza se emplean deformímetros de película delgada y cir-

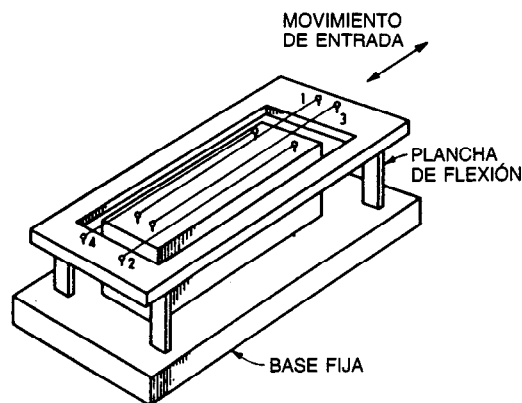


Fig. 16-12. Deformímetro no empalmado. Tomado de McGraw-Hill, Nueva York, con permiso.

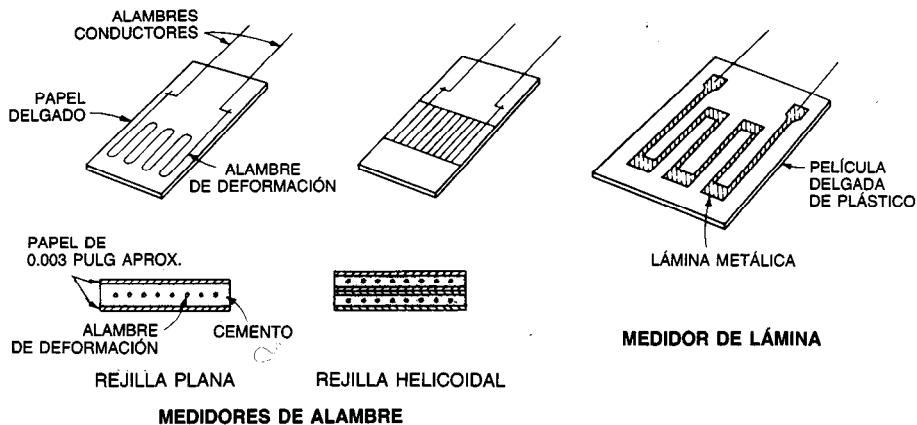


Fig. 16-13. Deformímetros empalmados. Tomado de Doebelin, *Measurement System Applications and Design*, McGraw-Hill, Nueva York, pág. 228, con permiso.

cuitos integrados, y dichos transductores existen comercialmente en formas tales como diafragmas de silicio difundido y vigas en voladizo.

#### 16.2.10 Acelerómetros absolutos

Los acelerómetros se emplean para medir la aceleración, así como impactos y vibración. El elemento detector consta de una masa elásticamente restringida, denominada masa sísmica. En la figura 16-14 se ilustra la operación básica en términos de tres elementos agrupados: la masa, el resorte y el amortiguador. La variable de entrada por medir es la aceleración absoluta de la caja del acelerómetro a lo largo del eje de sensibilidad; esto es, en la dirección de libertad de movimiento de la masa sísmica. El desplazamiento relativo de la masa sísmica con respecto a la caja es una medida de la aceleración. El acelerómetro sísmico puede representarse por medio de un análogo eléctrico (fig. 16-15), en el que se emplea el método de movilidad (es decir, velocidad  $\rightarrow$  voltaje y fuerza  $\rightarrow$  corriente), a partir de lo cual se obtiene la siguiente relación:

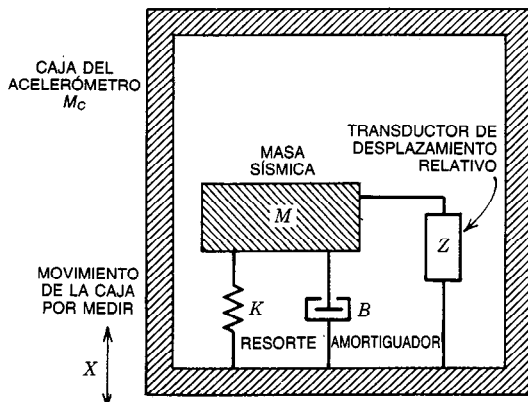


Fig. 16-14. Acelerómetro sísmico.

$$\frac{Z}{A} = \frac{M}{Ms^2 + Bs + K} \quad (16-8)$$

$$= \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (16-9)$$

donde  $Z = X - Y$  = desplazamiento de la masa sísmica con respecto a la caja del acelerómetro,  $X$  = desplazamiento de esta última a lo largo del eje de sensibilidad, e  $Y$  = desplazamiento de la masa sísmica en el espacio inercial

$A$  = aceleración de la caja del acelerómetro a lo largo del eje de sensibilidad

$M$  = masa sísmica

$M_c$  = masa de la caja del acelerómetro

$K$  = rigidez del resorte, fuerza/desplazamiento

$B$  = coeficiente de amortiguamiento viscoso, fuerza/velocidad

$\omega_n = \sqrt{K/M}$  = frecuencia natural sin amortiguamiento

$\xi = B/2\sqrt{KM}$  = relación de amortiguamiento.

$s$  = variable de la transformada de Laplace

La respuesta de estado estable de este mecanismo básico de acelerómetro es inversamente proporcional a  $\omega_n^2$ . Su respuesta dinámica es uniforme para frecuencias que van de cero a algún alto valor límite determinado por la frecuencia natural  $\omega_n$ . Por ello, existe un compromiso entre la sensibilidad y el ancho de banda. El límite superior de frecuencia suele definirse como el valor al cual la respuesta ha cambiado en un 5 %, que es aproximadamente  $0.2 \omega_n$  para un acelerómetro no amortiguado y  $0.5 \omega_n$  para una relación de amortiguamiento de 0.7. Algunos mecanismos de acelerómetros están rellenos de aceite con fines de máxima uniformidad; otros son inherentemente no amortiguados, con relaciones de amortiguamiento de 0.05 o menos.

La implementación práctica de este principio de medición requiere la detección del desplazamiento mecánico, lo que puede lograrse mediante el empleo de

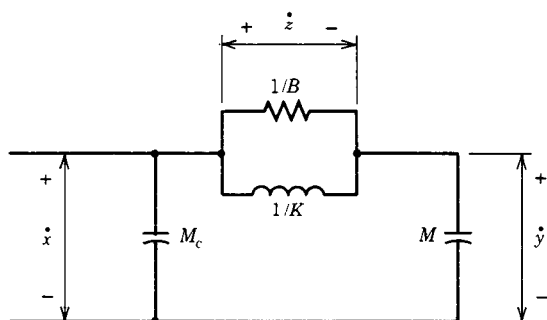


Fig. 16-15. Analógico eléctrico de un acelerómetro sísmico.

los recientemente descritos transductores de desplazamiento o mediante un transductor piezoeléctrico. En algunos casos los elementos del transductor de desplazamiento efectúan un doble servicio: un núcleo de transformador diferencial sirve como la masa sísmica, o bien alambres deformimétricos no empalmados actúan como resortes.

### 16.2.11 Acelerómetro de viga en voladizo

Una implementación común del principio del acelerómetro sísmico es la viga en voladizo, que está caracterizado por una doble función: actuar como masa y como resorte.

La deflexión de la viga, relacionada con la aceleración por la fórmula 16-9, suele detectarse con deformímetros de semiconductor directamente empalmados a la viga.

La configuración de viga en voladizo también es la base de los más recientes acelerómetros de circuito integrado, en los cuales el transductor y partes electrónicas están fabricadas sobre el mismo cristal de silicio. Se emplea tanto la tecnología de semiconductores bipolares como la de semiconductores de metal y óxido (MOS, de *metal oxide semiconductor*). Por medio de tecnología ordinaria del silicio se forma sobre el cristal una viga en voladizo susceptible de ser desviada (microviga). Entonces, el movimiento de la viga es detectado por técnicas piezorresistivas, piezoeléctricas o capacitivas. En la versión piezorresistiva, los detectores piezorresistivos se encuentran integrados en lugares

idóneos dentro de la viga; en la versión piezoeléctrica, la viga se recubre con una película piezoeléctrica (óxido de cinc), y en la versión capacitiva, la viga es sometida a galvanoplastia metálica, con lo cual se conforma un lado de un capacitor, y el otro lado es el sustrato.

### 16.2.12 Transductores piezoeléctricos

La **piezoelectricidad** es el fenómeno de acoplamiento entre elasticidad y campo eléctrico en ciertos tipos de cristales sólidos. Cuando un cristal piezoeléctrico se deforma genera una carga eléctrica, y viceversa. Los materiales utilizados son: cristales naturales, tales como el cuarzo; cristales sintéticos, tales como el fosfato diácido de amonio; cerámicas ferroeléctricas polarizadas, tales como el titanato de bario; y semiconductores, tales como el óxido de cinc.

La piezoelectricidad se aprovecha en los transductores de desplazamiento (conversión mecánica a eléctrica) y en generadores acústicos (conversión eléctrica a mecánica).

Como transductor de desplazamiento es apropiado el circuito equivalente que se muestra en la figura 16-16, y la respuesta es:

$$v = \frac{kRs}{RCs + 1} x \quad (16-10)$$

donde  $k$  = factor de acoplamiento electromecánico

$s$  = variable de la transformada de Laplace

$C, R$  = respectivamente, capacitancia y resistencia de fuga de transductor, cable y carga combinados

Por consiguiente, el transductor no responde a desplazamientos del estado estable (es decir, constantes) y detecta desplazamientos dinámicos con una sensibilidad uniforme en un intervalo de frecuencia por encima de un valor de corte  $1/RC$ .

Suele emplearse un amplificador de carga (fig. 16-17) a fin de proporcionar una frecuencia definida de corte  $1/R_f C_f$ , independiente de los parámetros eléctricos del cable, siendo:

$$v_0 = - \frac{kR_f s}{R_f C_f s + 1} x \quad (16-11)$$

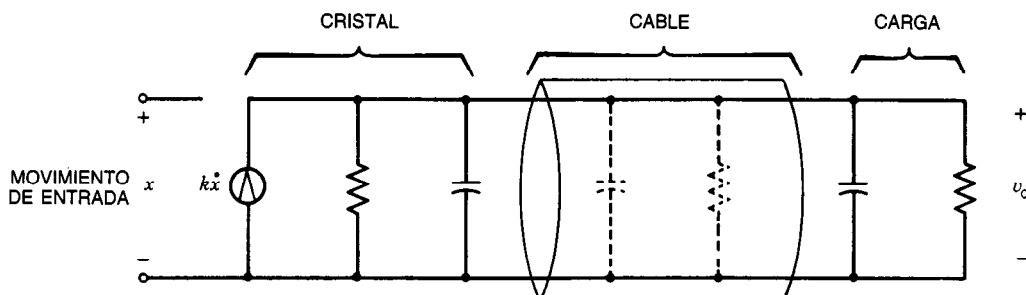


Fig. 16-16. Transductores piezoeléctricos, circuito equivalente.

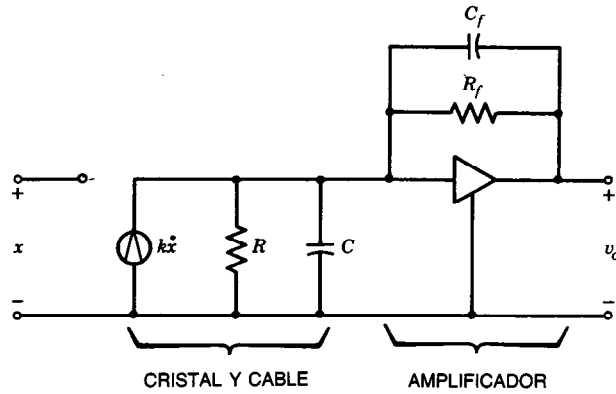


Fig. 16-17. Amplificador de carga.

### 16.2.13 Acelerómetros piezoeléctricos

El cristal piezoeléctrico funciona a la vez como el transductor de desplazamiento y como el elemento elástico de restricción del mecanismo sísmico. En la figura 16-18 se muestran dos configuraciones comunes: el modo de compresión y el modo de cizallamiento. Estos dispositivos se utilizan como transductores de vibración e impacto y en otras aplicaciones en las que la respuesta a la aceleración constante es trivial. El intervalo útil de frecuencia se extiende desde un límite inferior, determinado por los elementos parásitos del circuito (o por los parámetros del amplificador de carga), hasta un límite superior, determinado por el mecanismo sísmico. La alta frecuencia natural  $\omega_n$  es contrarrestada de alguna manera por la amortiguación extremadamente baja de este dispositivo inherentemente no amortiguado. El intervalo común de respuesta de frecuencia es de 2 a 5 000 Hz.

Los acelerómetros de circuitos integrados se han construido con películas piezoeléctricas (véase el artículo 16.2.11); el silicio no es piezoeléctrico por sí mismo.

### 16.2.14 Servoacelerómetros

En el servoacelerómetro o acelerómetro de equilibrio a cero se emplea un transductor de torsión a fin de recolocar en cero (o cerca de cero) el desplazamiento de la masa sísmica. El motor de par reemplaza efectivamente al resorte, que en algunos casos se elimina por completo. En la figura 16-19 se muestra el diagrama de bloques de dicho acelerómetro. La aceleración se mide en términos de la corriente del motor de par. La exactitud estática depende esencialmente de dicho motor. La frecuencia natural y amortiguación son establecidas por parámetros eléctricos del bucle de retroalimentación.

### 16.2.15 Transductores de velocidad

Los transductores de velocidad pueden clasificarse como analógicos y de pulsos, y pueden ser rotacionales (tacómetro) o traslacionales. Los detectores analógicos

de velocidad son predominantemente del tipo electromagnético: se induce un voltaje en un alambre que se mueve en un campo magnético constante. Los dispositivos traslacionales se conocen como captores de bobina móvil o de imán móvil. La versión rotacional es un pequeño generador CD con rotor de imán permanente. Otras versiones electromagnéticas son el generador de CA de imán permanente y el generador de CA (o alternador) asíncrono de inducción.

Los tacómetros de pulsos se denominan algunas veces tacómetros digitales, pero de hecho su salida es "analógica de ritmo de pulsos", es decir, el ritmo de pulsos de salida es proporcional a la velocidad. Los tacómetros de pulsos existen comercialmente en mu-

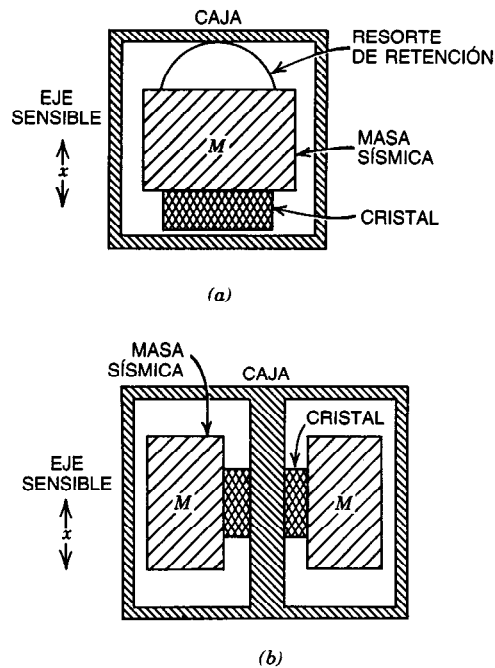


Fig. 16-18. Configuraciones de acelerómetro piezoeléctrico: a) modo de compresión; b) modo de cizallamiento.

chas configuraciones físicas, algunas de las cuales ya se describieron en la sección 16.2.8. La salida de estos tacómetros puede convertirse en una palabra digital paralela mediante el conteo del número de pulsos de reloj de alta frecuencia entre pulsos consecutivos de salida del tacómetro o del número de pulsos de salida del tacómetro durante un periodo base especificado. La salida del tacómetro de pulsos también puede convertirse en un voltaje analógico mediante el empleo de un convertidor de frecuencia a voltaje.

El captor de velocidad de contrapesos centrífugos y el tacómetro de rotor metálico no magnético a base de corrientes parásitas son ejemplos de detectores que producen un desplazamiento de salida proporcional a la velocidad media. Se emplean en algunos tacómetros manuales.

### 16.2.16 Transductores de fuerza, de torsión y de peso

La fuerza, el momento de torsión (par motor) y el peso pueden medirse por medio de una gama de métodos basados en la comparación de la incógnita con una fuerza conocida. Tales métodos se utilizan esencialmente para fuerzas estables. Los detectores para mediciones dinámicas se basan predominantemente en la aplicación de la incógnita a un elemento elástico y en la medición de la deflexión o deformación resultantes. El elemento primario que convierte una fuerza o peso en una deflexión elástica se denomina celda de carga, y puede presentar varias formas físicas, tales como un anillo de prueba o una viga en voladizo. Dinámicamente, estos dispositivos pueden aproximarse por medio de un sistema de segundo orden ligeramente amortiguado, pero en muchos dispositivos la "masa" y el "resorte" se encuentran distribuidos y no es posible identificarlos por separado. Los detectores de desplazamiento más empleados en celdas de carga son los deformímetros. De forma parecida, los momentos de torsión de ejes se miden en términos de la deflexión a lo largo de una longitud fija de un eje. Los detectores pueden conectarse al eje mismo, o bien es posible instalar sobre éste una sección especialmente instrumentada (torsiómetro). Si la medición se realiza en un eje giratorio, debe contarse con anillos deslizantes.

### 16.2.17 Motores de par

Los generadores de fuerza y de torsión (motores de par y de fuerza) son transductores de eléctrico a mecánico. Según se emplean en mediciones, básicamente son actuadores o motores eléctricos con desplazamiento limitado. Los motores de par se emplean en esquemas de anulación del tipo de equilibrio de fuerzas, por ejemplo en el servoacelerómetro y en los instrumentos giroscópicos. En estas aplicaciones, la relación momento de torsión de salida-corriente (o voltaje) de entrada del motor de par debe mantenerse en un valor preciso. Los diseños más comunes de motores de par se basan en el principio de D'Arsonval (de bobina móvil) o en el efecto de reluctancia variable (de hierro móvil).

### 16.2.18 Instrumentos giroscópicos

Los instrumentos giroscópicos se emplean para medir el desplazamiento y velocidad absolutos en espacios inerciales, en contraste con el desplazamiento y la velocidad relativos detectados por los transductores ya descritos. El *giroscopio tradicional* tiene en su núcleo una rueda giratoria. La figura 16-20 es un esquema de un giroscopio de viraje con un solo grado de libertad (de un solo eje) que mide velocidad angular absoluta. Se hace que una rueda gire a gran velocidad alrededor del eje  $x$ , que es el eje de rotación. La rotación de la base alrededor del eje  $y$ , que es el eje de sensibilidad, produce un momento torsional alrededor del eje  $z$ , que es el eje de salida. Este momento de torsión actúa sobre el resorte  $K$  y el amortiguador  $B$  a fin de producir un desplazamiento  $\theta_0$  de salida tal que:

$$\frac{\theta_0}{\Omega_y} = \frac{H}{Js^2 + Bs + K} \quad (16-12)$$

donde  $\Omega_y$  = velocidad angular alrededor del eje  $y$

$\theta_0$  = desplazamiento angular alrededor del eje  $z$

$H$  = cantidad de movimiento angular de la rueda giroscópica alrededor del eje  $x$

$J$  = momento de inercia del giroscopio con respecto al eje  $z$

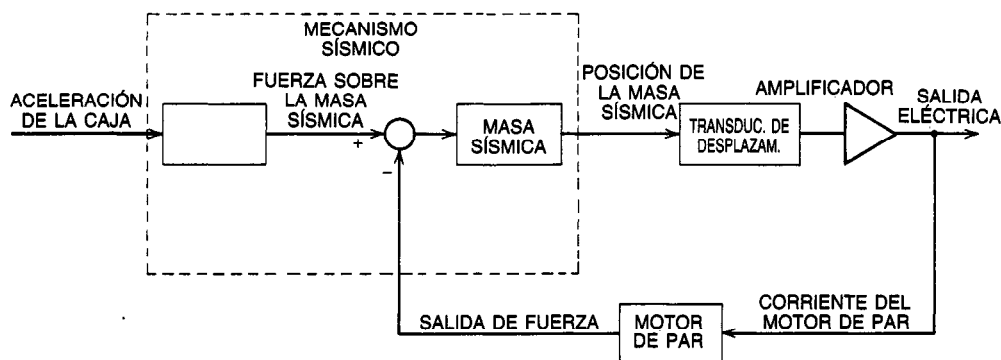


Fig. 16-19. Diagrama de bloques de un servoacelerómetro.



$K$  = constante de torsión del resorte para el movimiento en el eje  $z$

$B$  = fricción viscosa rotacional para el movimiento en el eje  $z$

Para una medición exacta de la velocidad se requiere una velocidad precisa de la rueda, un resorte de precisión y un desplazamiento pequeño a fin de evitar efectos de acoplamiento cruzado. Los desplazamientos de salida pueden detectarse mediante transductores ordinarios, por ejemplo, un transformador diferencial o un captor  $E$ .

El **giroscopio integrador de viraje** con un solo grado de libertad mide el desplazamiento angular absoluto. Su configuración es idéntica a la del giroscopio de viraje, excepto en que no tiene la restricción de resorte. En términos de la rotación de entrada del eje,  $\theta_y$ , su relación salida-entrada es:

$$\frac{\theta_0}{\theta_y} = \frac{H}{Js + B} \quad (16-13)$$

Para la medición exacta del desplazamiento se requiere que la constante de amortiguamiento  $B$  sea precisa. En un diseño estándar, como medio de flotación y amortiguamiento se emplea un fluido cuya temperatura se controla de manera precisa.

Además del captor de desplazamiento, la mayor parte de los giroscopios tienen montado un motor de par sobre el eje de salida, lo que permite introducir momentos de torsión de corrección o el empleo del giroscopio en el modo de equilibrio a cero o de servo-mecanismo.

A fin de medir el desplazamiento rotacional de un cuerpo rígido en el espacio se requieren tres de estos giroscopios con un solo grado de libertad montados en direcciones mutuamente perpendiculares. Un método alternativo en la giroscopia tradicional es el empleo de un giroscopio con dos grados de libertad (giroscopio libre). Un **giroscopio vertical** es un giroscopio con dos grados de libertad cuyo eje de rotación o de giro se mantiene paralelo a la vertical local; con este instrumento suele encapsularse un dispositivo detector de la gravedad, tal como un péndulo o conmutador electro-lítico. Un **giroscopio direccional** tiene su eje de giro alineado con la horizontal; esto es, perpendicular a la vertical local.

El **giroscopio de láser** se basa en dos haces de láser que viajan en una trayectoria óptica confinada en direcciones opuestas. Los cambios en la velocidad del giroscopio modifican la longitud aparente de la trayectoria de los dos haces. Esta diferencia se detecta por medio de un interferómetro óptico.

## 16.3 TRANSDUCTORES PARA CANTIDADES DE MECÁNICA DE FLUIDOS

### 16.3.1 Introducción y definiciones

Los siguientes artículos tratan acerca de instrumentos para detectar y medir flujo, presión, densidad y viscosidad de fluidos. Esto incluye líquidos, gases y mezclas

de ellos, y otras formas de la materia que presentan propiedades parecidas a las de los fluidos, como los sólidos en polvo y las emulsiones, lechadas o suspensiones a base de polvos.

Los instrumentos de este tipo encuentran aplicación en la industria y laboratorios, en trabajos oceanográfico y meteorológico, y en medicina, biología y bioingeniería. En todas las situaciones son aplicables los mismos principios.\*Por lo general, los ejemplos prácticos que se analizan en esta sección pertenecen al campo industrial. En las secciones de este manual dedicadas a aplicaciones es posible encontrar ejemplos de otras áreas.\*

Hasta hace muy poco, las mediciones industriales de cantidades de mecánica de fluidos se efectuaban de manera mecánica. El procesamiento y la transmisión de señales y el accionamiento motor eran esencialmente neumáticos. A partir de la década pasada, los métodos electrónicos han ocupado el primer lugar, y los transductores que emplean los avances recientes de la electrónica de estado sólido ya han aparecido en el mercado. Esta sección del manual se dedica principalmente a dichos transductores eléctricos y electrónicos.

### 16.3.2 Principios de medición de la presión

La **presión** se define como la fuerza ejercida sobre un área unitaria (newton por metro cuadrado, o pascal). La presión de un líquido o de un gas puede definirse como *absoluta* o *relativa* con respecto a alguna presión de referencia. Una presión de referencia de uso común es la atmosférica, ya sea la presión ambiental local o una atmósfera estándar ( $\sim 100$  kPa); el término "presión manométrica" se emplea para tal mensurando. El mensurando "presión diferencial" representa la presión relativa entre dos variables, de las cuales ambas pueden ser variables o incógnitas. Se hace una distinción más entre los **interruptores de presión**, que son dispositivos de encendido-apagado que actúan cuando se detecta un valor predeterminado de presión, y los detectores continuos de presión.

El **vacío** es la presión manométrica negativa, inferior a la presión ambiental. El término "alto vacío" se refiere a la región de presión cercana al cero absoluto, típicamente menor de  $10^{-3}$  torr (0.13 Pa).

La presión diferencial es un mensurando derivado en algunos esquemas de medición de flujo, nivel, densidad y viscosidad. También se utiliza como medio para determinar la altitud sobre el nivel del mar y la profundidad bajo el agua. En el control industrial, los transductores de presión suelen denominarse transmisores de presión.

### 16.3.3 Elementos para la detección de la presión

El principio más común de medición de la presión consiste en aplicar una presión a una membrana elástica sólida y detectar la deformación o desplazamiento resultantes. Un diafragma elástico es un ejemplo sencillo de elemento detector para medir una presión relativa. Para mediciones de presión manométrica, un lado del diafragma se expone a la presión atmosférica y el otro

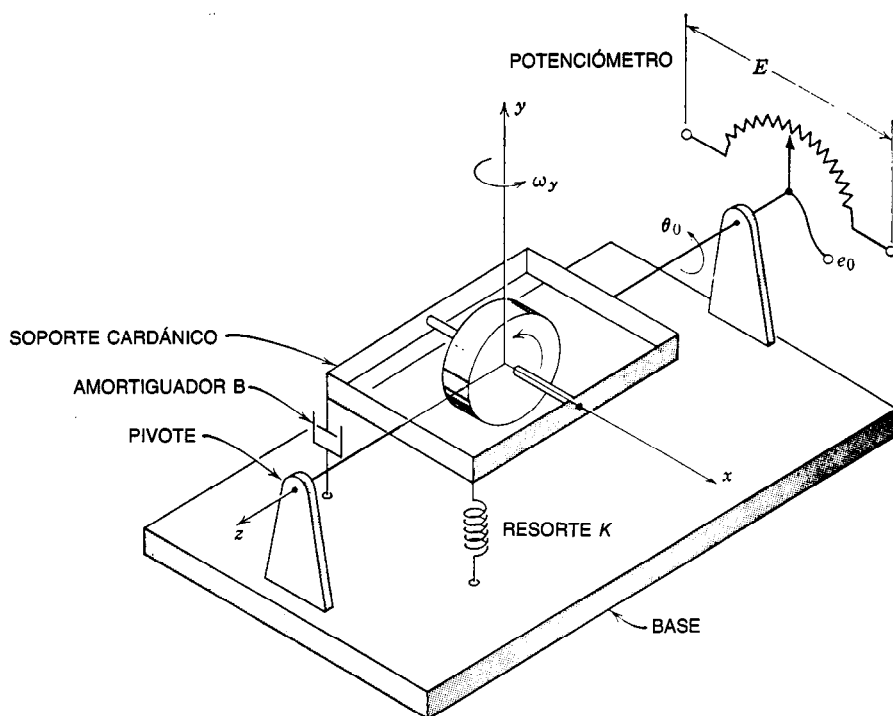


Fig. 16-20. Giroscopio de viraje de un solo eje. Tomado de Clark, *Introduction to Automatic Control Systems*, Wiley, Nueva York, con permiso.

lado a la presión del proceso; para mediciones diferenciales, ambos lados se exponen a las presiones del proceso. El diafragma debe ser capaz de resistir la exposición al fluido medido.

Para mediciones de presión absoluta, el diafragma forma parte de una cápsula sellada al vacío (cápsula aneroide).

Originalmente, los dispositivos para medir la presión eran exclusivamente mecánicos. Se requería una amplificación mecánica a fin de obtener un desplazamiento suficientemente grande que permitiera la lectura de una aguja (o manecilla) o activara un transductor electromecánico de desplazamiento ordinario. Fuelles y tubos de presión (como el tubo Bourdon) son dispositivos elásticos diseñados especialmente para obtener un movimiento de salida amplificado.

#### 16.3.4 Transductores de presión ordinarios

En los transductores de presión que existen en el mercado se utiliza una amplia gama de combinaciones de elementos de detección y transducción. Se dispone de potenciómetros de resistencia, transformadores diferenciales y transductores reluctivos y capacitivos. Para mediciones de presión dinámica se emplean cristales piezoeléctricos. En un esquema en el que la deformación provoca un cambio en la frecuencia de resonancia del alambre se han empleado alambres deformimétricos; este cambio se hace a fin de producir una salida eléctrica en forma de frecuencia analógica (FM).

Los deformímetros a base de semiconductores se utilizan ya sea en forma de montaje separado del deformímetro o integral con la membrana de deflexión, como se describirá posteriormente.

El **transductor de presión de equilibrio de fuerza** es un dispositivo de retroalimentación (bucle cerrado). El desplazamiento amplificado de la membrana de detección se emplea para activar un motor de fuerza o uno de par, que acciona retrocediendo la membrana a su posición cero. Por consiguiente, la entrada al motor de fuerza está relacionada con el mensurando y funciona como la salida del transductor. La ventaja del esquema de retroalimentación es que minimiza el efecto de inexactitudes en los elementos detectores y transductores, tales como la no linealidad elástica, histéresis y sensibilidad a la temperatura. La exactitud del transductor depende de la calibración del motor de fuerza. Existen en el mercado transductores de presión de equilibrio de fuerza neumáticos y electromecánicos.

#### 16.3.5 Transductores de presión de circuito integrado

Varios diseños de transductores de presión se basan en la tecnología de procesamiento por lotes de circuito integrado. El silicio se graba formando un diafragma de presión, y sobre él se obtienen diversas regiones de detección de deformación; es posible integrar la amplificación electrónica en el mismo cristal. Las formas prevalentes son piezorresistivas y capacitivas.

El dispositivo de mayor uso es el diafragma de presión piezorresistivo, en el que los patrones de resistencia sensibles a la deformación se encuentran ubicados con precisión sobre una tableta de silicio (fig. 16-21). Los patrones suelen estar organizados como un puente de onda completa, con lo cual se cancela el efecto de los gradientes de temperatura. Este transductor presenta baja impedancia de salida y es razonablemente estable.

El diafragma también puede fabricarse de modo que sea un lado de un capacitor variable. Este transductor es extremadamente estable, pero requiere una amplificación individual por cada pastilla. Se han utilizado otros esquemas que se basan en la detección de piezo-uniones; esto es, de cambios en la ganancia de corriente inducidos por la presión o en la corriente inversa de una unión  $pn$ .

En muchas aplicaciones, el diafragma semiconductor requiere una protección contra la contaminación por el fluido de trabajo, por lo que se separa de éste con alguna clase de barrera, tal como un diafragma de acero inoxidable.

### 16.3.6 Transductores al vacío

La unidad de uso común en el trabajo al vacío es el torr:  $1 \text{ torr} = 1 \text{ mm Hg} = 1000 \mu\text{m} \approx 0.02 \text{ lb/pulg}^2 \approx 130 \text{ Pa}$ . Los transductores de presión ordinarios del tipo de deflexión recientemente descritos pueden cubrir intervalos negativos de presión hasta 1 torr. Existen detectores de diafragma con un elemento de transducción de capacitancia que cubren un intervalo útil de medición de  $10^{-5}$  a 1 torr; esto representa esencialmente un refinamiento de la tecnología estándar. En diversas clases de transductores de presión al vacío, que básicamente "cuentan moléculas de gas", participan principios completamente diferentes.

Los transductores al vacío de conductividad térmica se basan en la relación lineal teórica entre la presión del gas y la conductividad térmica que existe a presiones suficientemente bajas para que la trayectoria libre media de una molécula del gas sea grande comparada con la dimensión pertinente del aparato de medición. El transductor consta de un tubo de vidrio abierto al gas por medir, y contiene un elemento calentador de resistencia al que se suministra una corriente eléctrica constante. La temperatura del elemento de calentamiento depende de la pérdida total de calor en él; la componente de conducción de esta pérdida calorífica es una medida de la presión del gas, para un gas de una composición dada. La temperatura se mide por medio de un termopar o termopila, de un termistor o mediante la combinación de las funciones de calentamiento y medición en un termómetro de resistencia (calibrador Pirani).

Los calibradores de conductividad térmica cuentan con un intervalo útil de hasta  $10^{-5}$  torr.

En el transductor de ionización al vacío se emplea una corriente de electrones a fin de ionizar una muestra del gas. El número de iones positivos del gas así formados es directamente proporcional a la corriente de electrones y a la presión del gas:

$$i_i = Si_e p \quad (16-14)$$

donde  $i_i$  = corriente de iones (salida del transductor)

$i_e$  = corriente de electrones

$p$  = presión del gas

$S$  = sensibilidad del calibrador de ionización

La sensibilidad  $S$  es constante para un gas dado en un amplio intervalo de presiones. La corriente de ionización se crea con uno de estos dos métodos. En el calibrador de ionización de cátodo caliente (termoiónico), los electrones son emitidos mediante un cátodo de filamento, y la corriente de iones se colecta en el ánodo. En el calibrador de ionización de cátodo frío, los electrones son extraídos del cátodo por medio de un elevado campo electrostático. (En un diseño se emplean partículas alfa como fuente de electrones.) El intervalo común de medición varía de  $10^{-9}$  a  $10^{-3}$  torr; con diferentes refinamientos la presión detectable ha descendido hasta  $10^{-14}$  torr.

La corriente de salida de los transductores de ionización es muy pequeña, por lo que a fin de lograr un instrumento de medición útil se requieren bastantes circuitos para el procesamiento de señales.

### 16.3.7 Principios de medición de flujo

El mensurando denominado gasto, caudal o intensidad de flujo puede en realidad ser alguna de tres cantidades físicas diferentes:

1. La velocidad lineal (metros por segundo) del fluido en un punto específico (una cantidad vectorial con magnitud y dirección, medida con respecto a una referencia que puede ser estacionaria o móvil).
2. El gasto volumétrico (metros cúbicos por segundo) a través de un área transversal, que es la integral de superficie del gasto lineal sobre el área.
3. El gasto de masa (kilogramos por segundo) a través de un área transversal, que es la integral de superficie de la velocidad multiplicada por la densidad.

En algunos casos el flujo por medir no se encuentra confinado, por ejemplo en el caso de la velocidad del viento. En la mayor parte de los casos el flujo está confinado, ya sea por canales abiertos (ríos y tuberías parcialmente llenas, con una frontera de líquido libre) o canales cerrados (tuberías llenas), y el caudal por medir es unidireccional, a lo largo del eje del canal.

Con algunas excepciones (tales como en meteorología y oceanografía), el usuario está interesado en el gasto volumétrico o de masa. Aunque en muchas aplicaciones se requiere una medición del flujo de masa, no es fácil detectarlo y medirlo, y la mayor parte de los flujómetros son volumétricos. Así, el flujo de masa debe determinarse mediante una medición o cálculo simultáneo de densidad; pocos tipos de flujómetro miden directamente la masa.

Virtualmente todos los flujómetros volumétricos se basan en la detección de la velocidad de flujo, y se

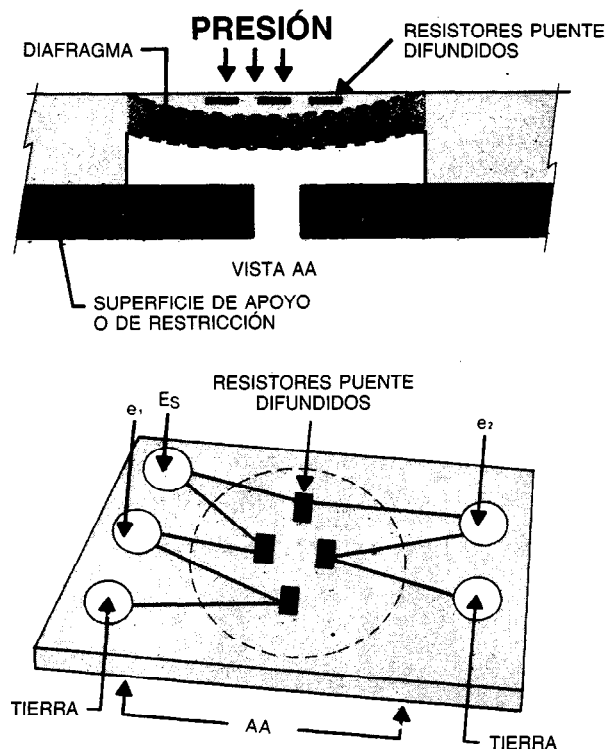


Fig. 16-21. Diafragma de presión piezorresistivo. Tomado de Hall, *Instr. Contr. Sys.*, con permiso.

calibran en términos del volumen. En algunos tipos de flujómetro la velocidad del flujo se detecta o muestrea en un punto (o tal vez en una pequeña área), y para determinar el gasto volumétrico es necesario conocer el perfil de velocidad, es decir, la distribución de la velocidad del fluido en la sección transversal del canal. Tal lectura del flujómetro debe corregirse en caso de que el perfil de velocidad sea variable o si no es idéntico a aquel en el que se basa la calibración. En otros detectores de flujo la salida representa un promedio de velocidades sobre el perfil. Algunos flujómetros miden directamente el volumen.

El perfil de velocidad en canales cerrados se determina por medio del número de Reynolds, una relación adimensional definida como:

$$Re = VD\rho/\mu \quad (16-15)$$

donde  $V$  = velocidad del flujo, m/s

$D$  = diámetro de la tubería, m

$\rho$  = densidad, kg/cm<sup>3</sup>

$\mu$  = viscosidad dinámica, Pa·s

Para números de Reynolds inferiores a 2 000, el flujo es laminar y el perfil de velocidad es parabólico, y para números de Reynolds mayores de 10 000, el flujo es turbulento y el perfil de velocidad es esencialmente uniforme en todo el diámetro. La transición de flujo laminar a turbulento es gradual, y el patrón de flujo en el intervalo de números de Reynolds de 2 000 a 10 000

no está definido con claridad. En la mayor parte de las instalaciones de flujómetros, es aconsejable que la localización del detector de flujo esté precedida y seguida de varios diámetros de tubo recto de sección transversal uniforme, a fin de que el perfil de velocidad para el cual se haya calibrado el flujómetro se desarrolle por completo.

Dado que tanto la densidad como la viscosidad son características de un material específico, un flujómetro calibrado para un líquido puede producir errores cuando se utilice con otro líquido. Además, los cambios de temperatura y presión también provocan cambios en el número de Reynolds, por lo que afectan la calibración del flujómetro. La exactitud de la medición de flujo también se basa en un conocimiento *a priori* acerca de la composición física del fluido. Por ejemplo, en la lectura de la salida volumétrica de un flujómetro basado en un detector de velocidad de flujo se supone que toda la tubería está llena de líquido; la lectura será errónea si existen burbujas de gas en el líquido.

### 16.3.8 Flujómetros de altura piezométrica y de altura dinámica

Los flujómetros del tipo de altura o carga constan de un elemento detector de flujo que interactúa directamente con la corriente a fin de inducir cambios de presión y velocidad, y de un elemento secundario que detecta y transduce los cambios de presión.

**Elementos de altura piezométrica.** Son restricciones insertadas en el flujo, que provocan un aumento de velocidad a medida que el flujo pasa a través de la garganta estrecha. La presión disminuye a medida que aumenta la velocidad. La caída de presión de un lado a otro de la restricción se relaciona con el flujo de la siguiente manera:

**Para flujo turbulento:**

$$Q = k\sqrt{\Delta P/\rho} \quad (16-16)$$

**Para flujo laminar:**

$$Q = k\Delta P/\mu \quad (16-17)$$

donde  $Q$  = gasto volumétrico  
 $\Delta P$  = presión diferencial  
 $\rho$  = densidad  
 $\mu$  = viscosidad  
 $k$  = constante del flujómetro

Se emplean varias configuraciones de restricciones de flujo: planchas perforadas, tubos Venturi, toberas, tubos reductores y codos.

**Elementos de altura dinámica.** Crean puntos de estancamiento en los que la velocidad cae a cero y la presión aumenta. La relación entre la presión y el flujo obedece a las mismas ecuaciones que se aplican para el detector de altura piezométrica. El elemento de altura dinámica más sencillo es el tubo de Pitot. Suele ser una sonda que mide la componente de la velocidad del fluido paralela a ella. Puede emplearse para medir la velocidad de una corriente no confinada, por ejemplo, la velocidad respecto al aire de una aeronave.

**Vertedores y canalones.** Son elementos detectores de altura piezométrica utilizados en mediciones de flujo en canales abiertos. Los vertedores son estructuras parecidas a presas colocadas a través de la corriente, con una muesca en el borde superior a fin de crear una trayectoria de flujo. El nivel del líquido en la muesca está relacionado con el gasto; la relación es una ley de potencia 2.5 o 1.5, dependiendo de la forma de la muesca. Esencialmente, los canalones son elementos que restringen la anchura del canal, produciendo un cambio en el nivel dependiente del flujo, y los de mayor uso son los de Parshall. El detector secundario para estas mediciones de flujo de canal abierto puede ser un transductor de nivel o uno de presión.

### 16.3.9 Rotámetros

**El flujómetro de presión constante y área variable** o rotámetro consta de un tubo vertical de diámetro ahusado en el que un flotador asume una posición vertical correspondiente al gasto (hacia arriba) a través del tubo. Algunos rotámetros cuentan con tubos de vidrio para observación directa de la posición del flotador. En otros casos es posible detectar dicha posición por medio de un detector de desplazamiento idóneo, por ejemplo un transformador diferencial

lineal. El rotámetro es popular debido a que con frecuencia su precio es el más bajo para pequeños tamaños de tubos (hasta de 5 cm de diámetro). Su exactitud es del orden del 2 % de la escala total.

### 16.3.10 Flujómetros con partes móviles

Varios detectores de flujo operan con partes móviles expuestas al fluido. Miden el flujo en base a un desplazamiento o velocidad angular que dependen del gasto.

**Flujómetro de desplazamiento positivo.** Posee un rotor que consta de cámaras de volumen fijo. El ángulo de rotación es directamente proporcional al volumen del fluido. Estos medidores suelen emplearse para medir el volumen total, en vez del gasto, por ejemplo en las mediciones de agua y combustible. Su exactitud es elevada, particularmente en los tamaños grandes, donde se obtiene el 0.1 % de exactitud en líquidos y el 0.5 % en gas. El flujómetro de desplazamiento positivo es en realidad un motor de fluido de desplazamiento positivo diseñado para fuga, fricción e inercia pequeñas. Un esquema relacionado es la bomba de medición, un dispositivo de desplazamiento positivo especialmente diseñado que mide el flujo mientras opera como una bomba; su exactitud es del orden del 1 %.

**Flujómetro de turbina.** Posee un rotor en el tubo, que es accionado por el fluido. La velocidad angular es proporcional al gasto. Para detectar la velocidad suele emplearse un captor magnético, de modo que la salida eléctrica es de la forma de una frecuencia (FM) o de una variación de pulsos. Este flujómetro se utiliza con fluidos limpios, y su exactitud es del orden del 0.5 % del gasto real.

**Flujómetro de cantidad de movimiento angular.** Es un verdadero flujómetro de masas. Un ejemplo representativo de este tipo es el flujómetro de turbina y rotor impulsor. Un rotor impulsor accionado a velocidad constante por medio de un motor sincrónico imparte una cantidad de movimiento angular al fluido proporcional al gasto de masa. Una turbina restringida por resortes, localizada corriente abajo del rotor, convierte esta cantidad de movimiento en un desplazamiento proporcional al gasto de masa, que es detectado por un transductor de desplazamiento.

**Flujómetro de objetivo.** Tiene un álabe pivotando en voladizo en la trayectoria del flujo, que es desviado por el fluido en movimiento. El desplazamiento es medido por deformímetros.

### 16.3.11 Flujómetro magnético

Este flujómetro se basa en la ley de Faraday. Sus elementos fundamentales, que se muestran en la figura 16-22, son: un fluido con conductividad eléctrica, un tramo de tubo recto aislado, un conjunto de bobinas electromagnéticas a fin de producir un campo magnético perpendicular a la dirección de movimiento del fluido, y un par de electrodos localizados sobre el tubo,

con sus ejes perpendiculares tanto al campo magnético como al fluido en movimiento. El voltaje de salida es:

$$E = BDv \times 10^{-4} \quad V \quad (16-18)$$

donde  $B$  = densidad de flujo, T

$D$  = diámetro del tubo, m

$v$  = velocidad del fluido, m/s

Dado que la densidad de flujo depende de la corriente que fluye a través del electroimán, la salida es relacionométrica; es decir, la información de gasto debe determinarse a partir de la relación del voltaje de salida del flujómetro  $E$  entre un voltaje de referencia  $E_r$ , obtenido de la corriente de la bobina electromagnética. La medición básica es la de una velocidad promedio del fluido, independiente de variaciones en la presión, densidad y viscosidad. La calibración en términos del flujo volumétrico puede realizarse con exactitud sobre amplios intervalos de perfil de velocidad mediante la conformación adecuada del campo magnético. El voltaje de salida del detector de flujo es bastante pequeño, del orden de los milivolts, por lo que el acondicionamiento cuidadoso de la señal ha sido la clave para diseñar con éxito flujómetros magnéticos. La exactitud es del orden del 0.5 % de la escala completa.

La conductividad del fluido afecta el rendimiento global, debido a que influye en el comportamiento del detector de flujo como la resistencia de la fuente para el voltaje de salida. Cuanto más pequeña sea la conductividad, mayor será la resistencia interna y más difícil será el acondicionamiento de la señal. Diseños actuales permiten la medición de fluidos hasta  $10 \mu S/m$  ( $0.1 \mu S/cm$ ), lo cual incluye una amplia variedad de líquidos, entre ellos, los solventes orgánicos.

La excitación del campo magnético puede ser por CD, CA o por pulsos. La excitación por CD en la mayor parte de los líquidos produce polarización, lo que da por resultado una gran salida constante de CD, sobre la cual se superpone la pequeña salida dependiente de la velocidad. De este modo, la excitación por CD no es práctica, excepto en la medición de flujo de metales líquidos. La excitación del campo por CA

elimina el problema de la polarización, pero da por resultado una salida significativa de flujo cero (nulo) debido a corrientes parásitas en el fluido mismo y a voltajes captados de circuitos externos. En la operación por pulsos, las bobinas magnéticas se energizan por medio de una onda cuadrada de baja frecuencia. En un diseño específico se hace uso de una onda cuadrada unidireccional; esto es, un ciclo encendido-apagado de voltaje de CD. Durante el periodo de encendido de la excitación de la bobina electromagnética, la salida del flujómetro representa la señal más ruido; durante el periodo de apagado, la salida representa sólo el ruido. Restando la salida del periodo de apagado a la salida del periodo de encendido se obtiene una salida que consiste en la señal dependiente del flujo con un mínimo de contaminación por ruido. A flujo cero, esta sustracción elimina por completo el registro restante y se obtiene una salida cero exacta.

El flujómetro magnético no presenta "obstáculos" y es capaz de manejar fluidos y suspensiones sucios, corrosivos y de otras formas difíciles. Los únicos elementos en contacto directo con el fluido son la pared del tubo y los electrodos. En algunos diseños se incorpora una limpieza ultrasónica integrada de los electrodos. La sección del tubo en sí debe fabricarse con material no magnético, excepto en algunos diseños en los que las bobinas magnéticas se encuentran dentro del tubo, que entonces forma una trayectoria magnética de regreso. Se requiere un forro aislante para el tubo, con excepción de las ocasiones en que se utilice para el tubo fibra de vidrio u otro material no conductor.

### 16.3.12 Flujómetros térmicos

Existen dos tipos de principios para la detección de flujo en los que se emplea calor. El flujómetro anemómetro detecta las pérdidas de calor de un termómetro eléctrico de resistencia autocalentado debidas al flujo del fluido. En el anemómetro de corriente constante, un resistor que porta corriente inmerso en un fluido alcanza una temperatura determinada por el equilibrio de generación de calor  $i^2R$  y la pérdida de calor por

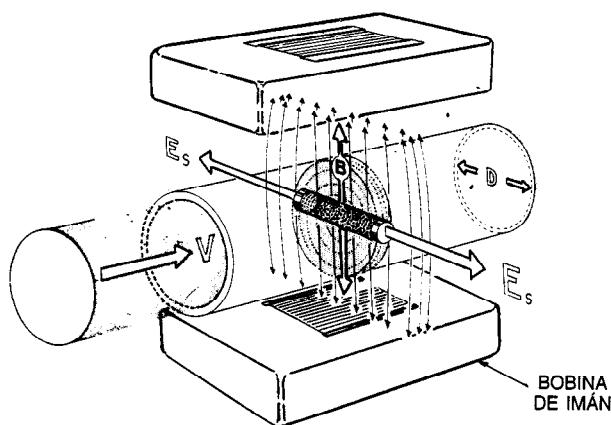
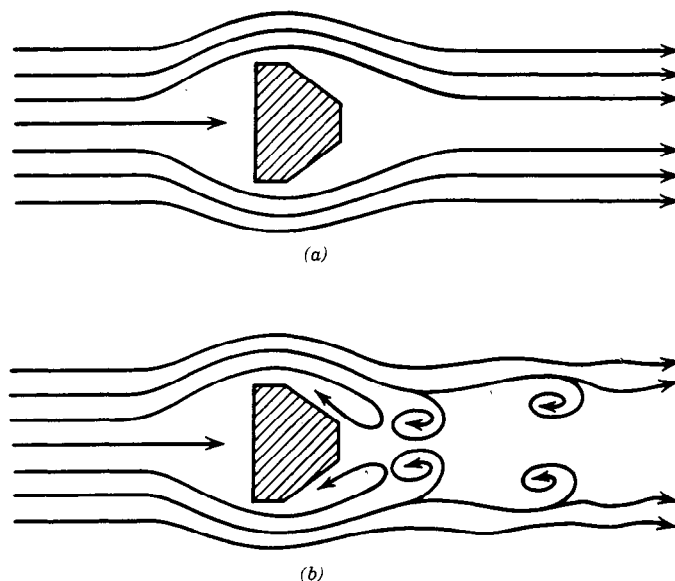


Fig. 16-22. Principio del flujómetro magnético. Tomado de Fath, "Fischer & Porter Tech. Information" 10D-14, con permiso.



**Fig. 16-23.** Vórtices de von Kármán: *a*) flujo de baja velocidad al pasar detrás de un cuerpo no aerodinámico (o hidrodinámico); *b*) formación de vórtices a mayor velocidad de flujo.

convección. La resistencia del resistor sensible a la temperatura es de este modo una medida de la velocidad de flujo. Las resistencias utilizadas son alambres delgados (anemómetro de alambre caliente), películas delgadas y termistores, aunque también se han empleado circuitos en los que se utilizan termopares.

Otro dispositivo, que se denomina "flujómetro térmico", consta de un calentador eléctrico inmerso en el fluido con dos detectores de temperatura equidistantes, uno corriente arriba y otro corriente abajo. La temperatura diferencial es función del gasto de masa. El calentador y los detectores de temperatura también pueden montarse fuera del tubo (flujómetro de capa límite); tal flujómetro tiende al caso ideal de medición no invasora. En un flujómetro térmico, el calor es realmente un trazador; una aplicación parecida es la inyección de una pequeña cantidad de trazador radiactivo (flujómetro nucleónico).

### 16.3.13 Flujómetros de fluido oscilante

Son una clase de flujómetros en los que se crean oscilaciones, vórtices o remolinos, que están relacionados linealmente con la velocidad del flujo. Después, estas oscilaciones se detectan electrónicamente. Existen varios métodos para producir oscilaciones.

#### Flujómetro vortical

Este flujómetro se basa en la formación y detección de vórtices de von Kármán cuando un cuerpo romo (es decir, no aerodinámico o hidrodinámico) se sumerge en un fluido en movimiento. Con un gasto suficientemente elevado, los remolinos que se forman en la superficie del cuerpo romo inmerso se separan de manera ordenada (fig. 16-23). La frecuencia a la que estos

remolinos se desprenden del cuerpo voluminoso es lineal con la velocidad del flujo en un intervalo de números de Reynolds. Los vórtices no se desprenden a bajas velocidades de flujo, por lo que el flujómetro vortical sólo puede emplearse en un intervalo de velocidades, que suele ser de 15:1, y se logra una exactitud del orden del 1 % de la escala total. La respuesta es independiente del número de Reynolds por encima de un límite mínimo.

Cuando un vórtice se desprende de un lado del cuerpo romo, la velocidad en dicho punto aumenta y la presión disminuye; en el otro lado del cuerpo, la velocidad disminuye y la presión aumenta.

Los cambios alternados de flujo o los cambios de presión pueden detectarse por medio de un transductor idóneo integrado en el cuerpo generador de vórtices, tal como un par de termistores o un deformímetro (fig. 16-24). En otro esquema se emplea un haz ultrasónico que se transmite a través del flujo; cada vórtice que pasa por el haz imprime sobre él un ciclo de amplitud modulada.

#### Flujómetro de precesión vortical

El flujómetro de precesión vortical ("vortímetro") (fig. 16-25) se basa sobre el comportamiento de un fluido rotatorio en un agrandamiento de tubería. El fluido por medir entra en la sección de medición a través de un generador de remolinos, que es un conjunto fijo de álabes curvos que imparten al fluido una rotación o giro proporcional a la velocidad del flujo. El centro de rotación del vórtice se aleja de la línea central y se mueve en precesión alrededor de ella a una frecuencia relacionada con la velocidad de giro. La frecuencia del flujo alternante se detecta por medio de un termistor de autocalentamiento. Un enderezador de flujo (eli-

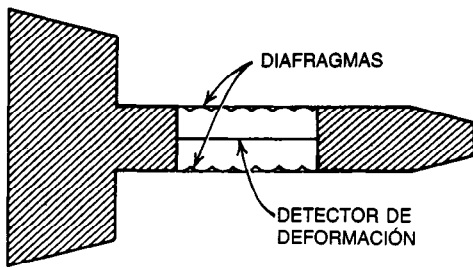


Fig. 16-24. Transductor vortical de la generación de flujo.

minador de giro) en la salida de la sección de medición aísla al flujómetro en las condiciones de corriente abajo. El vortímetro se utiliza para la medición de gas. La exactitud es mejor que el 1 % del gasto real.

#### Flujómetro de contacto con la pared

Este flujómetro se basa en la creación de remolinos cuando un fluido emerge de una abertura roma. Si esta abertura se encuentra sólo en un lado del tubo, la diferencia de presión debida a los diferentes patrones de flujo provocará que la corriente sea empujada contra la pared y que los remolinos se adhieran a ella. En otro diseño, un par de pasos de retroalimentación provoca que los remolinos entren en contacto de manera alternada con la pared superior y la pared inferior. La razón de alternancia es captada por un detector de presión.

#### 16.3.14 Flujómetros ultrasónicos

La interacción de ondas sonoras con un fluido en movimiento puede emplearse para medir el gasto. Un **flujómetro ultrasónico** es un sistema de instrumentación

que consta de uno o más transductores electroacústicos que operan en el intervalo de frecuencia de los megahertz y unos circuitos electrónicos a fin de obtener la información del gasto. El atractivo de tal sistema es que no es obstructivo y que existe el potencial para una medición verdaderamente no invasora, con los detectores de fluido situados fuera del tubo (flujómetro de abrazadera). Estas ventajas han motivado bastantes investigaciones y actualmente existen varios tipos de flujómetros ultrasónicos con exactitudes del orden del 0.5 % de la escala total de velocidades de flujo de 1 m/s o más sobre todo el intervalo.

En el *medidor de diferencia de tiempo de tránsito* se emplean dos transductores localizados relativamente corriente arriba y corriente abajo, en lados opuestos del tubo (fig. 16-26). Se emiten ondas acústicas corriente arriba y corriente abajo, en una sucesión alternada, y se mide el tiempo de tránsito:

$$t_d = \frac{L}{c + V \cos \theta} \quad (16-19)$$

$$t_u = \frac{L}{c - V \cos \theta} \quad (16-20)$$

donde  $t_d$  = tiempo de tránsito de la onda sonora corriente abajo

$t_u$  = tiempo de tránsito de la onda sonora corriente arriba

$c$  = velocidad acústica (velocidad del sonido en el fluido)

$V$  = velocidad media de flujo del fluido

$L$  = distancia entre los transductores

$\theta$  = ángulo entre la trayectoria sónica y la dirección de flujo del fluido

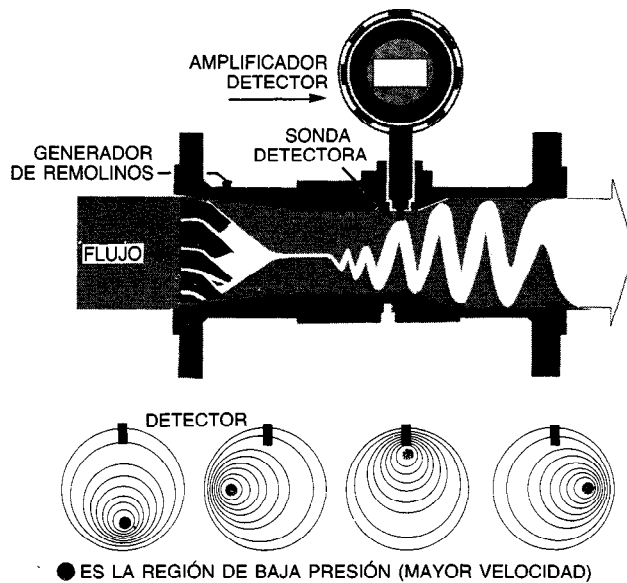


Fig. 16-25. Flujómetro de precesión vortical. Tomado de Fischer & Porter Catalog IOS, con permiso.



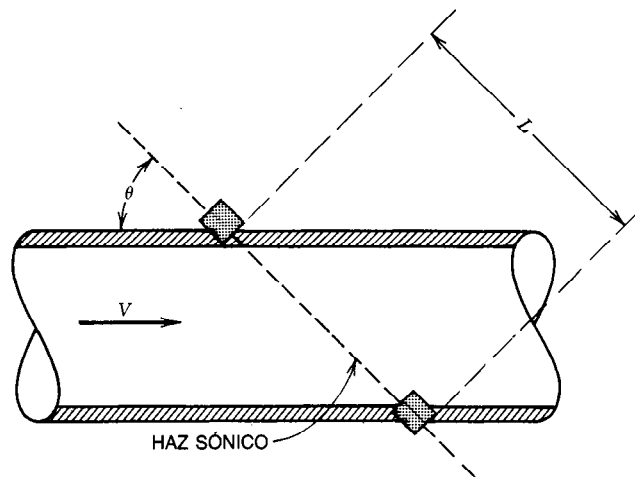


Fig. 16-26. Flujómetro ultrasónico: esquema de la diferencia de tiempo de tránsito.

La diferencia de los inversos multiplicativos de los tiempos de tránsito determina una diferencia de frecuencia  $\Delta f$ :

$$\Delta f = \frac{1}{t_d} - \frac{1}{t_u} = \frac{2V \cos \theta}{L} \quad (16-21)$$

proporcional a la velocidad del fluido e independiente de la velocidad del sonido en el fluido, y por consiguiente tampoco afectada por parámetros como la temperatura y composición, que afectan la velocidad del sonido. Este rendimiento ideal es aproximado en la práctica.

El *flujómetro ultrasónico Doppler* se basa en el principio de que la frecuencia de las ondas ultrasónicas reflejadas por partículas dispersas en el fluido en movimiento es desplazada en proporción a la velocidad de los dispersores, que pueden ser partículas sólidas suspendidas en el fluido o pequeñas burbujas de gas; pueden formar parte inherente del fluido por medir o bien introducirse deliberadamente con fines de medición ultrasónica Doppler. Se supone que los dispersores se desplazan a la misma velocidad que el fluido mismo. Los flujómetros Doppler requieren un solo transductor, que puede ser humedecible (interior a la sección de medición) o de abrazadera (externo). Esta última versión puede ser permanente, con una resina epóxica adhesiva, o portátil, con el transductor sujeto con masilla (mastique) acústica o con grasa de silicón.

Una tercera versión de flujómetros ultrasónicos manufacturados en la actualidad es el *flujómetro vertical de barrido ultrasónico*, ya analizado. Otros esquemas de empleo del ultrasonido en la medición de flujo se encuentran en fase de estudio en el laboratorio.

### 16.3.15 Principios para la medición de nivel

El término medición de nivel se refiere a la detección de niveles de materiales en contenedores, tuberías y recipientes. Los materiales pueden ser líquidos, sus-

pensiones, polvos y sólidos granulares. En muchos casos, el nivel es un mensurando indirecto para el volumen o masa. La medición más sencilla es la detección del nivel de líquido en un recipiente estacionario en condiciones estáticas (sin flujo). En el caso más general, la medición de nivel consiste en la detección de una interficie, tal como líquido-gas, líquido-líquido o líquido-sólido. El problema de detección se vuelve difícil cuando la interficie no está bien definida, como en el caso de un líquido espumante, en ebullición o carbonatado, o en una corriente con partículas suspendidas o con una capa de nata. Estos problemas de aplicación han conducido al desarrollo y empleo de una gran variedad de transductores de nivel.

Se hace una distinción entre métodos por contacto, en los que el transductor se encuentra total o parcialmente inmerso en el fluido de trabajo, y mediciones sin contacto, en las que todo el transductor se encuentra fuera del recipiente cuyo nivel se está midiendo. Estos últimos esquemas se utilizan en el caso de fluidos difíciles, tales como fluidos pegajosos que se adherirían a un transductor inmerso.

Cuando se desea obtener una indicación de cuándo se ha alcanzado un nivel predeterminado, se utilizan interruptores de nivel (detectores puntuales de nivel). El término *detección continua de nivel* se refiere al transductor cuya salida es función continua del mensurando.

### 16.3.16 Elementos para la detección de nivel de tipo mecánico

Existe una amplia variedad de dispositivos mecánicos. Flotadores, desplazadores e indicadores visuales traducen el mensurando nivel en un desplazamiento mecánico que es posible visualizar (pantalla o carátula), o bien detectar eléctricamente. El nivel de líquidos también puede detectarse midiendo la diferencia de presión entre el líquido cercano a la parte interior del recipiente y el gas por encima del líquido. Un dispositi-

vo de peso y cable se emplea para medir el nivel de materiales a granel en tanques y silos. Los interruptores de nivel giratorios o vibratorios del tipo de paletas detectan la presencia o ausencia de sólidos granulados.

### 16.3.17 Transductores de nivel de resistencia e inductancia

Con líquidos y polvos conductores es posible utilizar elementos conductores detectores de nivel. El interruptor de nivel de conductividad consta de una sonda o electrodo; el fluido en ascenso entra en contacto con la sonda y cierra una trayectoria eléctrica a través del tanque (conectado a tierra). La cinta de resistencia es un detector de nivel continuo, consistente en un resistor de precisión de alambre arrollado. La parte sumergida del resistor es puesta en cortocircuito por el fluido conductor, y la variación en la resistencia proporciona una indicación del nivel.

El interruptor de nivel inductivo es un detector sin contacto para líquidos, sólidos y suspensiones conductores. El inductor, accionado con CA, produce un campo magnético. El circuito detecta el cambio en inductancia cuando el campo magnético se acopla con el fluido conductor.

### 16.3.18 Transductores de nivel de capacitancia

Estos transductores (fig. 16-27) son los de mayor uso en las mediciones electrónicas de nivel. El elemento detector consta de electrodos cilíndricos o de placas paralelas que se encuentran inmersos en el fluido. A medida que sube el nivel del fluido, éste desplaza el aire ambiental que se encuentra como dieléctrico entre los electrodos, y en virtud de la diferencia en las constantes dieléctricas provoca un cambio en la capacitancia.

El circuito de medición detecta este cambio y produce una señal de salida utilizable proporcional al nivel. Es necesario compensar los cambios de temperatura y composición que afectan la constante dieléctrica. La linealidad es del 0.1 % de la escala completa, y la exactitud global es del orden del 1 %, también de la escala completa.

Para fluidos conductores, el fluido en sí funciona como un lado del capacitor; la segunda placa del capacitor se localiza encima del fluido, paralela a la superficie. Éste es un método de detección sin contacto que no es afectado por el hecho de que el electrodo sea cubierto por el fluido.

### 16.3.19 Medidores de nivel de microondas, ópticos y de radiación nuclear

Las mediciones de nivel también pueden basarse en la transmisión, reflexión y absorción de haces de microondas, ópticos o nucleares por medio del fluido de proceso.

Los interruptores de nivel de microondas representan un método sin contacto, pero requieren tanques no metálicos o una ventana no metálica en el tanque. El sistema de medición consta de un transmisor que dirige energía de microondas hacia el tanque, y un receptor que responde a la energía transmitida. El aire transmite microondas virtualmente sin pérdidas; el agua y las soluciones acuosas absorben casi toda la energía. La idoneidad de otros materiales de proceso depende de la constante dieléctrica y de la conductividad eléctrica.

Como interruptores de nivel se utilizan varios esquemas ópticos. En el detector refractor, una sonda termina en un cristal que proporciona la reflexión total de la luz. Un diodo emisor de luz (LED) genera un haz de luz que es detectado por un fototransistor. Cuando la sonda se sumerge en un fluido cuyo índice de refrac-

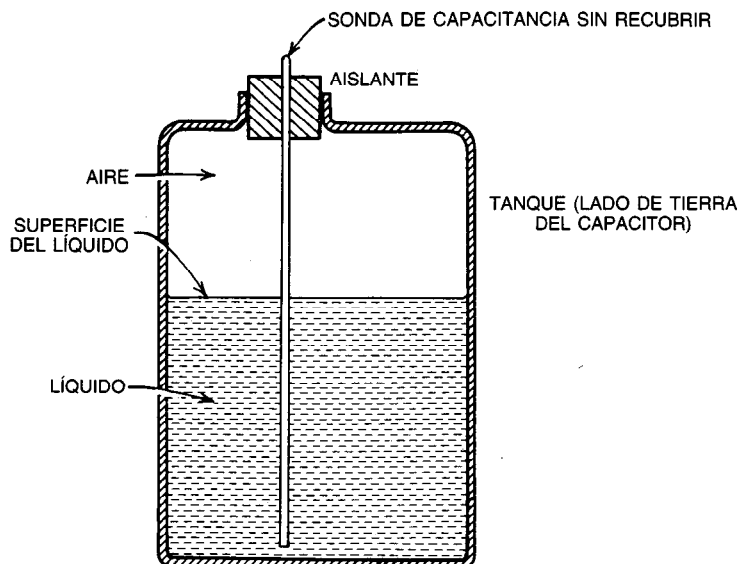


Fig. 16-27. Transductor de nivel por capacitancia.

ción es diferente al del aire, el haz deja de ser reflejado, y empieza a ser refractado hacia el interior del fluido. El fototransistor detecta la ausencia del haz reflejado. Se emplea luz infrarroja, y el transductor no es afectado por la opacidad del fluido.

La medición de nivel por radiación nuclear es sin contacto, y el equipo es completamente externo al recipiente de proceso. El sistema consta de una fuente de radiación, radioisótopos o radio, y un detector de radiación nuclear. La operación depende de las diferencias en absorción nuclear del material por encima y por debajo de la interficie por detectar. Existen dispositivos para la detección puntual y la continua.

### 16.3.20 Transductores de nivel ultrasónicos

Estos transductores se fabrican en una variedad de configuraciones a fin de detectar el nivel de líquidos y sólidos granulares. Existen dispositivos para la detección puntual y la continua. Se emplean varios métodos básicos de medición.

El sistema de medición de nivel por reflexión de ondas (eco) (sonar, fig. 16-28) se basa en la reflexión del sonido a partir de una interficie en la que existe una gran diferencia en la impedancia acústica. Los pulsos sonoros generados por un transductor acústico se reflejan en la interficie y son recibidos por el transductor. Con aparatos electrónicos se mide el tiempo que requiere la onda sonora para ir y regresar de la interficie, y se hacen correcciones para tomar en cuenta las variaciones de temperatura y otros factores que afectan a la velocidad del sonido. Con el transductor montado en el espacio de aire o vapor encima de un tanque de líquido o sólido granular, la medición no es en absoluto afectada por las propiedades del fluido de proceso. También es posible montar el transductor bajo el líquido; esta colocación suele dar por resultado mayor exactitud para mediciones con superficies difíciles.

También puede emplearse la reflexión de ondas sonoras para la medición puntual de nivel. Además, existen interruptores de nivel ultrasónicos basados en los cambios en las características de transmisión sónica del fluido, semejantes a los esquemas de ondas descritos en el artículo anterior. Existen en el mercado tipos con contacto y sin contacto.

### 16.3.21 Transductores de densidad

La densidad se define como la cantidad de materia por volumen unitario (kilogramos por metro cúbico). El peso específico de una sustancia se define como su densidad entre la de un material de referencia, que suele ser agua en condiciones normales ( $1\,000\text{ kg/m}^3$ ).

Con frecuencia, la densidad de un material de composición conocida se infiere a partir de las mediciones de otros parámetros físicos, tales como la temperatura y presión. En los casos en que la composición del material no es bien conocida, se requiere una medición directa de la densidad. En el caso de los líquidos, para tales mediciones directas de la densidad suele hacerse uso de principios parecidos a los descritos para los transductores de nivel.

**Transductores mecánicos.** Para la densidad de líquidos se incluyen flotadores (densímetros) desplazadores (también utilizados para gases) y detectores de cargas hidrostáticas (medidores de presión diferencial). La salida de estos transductores es un desplazamiento mecánico que puede observarse directamente o transmitirse a distancia por medio de un transductor eléctrico.

**Transductor de densidad con elemento vibratorio.** Consta de una placa o lengüeta sumergida en el fluido. La densidad del fluido determina la frecuencia natural y el amortiguamiento del objeto sumergido. Esto puede detectarse por dos modos: vibración de estado estable a frecuencia natural o excitación escalonada o gradual con observación del amortiguamiento.

**Medición ultrasónica de densidad.** Requiere un transductor electroacústico (piezoeléctrico o magnetostrictivo) sumergido en el fluido, más un considerable procesamiento electrónico de señales. Cuando se suministra energía de estado estable (CA) al transductor, su relación corriente-voltaje depende de la impedancia acústica del fluido, que a su vez está relacionada con el producto de la densidad y la velocidad acústica.

**Detección de densidad por radiación nuclear.** Se parece a la detección nuclear de nivel, con la diferencia de que el haz nuclear se encuentra confinado por completo en el fluido. Éste es un método sin contacto, y todo el equipo se encuentra fuera del recipiente de proceso.

### 16.3.22 Transductores de viscosidad

La viscosidad es la propiedad de un fluido que caracteriza su resistencia a fluir. La viscosidad absoluta (dinámica) (pascal-segundos;  $1\text{ mPa} \cdot \text{s} = 1\text{ centipoise}$ ) es la constante de proporcionalidad entre un esfuerzo aplicado y el gradiente de velocidad resultante. La viscosidad cinemática (metros cuadrados por segundo;  $1\text{ mm}^2/\text{s} = 1\text{ centistoke}$ ) es la relación de la viscosidad dinámica entre la densidad. La proporcionalidad entre el gradiente de velocidad y el esfuerzo aplicado se cumple para fluidos newtonianos; para fluidos no newtonianos se emplea el concepto de viscosidad aparente. Los dispositivos para medir la viscosidad se denominan viscosímetros o reómetros.

Los principales métodos para medir la viscosidad son mecánicos. El **viscosímetro de tubo capilar** se basa en la relación entre presión, flujo y viscosidad cinemática en un tubo capilar (ley de Hagen-Poiseuille). En la versión de laboratorio de este instrumento, se permite que una muestra de volumen fijo caiga a través de un tubo capilar, y se mide el tiempo de caída. En la versión industrial, una bomba de flujo constante extrae una muestra de la corriente de proceso, la empuja a través de un tubo capilar y la regresa a la corriente de proceso; la caída de presión a través del tubo capilar indica la viscosidad. Se utiliza un medidor de presión diferencial para convertir esta caída de presión en una salida utilizable. En ambos tipos de medición la muestra debe mantenerse a temperatura constante.

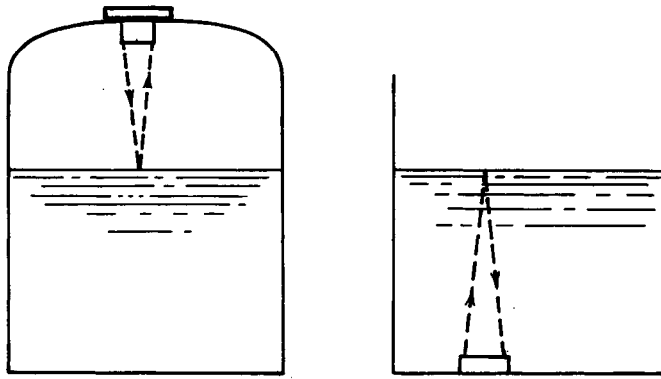


Fig. 16-28. Detección ultrasónica de nivel por reflexión de ondas.

En el **viscosímetro giratorio**, a través de un resorte se hace girar un cilindro o disco en el fluido que se prueba. La desviación del resorte mide la viscosidad dinámica, y es posible realizar mediciones a diferentes velocidades, lo que permite la determinación de las propiedades de un fluido no newtoniano en un amplio intervalo. Para mediciones en procesos de producción es necesario utilizar una línea de muestreo, y el flujo muestreado debe ser constante y laminar.

Los **viscosímetros de lengüeta vibratoria y ultrasónicos** se basan en el efecto de amortiguamiento del fluido sobre un cuerpo en vibración. Están diseñados para mediciones continuas de viscosidad en corrientes de proceso, sujetas al mantenimiento de temperatura y presión constantes o a la compensación de tales variaciones.

## 16.4 TRANSDUCTORES PARA CANTIDADES TÉRMICAS

### 16.4.1 Principios de medición de la temperatura

La energía calorífica y la temperatura son las dos variables presentes en los sistemas térmicos. El calor se transfiere de un lugar a otro debido a la existencia de una diferencia de temperatura en dichos lugares. La transferencia de calor puede ocurrir de una o más de las tres formas siguientes:

- Por conducción (difusión a través de un sólido o un fluido estancado).
- Por convección (movimiento de un fluido entre los dos lugares).
- Por radiación (por ondas electromagnéticas).

La temperatura es una cantidad "intensiva": la combinación de dos cuerpos de la misma temperatura da por resultado exactamente la misma temperatura. La idea de una unidad estándar que pueda multiplicarse o subdividirse indefinidamente para generar cualquier magnitud arbitraria, como se hace en los conceptos de longitud, masa y tiempo, no puede aplicarse al concepto de temperatura. La temperatura de un cuerpo es

una medida de la energía cinética media de sus moléculas; por consiguiente, en teoría, la temperatura es una cantidad derivada con base en la masa, la longitud y el tiempo. Pero ya que no es posible medir estas energías cinéticas, debe definirse un patrón independiente para la temperatura.

La escala de temperatura absoluta termodinámica se define en términos de un ciclo ideal de Carnot, o por medio de un termómetro de volumen o presión constante en el que se emplee un gas ideal; la unidad es el Kelvin. La Escala Internacional de Temperatura Práctica es una aproximación basada en un conjunto de puntos fijos, cuyas ecuaciones de interpolación se basan en transductores estándares específicos. La ecuación:

$$T(^{\circ}\text{K}) = t(^{\circ}\text{C}) + 273.15 \quad (16-22)$$

puede considerarse una aproximación ingenieril de la temperatura Kelvin absoluta termodinámica  $T(^{\circ}\text{K})$  por medio de la escala práctica empírica de temperatura Celsius (centígrada),  $t(^{\circ}\text{C})$ .

Las mediciones de temperatura pueden ser con o sin contacto. En el primer caso, el elemento detector de la temperatura se encuentra a la misma temperatura que el material por medir, y la transferencia de calor entre ellos ocurre por conducción. Los transductores de temperatura por contacto se elaboran de dos formas: transductores superficiales de temperatura, que se fijan a la superficie del material cuya temperatura será medida, y sondas de inmersión, que se insertan en los fluidos cuya temperatura será medida.

En la medición sin contacto, la transferencia de calor es por radiación, y el elemento detector de temperatura se correlaciona con la temperatura desconocida por calibración.

La exactitud y la velocidad de respuesta de un transductor de temperatura por contacto dependen de su capacidad térmica (producto de la masa y el calor específico) y de la conductancia térmica entre él y el material por medir (producto del coeficiente de transferencia de calor y el área de transferencia de calor, en watts por grado Celsius). La relación entre capacidad térmica y conductancia térmica proporciona la constante térmica temporal.

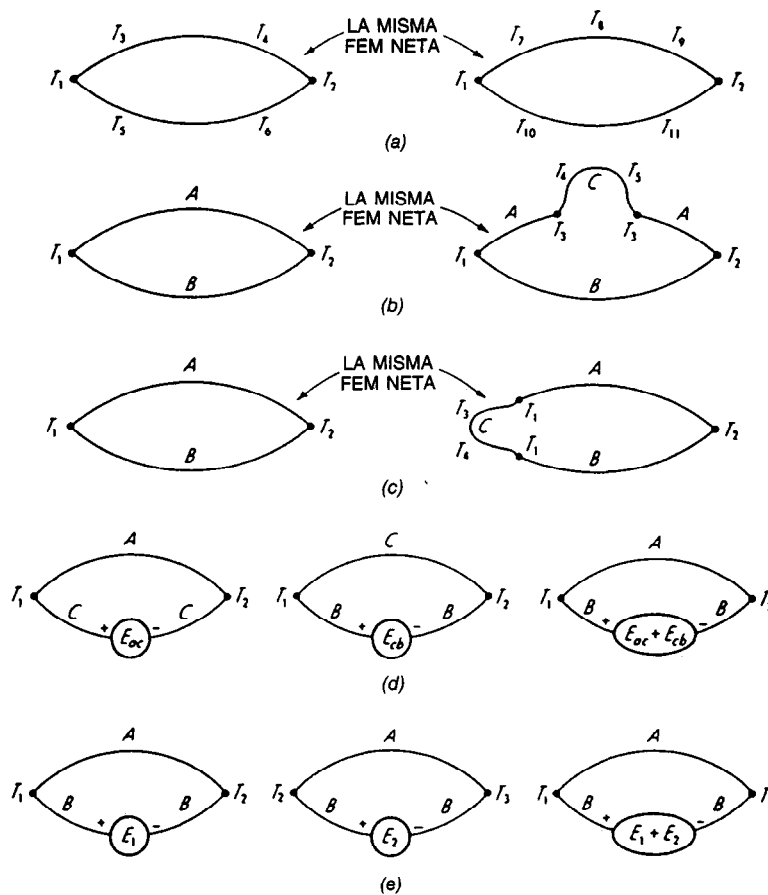


Fig. 16-29. a) a e) Leyes de los termopares. Tomado de McGraw-Hill, Nueva York, con permiso.

Algunas veces es necesario proteger un transductor de temperatura del contacto directo con material corrosivo, ya sea imbuyéndolo en un forro o coraza, o bien instalándolo en una cámara sellada a presión (pozo térmico). Esto introduce unas capacidades y resistencias térmicas extra que afectan la exactitud e incrementan el tiempo de respuesta del transductor. Otros efectos que es necesario tener en cuenta son: el autocalentamiento del detector (en el caso de detectores pasivos), pérdidas caloríficas a través del apoyo del detector (en sondas de inmersión), efectos de la velocidad (en la medición de temperatura de fluidos en movimiento), y el tamaño del detector (esto es, su capacidad térmica) con respecto a la capacidad térmica total del material al que se encuentra sujeto.

#### 16.4.2 Transductores de temperatura basados en la dilatación (termómetros)

Bastantes transductores de temperatura se basan en el fenómeno de la dilatación térmica de los sólidos, líquidos y gases. El desplazamiento resultante puede visualizarse de manera directa o detectarse con un transductor eléctrico. Las categorías más importantes son:

- 1. Termómetros de líquido en vidrio y de líquido en metal.**
- 2. Termómetros de presión.** Constan de un bulbo de temperatura, un tubo capilar de interconexión y un elemento elástico para detectar la presión, tal como un tubo Bourdon, fuelles o una cápsula. Todo el sistema se llena con líquido o gas. Un cambio en la temperatura, detectado por el bulbo, se traduce en un cambio de presión en el elemento elástico y provoca una deflexión.
- 3. Termómetros bimetalicos.** Constan de bandas de metal adheridas entre sí, cuyos coeficientes de dilatación térmica son diferentes. Un cambio en la temperatura produce una dilatación diferencial en los dos lados de la banda adherida, lo que provoca que la banda se flexione. El desplazamiento mecánico resultante es función de la temperatura. Las bandas bimetalicas suelen utilizarse para la detección puntual (termorruptores, termostatos).

#### 16.4.3 Principios de la transducción termoeléctrica

El transductor termoeléctrico, o termopar, se basa en el efecto Seebeck: una corriente fluye en un circuito

cerrado compuesto de distintos conductores metálicos expuestos a diferentes temperaturas. La corriente Seebeck observada es en realidad el resultado de dos fenómenos termoeléctricos reversibles, los (recíprocos de los) efectos Peltier y Thomson. La fuerza electromotriz (fem) de Peltier es el voltaje termoeléctrico generado en la unión de conductores metálicos diferentes. La fem de Thomson es el voltaje termoeléctrico generado en un solo conductor homogéneo expuesto a un gradiente de temperatura en toda su longitud. La magnitud y signo de los voltajes de Peltier y de Thomson son funciones de los materiales y las temperaturas. Los fenómenos irreversibles de conducción de calor y pérdida  $i^2R$  también participan en la conversión termoeléctrica global. No es posible predecir por completo el rendimiento de un termopar en base a consideraciones teóricas. La instrumentación termoeléctrica práctica se basa en la calibración de materiales específicos y en leyes de termopares establecidas experimentalmente.

#### Ley del material homogéneo

No es posible mantener una corriente termoeléctrica en un circuito de un solo material homogéneo exclusivamente mediante la aplicación de calor, sin importar las variaciones en la sección transversal del conductor. Como resultado, se requieren dos materiales diferentes, y la corriente depende sólo de las temperaturas en las uniones y es independiente de las temperaturas en cualquier parte siempre y cuando los dos materiales sean homogéneos (fig. 16-29a).

#### Ley de los materiales intermedios

El voltaje termoeléctrico neto en un circuito compuesto de varios materiales diferentes es cero siempre y cuando todo el circuito se encuentre a temperatura uniforme.

Una consecuencia es que puede insertarse un tercer material C en un circuito termoeléctrico que conste de dos materiales A y B, sin introducir nuevas fuerzas electromotrices térmicas, siempre que las dos uniones recientemente introducidas se encuentren a idénticas temperaturas; esto es válido si C se introduce rompiendo A (fig. 16-29-b) o entre A y B (fig. 16-29c).

Otra consecuencia es que si la fem térmica de dos materiales A y C es  $E_{AC}$ , y la de los materiales B y C es  $E_{BC}$ , entonces la fem térmica de los materiales A y B es la suma algebraica  $E_{AC} + E_{BC}$  (fig. 16-29d).

#### Ley de las temperaturas intermedias

Si un termopar produce una fem  $E_1$  cuando las uniones se encuentran a las temperaturas  $T_1$  y  $T_2$ , y produce una fem  $E_2$  a las temperaturas  $T_2$  y  $T_3$ , entonces producirá la suma algebraica  $E_1 + E_2$  cuando las uniones se encuentren a  $T_1$  y  $T_3$  (fig. 16-29e). Como resultado, un termopar calibrado para una temperatura de referencia puede utilizarse con otra distinta si se aplica una corrección de voltaje apropiada.

La energía eléctrica representada por el producto del voltaje termoeléctrico y el flujo de corriente resultante origina una absorción de calor. Dado que el calor se absorbe en la unión de conductores diferentes (efecto Peltier), la unión debe estar algo más fría que el medio circundante cuya temperatura se está midiendo. Es posible mejorar la transferencia de calor, que es muy pequeña en los termopares debido a la poca corriente que fluye, forzando corriente a través de la unión a partir de una fuente externa. Ésta es la base de la refrigeración termoeléctrica. El efecto térmico Peltier es reversible, y en él la dirección del flujo de calor depende de la dirección del flujo de corriente a través de la unión.

#### 16.4.4 Termopares

Un circuito de termopar práctico (fig. 16-30) consta de dos alambres de aleaciones especiales unidos en un extremo, que es la unión de detección. El circuito de aleación se termina y conecta a cables ordinarios de cobre en la unión de referencia. Suponiendo que el cableado de aleación es homogéneo, especialmente en la región de gradiente de temperatura crítico, el voltaje entregado a la instrumentación se relaciona con la diferencia de temperaturas en las dos uniones. Esta relación es aproximadamente lineal en un gran intervalo de temperaturas (fig. 16-31). La sensibilidad (coeficiente de Seebeck) es del orden de decenas de microvolts por grado Celsius.

Como se indica en la figura 16-31, el American National Standards Institute ha estandarizado varios materiales de termopares (ANSI Standard C96.1, "Temperature Measurement Thermocouples"); entre estos parámetros estandarizados se incluyen la composición del material, características de voltaje como función de la temperatura, intervalo de temperatura, tolerancias y código de colores para el aislamiento del alambre.

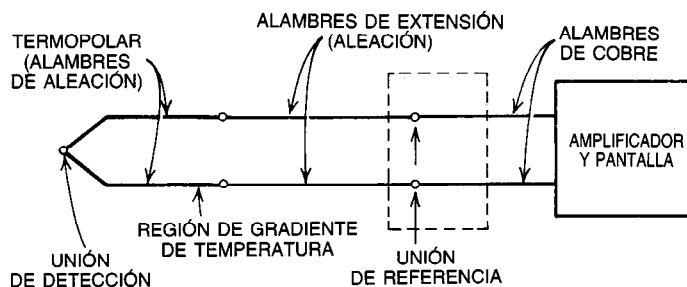


Fig. 16-30. Circuito de termopar.

Una termopila consta de varios termopares en serie, a fin de proporcionar gran sensibilidad. Las uniones de detección se encuentran próximas, y las terminaciones de aleación se mantienen a la misma temperatura.

La unión de referencia debe mantenerse a una temperatura fija conocida o, de manera opcional, la lectura del termopar debe compensarse para tomar en cuenta las variaciones que haya en la temperatura de la unión de referencia. Se emplean varios tipos de compensación de extremos fríos (libres). A fin de crear un punto de hielo fundente (0 °C) se emplean unidades de hornos con calentador. El compensador de la unión de referencia es un circuito que proporciona corrección automática (por equipo o "hardware") para pequeñas variaciones en la temperatura ambiente. Los alambres de aleación se terminan en un bloque isotérmico cuya temperatura se mide con un transductor termorresistivo de gran exactitud en un pequeño intervalo de temperaturas. Un circuito puente activado por un voltaje preciso desarrolla un voltaje dependiente de la temperatura que anula el efecto de los cambios de temperatura. Una exactitud de compensación típica es  $\pm 0.5$  °C para una variación de la temperatura ambiente de  $\pm 10$  °C. Otro método de compensación del sistema (sin equipo especial, software) es el empleo de un detector de temperatura en el bloque isotérmico a fin de calcular la temperatura de referencia y convertirla a su voltaje correspondiente, restar el voltaje al entregado por el termopar, y calcular la temperatura correspondiente.

Debido a la relación no lineal de voltaje y temperatura, el cálculo exacto de la temperatura a partir de las lecturas de voltaje del termopar requiere la consulta de tablas normales de calibración para el material dado. En la instrumentación de termopares basada en microprocesadores, estos valores de las tablas se aproximan por medio de un polinomio. Por lo general se emplea un polinomio de noveno grado a fin de cubrir todo el intervalo de temperatura, o bien de tercer grado para cubrir diversas bandas estrechas.

#### 16.4.5 Transductores termorresistivos

Los transductores termorresistivos se basan en la dependencia con respecto a la temperatura de la relación volt-ampere de los materiales conductores y semiconductores. Éstos son transductores pasivos que requieren una fuente externa de energía eléctrica, y es necesario tener cuidado a fin de minimizar el auto-calentamiento debido a la pérdida  $i^2R$  del transductor. Existen tres clases de dispositivos: detectores resistivos de temperatura, termistores y detectores de semiconductores monolíticos.

##### Detectores resistivos de temperatura (RTD)

Los RTD (de *resistance temperature detectors*) se elaboran con material conductor metálico. Las sondas RTD presentan la forma de bobinas de alambre o películas metálicas. Los materiales más comunes son el platino, níquel y aleaciones de níquel. Los metales presentan una característica positiva de la resistencia en función de la temperatura, que es bastante lineal en un

gran intervalo: los coeficientes de temperatura (termicos) son del orden del 0.4 %/°C. La relación teórica es bien conocida, y en consecuencia el detector resistivo de temperatura de platino (PRTD, de *platinum resistance temperature detector*) se emplea como el patrón estándar para la interpolación entre puntos fijos. Para mediciones prácticas la relación teórica no lineal se aproxima por medio de una serie de potencias.

Las sondas RTD de alambre arrollado deben construirse cuidadosamente a fin de evitar cambios en la resistencia inducidos por deformación y la captación electromagnética. Tales sondas tienden a ser bastante frágiles, voluminosas y de respuesta lenta. El RTD de película es más resistente, pequeño y rápido, pero menos estable que los RTD de alambre arrollado.

##### Termistores

Los termistores se elaboran con materiales semiconductores amorfos, por lo general mezclas de varios óxidos, con forma de hojuelas, cuentas, discos, barras o varillas, etc. La mayor parte de los materiales termistores presentan disminución en la resistencia con el incremento de temperatura. La característica es bastante no lineal, pero su pendiente es muy grande, y los coeficientes térmicos de resistencia son del orden del 4 %/°C. Esta elevada sensibilidad constituye el principal atractivo del termistor.

La conversión de resistencia a temperatura puede realizarse mediante hardware o software. Los esquemas de hardware están representados por el **termistor lineal**, que es una red que consta de un termistor y resistores de compensación que linealizan las características globales. Estos circuitos se producen en dos presentaciones: divisores de voltaje de termistores lineales, que son tres o cuatro redes terminales, y las redes de resistencias de termistores lineales (dos terminales). El error de linealidad es del orden de 0.25 °C en un intervalo de temperatura de 100 °C. Los esquemas de software se basan en diversas relaciones empíricas, como:

$$1/T = a_0 + a_1 \ln R + a_3(\ln R)^3 \quad (16-23)$$

$$T = \frac{b_1}{\ln R - b_0} - b_2 \quad (16-24)$$

donde  $R$  = resistencia del termistor  $\Omega$

$T$  = temperatura, K

$a, b$  = constantes de ajuste de curvas para el termistor específico

La ecuación 16-23 puede proporcionar un ajuste de  $\pm 0.02$  °C en un intervalo de 100 °C; la ecuación 16-24 es menos exacta, pero de ejecución más rápida.

##### Detectores semiconductores monolíticos

Los transductores semiconductores monolíticos de temperatura se basan en la dependencia con respecto a la temperatura de la relación volt-ampere de una unión  $pn$  polarizada directamente:

$$i = I_s[\exp(qv/kT) - 1] \quad (16-25)$$

o bien:

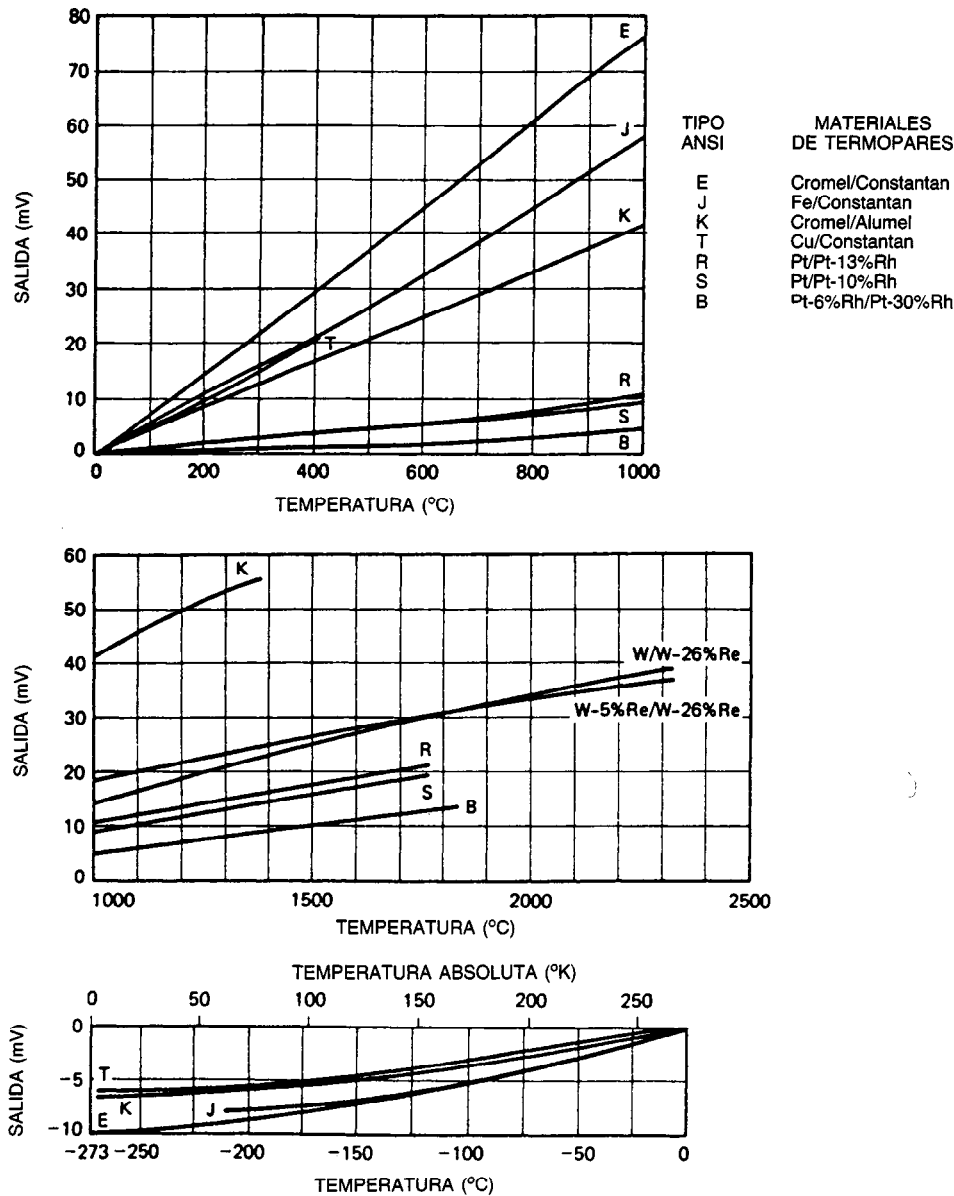


Fig. 16-31. Voltajes de salida de los termopares. Tomado de Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, con permiso.

$$v = \frac{kT}{q} \ln(i/I_s) \text{ suponiendo que } i/I_s \gg 1 \quad (16-26)$$

donde  $i$  = corriente a través de la unión

$v$  = voltaje a través de la unión

$T$  = temperatura, K

$I_s$  = corriente de saturación

$k$  = constante de Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K

$q$  = carga del electrón =  $1.6 \times 10^{-19}$  C

Cuando la corriente  $i$  se mantiene constante con el empleo de una fuente de corriente y el valor de  $I_s$  se

controla mediante una configuración geométrica apropiada del semiconductor, tal como con el uso de pares de transistores acoplados, el voltaje es inherentemente proporcional a la temperatura absoluta. En la práctica, se obtiene una exactitud del orden de  $\pm 0.5^\circ\text{C}$  en un intervalo de  $100^\circ\text{C}$  de temperatura. El detector semiconductor de temperatura se emplea cuando se desea que haya linealidad en un pequeño intervalo de temperatura, como por ejemplo en el compensador de unión de referencia para termopares de hardware. Los diodos Zener sensibles a la temperatura también se aplican para la detección de temperatura.



#### 16.4.6 Termómetros de radiación (pirómetros)

Los **pirómetros de radiación** son transductores de temperatura sin contacto que responden a la transferencia radiativa de calor. En la medición subyacen dos principios básicos:

1. La *ley de Stefan-Boltzmann*, que relaciona la emisión total de energía radiante con la temperatura.
2. La *ecuación de Planck*, que relaciona la distribución espectral de la energía irradiada con la temperatura.

La radiación emitida por el objeto cuya temperatura será medida (denominado objetivo) se enfoca por medio de lentes, espejos o fibras ópticas y posiblemente filtros sobre alguna clase de detector de radiación. Las longitudes de onda sobre las cuales operan el detector y el sistema de enfoque pueden cubrir el espectro visible (0.3 a 0.72  $\mu\text{m}$ ) y el espectro infrarrojo cercano (de 0.7 hasta unos 40  $\mu\text{m}$ ).

Los detectores de radiación son o bien dispositivos térmicos o fotónicos. Los detectores térmicos constan de un cuerpo colector ennegrecido a fin de absorber un máximo de radiación de todas las longitudes de onda, con un transductor de temperatura unido, que mide la temperatura del colector. Se utilizan termopares, termopilas, detectores resistivos de temperatura y termistores creados para esta aplicación; las formas especiales de RTD y termistor también se denominan bolómetros. Los detectores de fotones son transductores fotovoltaicos o fotoconductores que responden a la radiación visible o infrarroja; dado que operan a nivel atómico son más rápidos que los detectores térmicos.

Los pirómetros se calibran comparándolos con un patrón que se aproxima a un cuerpo radiante perfecto (cuerpo negro). La medición real debe corregirse para considerar la emisividad reducida del objetivo (para un cuerpo negro la emisividad es 1). La emisividad depende de la forma y textura del objetivo y es función de la longitud de onda. La incertidumbre acerca de la emisividad del objetivo es una fuente de error en el pirómetro de radiación. La reflectancia y la transmitancia del objetivo también son factores en la calibración: si el material del objetivo no es sólido, o es delgado, el pirómetro "verá" a través de la superficie. La reflectancia y la transmitancia del medio entre el objetivo y el detector (aire, vapor) es otra fuente de variabilidad.

Los pirómetros ópticos comparan la brillantez del objetivo con la de una fuente de referencia contenida en el instrumento. La medición se realiza sobre una banda estrecha en la región óptica, o sobre una amplia banda en la región infrarroja. Existen dos técnicas:

- La de *equilibrio a cero*, en la que la fuente de referencia se ajusta de forma continua hasta igualarla con el objetivo.
- La de *referencia fija*.

Para medir la temperatura de gases calientes y de las estrellas se emplean métodos espectroscópicos.

#### 16.4.7 Transductores de flujo térmico

El **flujo térmico** es la velocidad de transferencia de calor por unidad de área (watts por metro cuadrado). Para la transferencia por convección y por radiación pueden efectuarse mediciones directas de la velocidad de transferencia de calor. El esquema básico de medición en ambos casos es permitir que el flujo térmico caliente un disco sensible y medir la diferencia de temperatura mediante un termopar, una termopila o un detector resistivo de temperatura de película delgada. La temperatura medida se correlaciona con la velocidad de transferencia de calor por medio de la teoría y calibración. Los calorímetros se emplean para medir la transferencia total de calor por convección y por radiación, en caso de estar presentes ambas formas. Los radiómetros se utilizan para medir solamente la transferencia de calor por radiación. Un radiómetro común es esencialmente un calorímetro con una ventana óptica que cubre el detector a fin de protegerlo de la convección.

El **detector de flujo térmico de núcleo de metal** es un disco metálico grueso de masa conocida, aislado térmicamente de su envoltura. La superficie frontal se expone al flujo térmico, y se conecta un termopar a la superficie posterior. La velocidad de transferencia de calor se relaciona con la del cambio de temperatura.

El **calorímetro de lámina metálica** (medidor de Gardon) tiene un detector que consta de una membrana delgada empalmada en su periferia a un sumidero (disipador) de calor de cobre. La energía térmica que incide sobre la membrana se transfiere radialmente al sumidero térmico, produciendo una diferencia de temperatura entre el centro y el borde de la lámina directamente proporcional a la velocidad de transferencia de calor. Esta diferencia se mide termoelectricamente. En la práctica la lámina está hecha de una aleación termoelectrica como Constantan. Un delgado alambre de cobre conectado al centro de la lámina constituye una termounión, y el contacto cobre-Constantan alrededor del borde constituye la otra unión.

Los detectores térmicos de termopilas constan de termopares conectados en serie-paralelo con las uniones de detección expuestas al flujo térmico y las uniones frías conectadas a un sumidero térmico. En el tipo de tableta se coloca una barrera aislante del calor entre los dos conjuntos. El flujo térmico produce una caída de temperatura a través de la tableta, que es detectada por la termopila. En el radiómetro tipo de suspensión, las uniones calientes se conectan a un disco receptor suspendido por los alambres hacia el sumidero térmico, produciendo una diferencia de temperatura.

### 16.5 TRANSDUCTORES PARA CANTIDADES ACÚSTICAS

#### 16.5.1 Principios de la transducción acústica

La acústica trata acerca de la propagación de fluctuaciones de presión en medios sólidos y fluidos. Las propiedades de una onda acústica en un punto específi-

co en el tiempo y en el espacio pueden describirse en términos de desplazamiento, velocidad y presión de partículas. Los transductores receptores (tales como micrófonos e hidrófonos) convierten las variaciones acústicas en una cantidad eléctrica. Los transductores transmisores (tales como altavoces y auriculares) convierten señales eléctricas en variaciones acústicas. Algunos transductores están diseñados para servir como transmisores y receptores (transceptores). Los transductores acústicos pueden considerarse como unas antenas, y las consideraciones de su diseño compararse con las propias de las antenas.

Uno de los parámetros más importantes es la direccionalidad. El acoplamiento del transductor con el medio implica consideraciones de impedancia acústica y resistencia de radiación.

Los métodos básicos de transducción empleados en los transductores acústicos son los mismos que para las mediciones de desplazamiento, velocidad y presión: resistencia, reluctancia (hierro móvil) y capacitancia variables, bobina móvil y piezoelectricidad. Se emplean transductores magnetostrictivos, especialmente a niveles altos de potencia.

### 16.5.2 Transductores de presión acústica

El nivel de presión acústica (SPL, de *sound-pressure level*) se define en decibeles (dB), como:

$$\text{SPL} = 20 \log(p/p_{\text{ref}}) \quad \text{dB} \quad (16-27)$$

donde  $p$  es la presión eficaz o rms (raíz cuadrática media, de *root-mean-square*) por medir y  $p_{\text{ref}}$  es alguna presión eficaz de referencia.

Un valor normal de referencia aceptado para las mediciones de ruido es  $p_{\text{ref}} = 2 \times 10^{-5} \text{ Pa}$  ( $2 \times 10^{-4} \text{ } \mu\text{bar}$  o  $\text{dynas/cm}^2$  o  $3 \times 10^{-9} \text{ lb/pulg}^2$ ). Este nivel de 0 dB se aproxima al umbral de audición normal del ser humano a 1 000 Hz. El umbral de dolor del oído humano es de 144 dB. Puede decirse que es excesivo un ruido del orden de los 170 dB, como el producido por los grandes motores de un cohete espacial. La presión atmosférica es de 194 dB; por tanto se espera que los transductores de presión acústica detecten fluctuaciones de presión que representen  $10^{-10}$  de la presión ambiente, y que sean capaces de un intervalo de medición de  $10^9:1$ .

Los micrófonos utilizados para la transducción de la presión acústica son esencialmente transductores medidores de presión de uso especial. El acostumbrado elemento detector es un diafragma delgado que convierte presión en desplazamiento. Un tubo capilar o hueco conecta ambos lados del diafragma, de modo que la presión estática (ambiental o atmosférica) a ambos lados sea ecualizada y sólo se detecte la presión dinámica (es decir, la fluctuante, el sonido). El elemento de transducción suele ser de tipo capacitivo, piezoeléctrico o de bobina móvil.

El medidor de nivel del sonido es un sistema autocontenido, por lo general portátil y que funciona con baterías. Consta de un micrófono, un amplificador electrónico, redes eléctricas y un medidor indicador.

### 16.5.3 Transductores magnetostrictivos

La magnetostricción es el fenómeno de acoplamiento entre la elasticidad y el magnetismo en ciertos materiales. Una muestra de tales materiales expuestos a un campo magnético presenta un cambio dimensional, y viceversa. El efecto es más pronunciado en níquel y otras aleaciones ferromagnéticas. Los transductores magnetostrictivos se emplean en dispositivos acústicos de alto nivel de potencia, equipo ultrasónico y sonar. Pueden consultarse más detalles en el capítulo 14.

## 16.6 TRANSDUCTORES PARA CANTIDADES ÓPTICAS E INFRARROJAS

La **luz visible** es radiación electromagnética en el intervalo de longitudes de onda entre 400 nm ( $7.5 \times 10^{14}$  Hz) para el violeta y 760 nm ( $3.9 \times 10^{14}$  Hz) para el rojo. Las bandas de radiación ultravioleta cubren el intervalo aproximado de 400 nm a 10 nm. El término infrarrojo cercano designa las longitudes de onda de 760 nm a unos 3  $\mu\text{m}$  ( $10^{14}$  Hz).

La intensidad de radiación se describe por medio de tres unidades: el flujo luminoso, la intensidad (de flujo) luminosa y la iluminancia. La cantidad fundamental es la intensidad luminosa; la unidad SI, la **candela (cd)**, se define en términos de la radiación de un cuerpo negro a la temperatura de congelación del platino. El filamento interior de tungsteno congelado de una lámpara o foco de 100 W tiene una intensidad aproximada de 120 cd. El **flujo luminoso** describe la potencia radiante; la unidad SI, el **lumen (lm)**, es el flujo luminoso contenido en un ángulo sólido de 1 sr (esterorradián) que dimana de una fuente luminosa puntual ideal con intensidad de 1 cd ( $1 \text{ cd} = 1 \text{ lm} \cdot \text{sr}$ ) en todas direcciones. La **iluminancia** es el flujo luminoso por área unitaria; la unidad SI, el **lux (lx)**, se define como lumens por metro cuadrado.

Los **transductores** son fuentes luminosas que convierten electricidad u otras formas de energía en energía luminosa, o bien elementos detectores de luz que convierten la energía luminosa en energía eléctrica. Las principales fuentes luminosas son las lámparas de filamentos, de descarga y de arco, diodos emisores de luz, láseres y pantallas de fósforo. Los elementos detectores de luz más importantes son los tubos fotoemisivos y dispositivos fotoconductores (fotodiodos y fototransistores). Pueden consultarse más detalles en el capítulo 15 de este manual.

## 16.7 TRANSDUCTORES PARA RADIACIÓN NUCLEAR

### 16.7.1 Introducción y definiciones

La **radiación nuclear** es la emisión (emanación) de partículas y radiación de los núcleos atómicos. Las formas más comunes de emanaciones nucleares son las partículas alfa (núcleos de helio), partículas beta (electrones), neutrones, rayos X y rayos gamma (fotones,

radiación electromagnética de longitud de onda muy corta). Para describir los fenómenos nucleares se emplean diferentes unidades.

1. **Actividad. El bequerel (Bq)** es la actividad de un radionúclido que tiene una transición nuclear espontánea por segundo. La antigua unidad (ajena al SI), el curie (Ci), se define como la cantidad de material radiactivo que presenta el mismo número de desintegraciones por segundo que 1 g de radio ( $1 \text{ Ci} = 3.7 \times 10^{10} \text{ Bq}$ ).
2. **Exposición.** Este término describe la cantidad de ionización producida en el aire en condiciones normales; la unidad SI es el coulomb por kilogramo (C/kg). La antigua unidad ajena al SI, el **roentgen (R)**, se define como la radiación que produce una unidad electrostática (esu, de *electrostatic unit*) de iones o pares de iones en  $1 \text{ cm}^3$  de aire;  $1 \text{ R} = 2.58 \times 10^4 \text{ C/kg}$ .
3. **Dosis absorbida. El gray (Gy)** es la energía impartida por la radiación ionizante a una masa de materia correspondiente a  $1 \text{ J/Kg}$ . La antigua unidad ajena al SI, el **rad (rd)**, es una dosis de 100 ergs/g ( $1 \text{ rd} = 0.01 \text{ Gy}$ ).
4. **Dosis equivalente.** La dosis equivalente se mide en rems (de *roentgen equivalent man*). Un **rem** es la cantidad de radiación de cualquier tipo que produce el mismo efecto biológico (que debe especificarse) que el que se obtendría con 1 rd de 200 kV de rayos X (voltaje pico aplicado al tubo de rayos X). El rem también puede definirse como el producto  $\text{rem} = (\text{rad})(\text{RBE})$ , donde RBE es la eficacia biológica relativa (de *relative biological effectiveness*) que debe establecerse en términos de algún fenómeno biológico específico.

Para detectar y medir la emisión nuclear es necesaria la interacción de la emanación con el transductor de radiación nuclear. La interacción con materia de los diversos tipos de radiación nuclear es bastante diferente. De este modo, la respuesta de un transductor puede ajustarse al mensurando deseado mediante la elección apropiada de los materiales, tales como el de la ventana que permite el paso de radiación a través de la envolvente del transductor y el material del transductor mismo. Para detectar neutrones se requiere el empleo de un material de conversión que emita partículas cargadas o fotones cuando choque con él un neutrón.

Los dos métodos más importantes de transducción eléctrica son la separación de carga, es decir, la ionización en gases y semiconductores, y la escintilación o centelleo, es decir, la conversión de la radiación nuclear en luz que posteriormente se detecta fotoeléctricamente.

#### 16.7.2 Principios de la detección por ionización en una atmósfera gaseosa

El detector básico es un tubo lleno de gas, que suele tener la forma de una cámara cilíndrica que actúa como cátodo, y un alambre central que actúa como ánodo. La radiación, admitida a través de una ventana

de transparencia adecuada, provoca la ionización del gas. El voltaje aplicado a los electrodos produce la separación de las cargas ionizadas y crea una corriente ionizante que es posible medir. La corriente o voltaje de salida es una medida de la radiación que penetra.

El tubo de gas presenta seis regiones de operación cuando el voltaje se incrementa con una cantidad dada de ionización (entrada del pulso de ionización), que se muestra para dos niveles diferentes de pulso de entrada A y B en la figura 16-32. En la región I (región de recombinación), la cantidad de carga colectada es proporcional al voltaje; esto es, la carga colectada es sólo una fracción de la producida por ionización, y las cargas restantes han experimentado una recombinación de iones. Por consiguiente, la corriente de salida no representa una medición de la radiación que penetra.

En la región II (región de la cámara de iones) se ha establecido saturación. Todas las cargas formadas por ionización son colectadas, y la corriente de salida es una medida de la radiación que penetra, independiente del detector de voltaje.

En la región III (región proporcional) ocurre amplificación del gas: se producen iones extra debido a las ionizaciones secundaria y terciaria (ionización en avalancha). La cantidad de esta amplificación es función exclusivamente del voltaje, y la salida de corriente es proporcional a la radiación que penetra. Esta región puede utilizarse para efectuar mediciones nucleares con una fuente regulada de voltaje.

En la región IV (región de proporcionalidad limitada) la proporcionalidad entre la corriente de salida y la radiación de entrada desaparece gradualmente; es decir, el valor del factor de amplificación del gas depende del tamaño del pulso de la radiación que entra. A medida que el voltaje se incrementa aún más hacia el umbral de Geiger, la ionización en avalancha del gas cubre todo el electrodo y las curvas de salida para diferentes tamaños de entrada se fusionan.

En la siguiente región, la V (región de Geiger-Mueller), un solo evento de ionización produce un efecto de ionización en cascada, sin importar el tamaño del evento, y cada nuevo evento produce un nuevo pulso de salida de corriente. Así, esta región puede emplearse para contar eventos discretos de emisiones nucleares, pero no para discriminar entre el tipo y tamaño de los eventos. La región final, la VI (región de descarga continua), no es útil para la medición, debido a que un solo evento de ionización establece un flujo continuo de corriente.

#### 16.7.3 Detectores de ionización en una atmósfera gaseosa

La cámara de ionización opera en la región II (fig. 16-32). Presenta una salida de corriente muy baja que requiere amplificación, pero no necesita un suministro de voltaje altamente estable. La cámara puede emplearse como detector de corriente, con una resistencia de carga (o de trabajo), o como detector de carga, con una capacitancia de carga. En este último caso, el capacitor de carga es cargado por la corriente de iones y la carga total, medida con un circuito electrómetro,

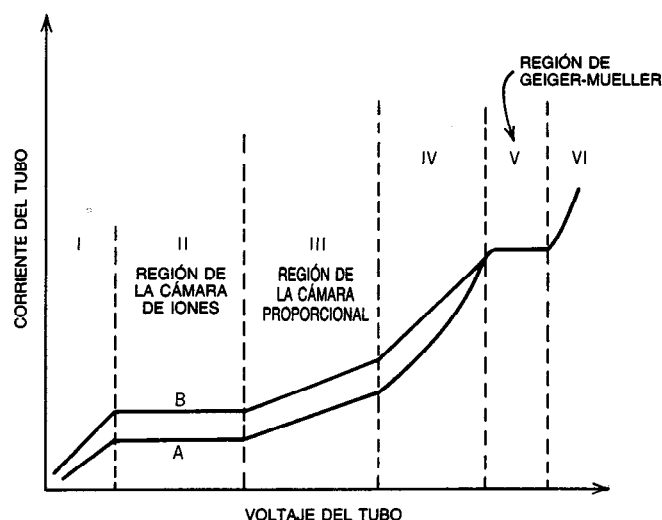


Fig. 16-32. Regiones de operación del detector de ionización con atmósfera gaseosa. A) Nivel de radiación de baja incidencia; B) nivel de radiación de alta incidencia.

indica la dosis acumulada. Introduciendo variaciones en la cámara y en el diseño del circuito, es posible utilizar la cámara de iones para medir directamente la intensidad de radiación (flujo de corriente continua), o bien eventos discretos de ionización (pulsos de corriente).

Los contadores proporcionales son cámaras de ionización y circuitos diseñados especialmente para operar en la región III. Los pulsos de salida de corriente son mucho más grandes. Se requiere una fuente de voltaje estabilizado.

El contador Geiger (tubo de Geiger-Mueller) opera en la región V y requiere de 500 a 2 000 V para su funcionamiento; el voltaje requerido no debe estar necesariamente regulado con precisión. El tubo se llena con un gas o vapor especial que actúa como agente de enfriamiento rápido, a fin de asegurar que la descarga eléctrica provocada por un solo pulso nuclear de entrada tenga una duración finita. Los pulsos de salida típicos tienen un tiempo de ascenso de 1  $\mu$ s y una duración de algunos microsegundos. Después del enfriamiento rápido, el contador requiere un periodo aproximado de 100  $\mu$ s para recuperarse. La vida útil del tubo es de  $10^8$  a  $10^{10}$  cuentas.

#### 16.7.4 Detectores de ionización a base de semiconductor

Es posible utilizar una unión *pn* con polarización inversa como detector de radiación nuclear. Las partículas nucleares provocan una ionización mediante la creación y separación de pares electrón-hueco en la región de agotamiento. La respuesta es proporcional a la energía del impacto, sin importar el tipo de radiación. Las ventajas principales de los detectores a base de semiconductor son una elevada energía de resolución y respuesta rápida. El pequeño tamaño del detector pre-

senta ventajas y desventajas. En algunas aplicaciones se requiere un gran volumen de detección. En los detectores de estado sólido el volumen de sensibilidad depende del área de sensibilidad; es decir, del tamaño del cristal y de la profundidad de agotamiento. Los detectores existentes presentan áreas de sensibilidad en el intervalo de 1 mm<sup>2</sup> a 20 cm<sup>2</sup> y profundidades de agotamiento de 15  $\mu$ m a 1 cm. Los detectores de radiación a base de semiconductor más comunes son:

- **Detectores de barrera superficial.** Estos detectores son de silicio o germanio *pn*, en los que la unión *pn* se encuentra justo encima de la superficie del detector.
- **Detectores de gradiente de litio.** Se obtiene una mayor región de agotamiento introduciendo diferencialmente iones litio dentro de detectores de unión *pn* de silicio o germanio.
- **Detectores de telururo de cadmio.** Estos detectores presentan una elevada sensibilidad debido al alto número atómico de los elementos constituyentes.

#### 16.7.5 Detectores de escintilación

Los detectores de escintilación o centelleo constan de un elemento detector que convierte la radiación ionizante en luz visible o ultravioleta, y un elemento transductor que convierte la luz en una salida eléctrica. El elemento sensor en el detector de centelleo es un cuerpo de material fluorescente (o flúor) que emite luz ultravioleta o visible al ser expuesto a la radiación ionizante. El destello de luz que sigue a un evento de ionización se denomina una escintilación. El flúor puede ser un cristal orgánico o inorgánico, un plástico sólido, o un plástico en solución. Hay diferentes tipos de flúor adecuados para diferentes tipos de radiación.

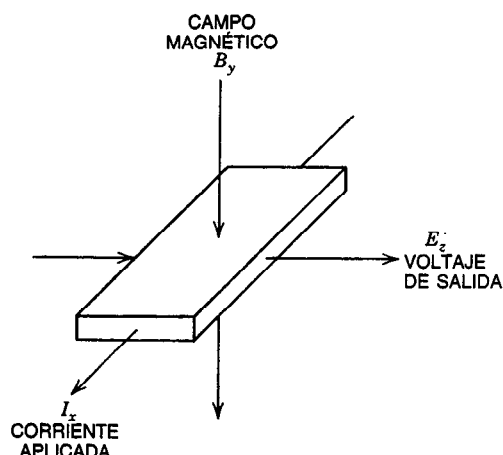


Fig. 16-33. Efecto Hall.

Entre los materiales más comunes se encuentran el sulfuro de cinc, antraceno, naftaleno y yoduro de sodio con una muy pequeña cantidad de talio, denominado NaI(Tl).

El elemento transductor suele ser un tubo fotomultiplicador. En algunos detectores de escintilación se incorpora un circuito analizador de altura de pulsos que puede ajustarse de modo que la salida acepte sólo los pulsos que se encuentren en un intervalo específico de amplitud. Tal detector contará así exclusivamente eventos de ionización en un determinado intervalo de energía (ventana de energía).

## 16.8 TRANSDUCTORES PARA CAMPOS MAGNÉTICOS

### 16.8.1 Introducción y definiciones

Las propiedades de un campo magnético pueden describirse por medio de los parámetros fuerza de magnetización, flujo magnético y densidad de flujo magnético. Existen transductores en el mercado que miden la densidad de flujo magnético en el aire o en gases. La unidad del flujo magnético es el weber (Wb); la antigua unidad cgs es el maxwell o línea;  $1 \text{ maxwell} = 10^{-8} \text{ Wb}$ . La unidad de densidad de flujo es el tesla (T), equivalente a  $\text{Wb/m}^2$ , y en unidades cgs es el gauss ( $\Gamma$ ) ( $\text{maxwell/cm}^2$ ),  $1 \Gamma = 10^{-4} \text{ T}$ . En mediciones geomagnéticas se utiliza con frecuencia la gamma ( $\gamma$ ),  $1 \gamma = 10^{-9} \text{ T}$ . Un dispositivo para medir la densidad de flujo magnético se denomina gaussímetro, aun cuando la unidad gauss sea obsoleta.

### 16.8.2 Transductor de efecto Hall

Cuando se aplica un campo magnético a través de un conductor que transporta corriente, se desarrolla un voltaje eléctrico ortogonal tanto a la corriente como al campo magnético, como se muestra en la figura 16-33. La relación entre las variables es:

$$E_z = R_h \frac{I_x B_y}{d} \quad (16-28)$$

donde  $I_x$  = corriente en la dirección  $x$

$B_y$  = densidad de flujo magnético en la dirección  $y$

$E_z$  = voltaje en la dirección  $z$

$d$  = grosor del elemento de Hall en la dirección  $z$

$R_h$  = coeficiente de Hall

El fenómeno es independiente de la frecuencia, hasta la CD. El efecto Hall puede emplearse en el diseño de multiplicadores analógicos en los que tanto  $I_x$  como  $B_y$  son variables; tales multiplicadores constituyen la base del transductor de potencia utilizado en mediciones de potencia eléctrica. Cuando se emplea una corriente fija  $I_x$ , el dispositivo de efecto Hall pasa a ser un transductor de campo magnético.

La magnitud del efecto Hall es más pronunciada en ciertos elementos y compuestos semiconductores. El bismuto y el germanio tienen altos coeficientes de Hall, pero adolecen de la desventaja de una gran sensibilidad a la temperatura. El arseniuro de indio es un material preferido. Las sondas de Hall prácticas presentan el elemento montado sobre un sustrato y protegido por un encapsulado, con un grosor global del orden de 1 mm.

### 16.8.3 Transductor magnetorresistivo

La conductividad eléctrica depende del campo magnético en el que se halla inmerso el conductor. Este fenómeno, denominado magnetorresistencia, es más pronunciado en el bismuto y en semiconductores como el arseniuro de indio y el antimoniuro de indio, por lo general  $20\%/T$  en el Bi y varios órdenes mayor en los semiconductores. El cambio en la resistencia es proporcional al cuadrado del cambio en la densidad de flujo, excepto a densidades muy elevadas.

### 16.8.4 Transistor sensible al campo magnético

Las corrientes que fluyen en un dispositivo de unión  $pn$  pueden modificarse por inducción magnética. Este efecto se ha explotado en el transistor  $nnp$  de dos colectores, que se dispone de modo que el campo magnético perpendicular al plano de los colectores provoque un desequilibrio en las corrientes de éstos (magneto-transistor o magnistor).

### 16.8.5 Transductor de inducción magnética

El transductor de inducción magnética o de saturación es un dispositivo de núcleo saturable que puede detectar un campo magnético constante (CD). Un par de transformadores idénticos de núcleo de hierro excitados por CA se conectan con los secundarios en oposición de fase. El campo magnético de CD por medir es aditivo al flujo en un transformador y sustractivo en el otro, y provoca un voltaje de salida secundario diferencial de segundo armónico aproximadamente proporcional a la magnitud del campo de CD. Esta dispo-

sición constituye la base del magnetómetro de inducción que se utiliza para la prospección y detección magnéticas aéreas.

## 16.9 TRANSDUCTORES PARA LA INSTRUMENTACIÓN DE ANÁLISIS

### 16.9.1 Introducción y definiciones

La instrumentación de análisis trata acerca de la detección, identificación y medición de los constituyentes físicos y químicos de mezclas y compuestos. Los métodos utilizados van desde la medición del peso específico realizada por Arquímedes hasta el empleo del espectrómetro de masas. Muchos de los métodos son indirectos; es decir, lo que se está midiendo son propiedades volumétricas tales como la densidad o conductividad, a partir de las cuales es posible inferir la composición en base a un conocimiento *a priori* de los constituyentes. Varios esquemas de medición requieren muestreo. En muchos casos, los métodos originales de muestreo fuera de línea de laboratorio han dado por resultado el desarrollo del equipo industrial.

En los siguientes párrafos se describen los transductores eléctricos empleados en diversos esquemas de medición indirecta de propiedades volumétricas. En la sección 16.10 se describen los transductores electroquímicos.

### 16.9.2 Transductores de conductividad eléctrica

Para analizar la composición de soluciones iónicas se emplean sistemas de conductividad en soluciones, especialmente soluciones acuosas. La conductividad del agua varía de  $0.055 \mu\text{S}/\text{cm}$  (microsiemens/centímetro)

para agua ultrapura, a  $0.85 \text{ S}/\text{cm}$  para una solución de HCl al 20 %; la resistividad equivalente varía de  $18.3 \text{ M}\Omega\text{-cm}$  a  $1.18 \Omega\text{-cm}$ . También existe un notable efecto de la temperatura sobre la conductividad que es bastante no lineal y que depende del material y de la concentración. Se emplean dos tipos de transductores: el de *electrodo* o *contacto* y el *sin electrodo* o *de inducción*. Los transductores de contacto se utilizan en el intervalo de baja conductividad, hasta  $20 \text{ mS}/\text{cm}$  hacia arriba. Los transductores sin electrodo se emplean en el intervalo superior de conductividad, hasta  $1 \text{ mS}/\text{cm}$  hacia abajo. Están diseñados principalmente para líquidos que contienen sólidos aceitosos, fibrosos y abrasivos que pudieran provocar taponamiento o abrasión en los electrodos, y para fluidos que son muy conductivos o altamente corrosivos y pudieran provocar problemas de polarización eléctrica o acción electroquímica en las superficies del electrodo.

El transductor de conductividad de contacto es un "resistor líquido" de placas paralelas en la forma de una cámara o celda configurada de modo que es posible insertarla en las paredes de tubos o recipientes. El resistor suele formar un brazo de un circuito puente activado por CA u onda cuadrada de baja frecuencia. A fin de evitar valores de resistencia muy grandes o muy pequeños se emplean diferentes tamaños de celdas, ya que dichos valores son difíciles de medir; estas celdas están representadas por un parámetro denominado factor o constante de celda. Un factor de celda igual a 1 indica un resistor líquido en forma de un cubo de 1 cm de arista; tal celda formaría un puente "de lectura directa" en el que la conductancia medida en siemens sería igual a la conductividad deseada en siemens por centímetro. Para líquidos de baja conductividad se emplea una celda con electrodos más grandes y menor separación entre ellos, y es necesario aplicar

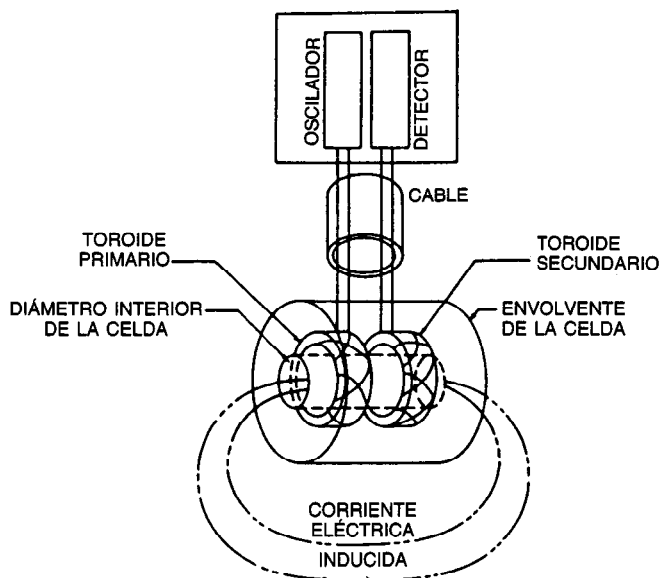


Fig. 16-34. Detector de conductividad sin electrodos. Cortesía de la Foxboro Company.

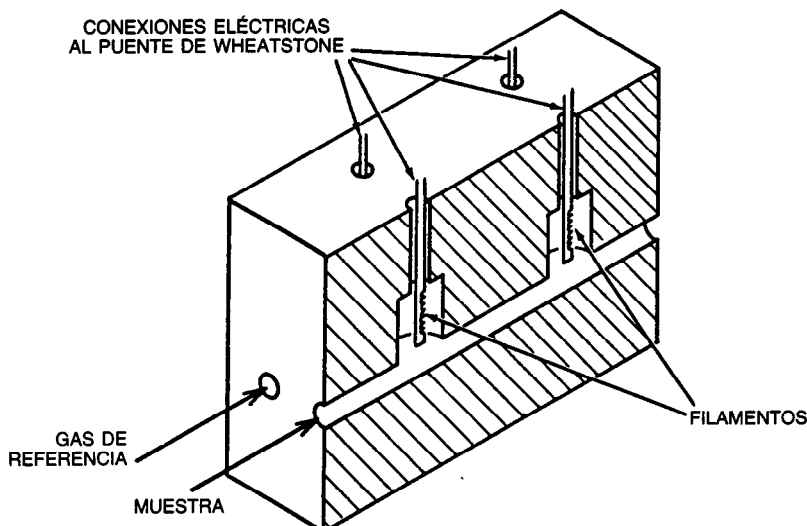


Fig. 16-35. Celda de conductividad térmica. Tomado de Chilton, Radnor, PA, con permiso.

un factor de celda menor que la unidad a fin de convertir el valor de la conductancia medida en conductividad. Los factores estándar de celda son 0.01, 0.1, 1, 10 y 100. Como material de electrodo se ha empleado platino, níquel, titanio y grafito.

El transductor sin electrodos, que se muestra esquemáticamente en la figura 16-34, consta de dos bobinas arrolladas toroidalmente que se acoplan inductivamente por medio de un bucle de corriente en la solución. Un voltaje alterno aplicado a un toroide induce una corriente eléctrica en el fluido, cuya magnitud depende de la conductividad de la solución. Este bucle de corriente en la solución a su vez induce un voltaje en el segundo toroide; este voltaje es función de la conductividad.

Ambos tipos de celdas de conductividad se construyen integralmente con detectores de temperatura, ya sean termistores o RTD de película delgada. Estos transductores termorresistivos se emplean como parte de una red de compensación de temperatura (compensación por hardware), o bien como la entrada a un esquema de compensación por software basado en la interpolación entre puntos discretos de la característica de la conductividad en función de la temperatura almacenada en la memoria.

### 16.9.3 Transductor de conductividad térmica

Un detector de conductividad térmica (TCD, de *thermal conductivity detector*) se emplea como dispositivo de detección en algunos cromatógrafos de gas. El principio de medición es la anemometría de alambre caliente. La celda de conductividad térmica, que se ilustra en la figura 16-35, consta de un gran bloque metálico [sumidero (disipador) de calor] en el que se han perforado pasajes y cavidades para que circule aire sobre los resistores sensibles a la temperatura. Se hace pasar una muestra del gas por analizar sobre el par de

resistores detectores, mientras que se hace pasar un gas de propiedades conocidas sobre un segundo par de resistores de referencia. Los cuatro resistores, ya sean filamentos metálicos o termistores, se conectan en un puente de Wheatstone. Es necesario controlar cuidadosamente los gastos y las temperaturas de los gases. En estas circunstancias, el desequilibrio de voltaje en el puente es una medida de la diferencia en conductividad térmica entre los gases de muestra y de referencia.

Excepto para algunos compuestos anómalos, la conductividad térmica de los gases no muestra gran variación; con respecto al aire, se encuentra en el intervalo de 0.3 a 1.5. Por tanto, el resultado de la medición no es específico, a menos que se sepa que el gas por analizar sea una mezcla binaria.

Los gases anómalos son el hidrógeno y el helio, que tienen una conductividad térmica seis o siete veces mayor que la del aire. Como resultado, es posible utilizar el TCD para medir la cantidad de hidrógeno o helio en una mezcla gaseosa en contraste con un entorno de hidrocarburos o aire. Se logran exactitudes del orden del 5 %.

### 16.9.4 Transductor de susceptibilidad magnética

La medición de la susceptibilidad magnética es la base de algunos analizadores de gases, específicamente para el oxígeno molecular. La susceptibilidad medida se define como:

$$\mu_r = 1 + X/\mu_0 \quad (16-29)$$

donde  $X$  = susceptibilidad, H/m

$\mu_r$  = permeabilidad relativa con respecto al espacio libre

$\mu_0$  = permeabilidad del espacio libre =  $4\pi \times 10^{-7}$  H/m

El valor de  $X$  es positivo para los materiales paramagnéticos, y negativo para los diamagnéticos. Para la mayor parte de los gases, el valor numérico de  $X$  es del orden de  $10^{-5}$  o menor. El oxígeno molecular es anómalo en el sentido de que es fuertemente paramagnético, con susceptibilidad del orden de  $10^{-3}$ . El valor también depende fuertemente de la temperatura.

El detector de  $O_2$  paramagnético del tipo de *deflexión* consta de un cuerpo de prueba no magnético suspendido en un campo magnético constante, con libertad de rotación con respecto a un solo eje. Se admite dentro de la cámara de prueba una muestra con temperatura controlada del gas por analizar. Sobre el cuerpo de prueba se desarrolla una fuerza proporcional a la diferencia en susceptibilidades magnéticas del cuerpo de prueba y el gas en el que se encuentra inmerso. La fuerza hace que el cuerpo se desvíe.

El detector de  $O_2$  paramagnético del tipo *térmico* depende del hecho de que la susceptibilidad del  $O_2$  disminuye con el aumento de temperatura. Dentro de una cámara anular o cavidad cerrada en el extremo se admite una muestra del gas; ahí dicha muestra es expuesta a un campo magnético y se calienta. Se establece una corriente por convección, debido a la diferencia de velocidad de difusión del  $O_2$  calentado y sin calentar, y este flujo se detecta por medio de un flujómetro térmico tipo anemómetro.

#### 16.9.5 Transductor de velocidad del sonido

Los transductores de velocidad del sonido se emplean en el análisis de la composición de líquidos o de líquidos con suspensiones sólidas. Una sonda típica consta de dos transductores piezoeléctricos y un reflector en un solo encapsulado que es posible insertar en el líquido. Los pulsos ultrasónicos emitidos por el transductor emisor son reflejados por el reflector y detectados por el transductor receptor. El tiempo de desplazamiento de los pulsos se mide electrónicamente. Algunas veces se incluye un transductor integral de temperatura.

#### 16.9.6 Transductores higroscópicos

##### Humedad en sólidos

El contenido de humedad en sólidos pulverizados puede determinarse midiendo la conductividad eléctrica o la constante dieléctrica. La celda de conductividad puede emplearse como transductor higroscópico para polvos sólidos no conductores. La constante dieléctrica se obtiene midiendo la capacitancia; la constante dieléctrica del agua, 80, es mucho mayor que la de casi todos los demás materiales. Los transductores se elaboran en forma de pequeñas celdas que muestrean el material por analizar, o bien como medidores de flujo continuo. En mediciones higroscópicas también se utilizan medidores de microondas y nucleares.

##### Humedad en fluidos

El contenido de humedad de los gases y vapores se expresa a través del concepto de humedad. La **humedad relativa** (HR %) es la relación de la presión parcial del vapor de agua realmente presente entre la

presión de vapor de agua requerida para la saturación a la temperatura dada. El **punto de rocío** es la temperatura a la que debe enfriarse la mezcla a fin de producir la saturación. El contenido absoluto de agua suele expresarse en partes por millón (ppm).

##### Psicrómetros

En los psicrómetros se emplean dos transductores de temperatura para medir las temperaturas de bulbo húmedo y de bulbo seco. A partir de estas dos mediciones es posible calcular la humedad relativa mediante el empleo de diagramas psicrométricos. El psicrómetro electrónico presenta la forma de un tubo hueco a través del cual se impulsa un gas por medio de un ventilador. La temperatura de bulbo seco se mide con un termistor o con un RTD de platino colocado cerca de la entrada del tubo. Un segundo detector de temperatura acoplado se monta corriente abajo con un ensamblaje de depósito y mecha a fin de medir la temperatura de bulbo húmedo.

##### Higrómetros

En los higrómetros mecánicos se emplea como transductor una fibra que cambia de dimensiones mecánicas con la exposición a la humedad. Con este fin, al principio se utilizaron cabellos humanos o de animales. En los higrómetros electrónicos se utiliza el cambio de conductividad eléctrica de un material higroscópico como mecanismo de detección. Un material de uso común es el cloruro de litio (celda de Dunmore). Otro tipo de elemento higrométrico es un detector de intercambio de iones elaborado de poliestireno sulfonado (celda de Pope). Por lo general, un elemento detector de temperatura se encapsula integralmente dentro de la sonda del transductor de humedad.

El transductor de óxido de aluminio es un capacitor sensible a la humedad. Una capa de óxido de aluminio poroso forma el dieléctrico entre dos electrodos metálicos. A medida que la capa porosa absorbe agua, la constante dieléctrica del transductor cambia. Este transductor puede emplearse para mediciones de humedad en líquidos, como hidrocarburos.

**Higrómetro electrolítico.** Es una celda electrolítica recubierta con una película delgada de material higroscópico, tal como el pentóxido fosforoso. Un voltaje aplicado a la celda disocia el agua absorbida en hidrógeno y oxígeno. La corriente que fluye en la celda es determinada por el número de moléculas de agua disociadas. Este transductor se emplea principalmente para mediciones de gas seco en la región inferior de contenido absoluto (partes por millón).

En el detector de punto de rocío de tipo de *sal saturada* se aprovechan las propiedades especiales del cloruro de litio, que experimenta una aguda disminución en la resistencia eléctrica cuando su propia humedad relativa aumenta por encima del 11 %. Se utiliza un esquema de autorregulación. Se aplica un voltaje eléctrico al elemento de cloruro de litio y, a medida que aumenta la humedad del gas circundante, el cloruro de litio absorbe esa humedad, con lo que disminuye su resistencia y aumenta la corriente que fluye a



través de él, y se genera calor. A medida que aumenta la temperatura del cloruro de litio se libera humedad, lo que incrementa la resistencia y reduce la corriente, y el autocalentamiento. Esta autorregulación o retroalimentación mantiene al cloruro de litio cerca del 11 % de humedad relativa, sin importar la humedad de la atmósfera circundante.

La temperatura final del elemento de cloruro de litio está relacionada con el punto de rocío deseado. Para este fin se integra un elemento detector de temperatura en el transductor.

**Higrómetro de condensación óptica.** Mide el punto de rocío por medio de la detección de la condensación del agua en un espejo cuya temperatura ha sido reducida. Un instrumento completo comprende una bomba térmica (de calor) termoeléctrica para enfriar el espejo, detección fotoeléctrica de la condensación, y un termómetro RTD de platino.

El dispositivo de medición de la impedancia superficial a base de circuitos integrados permite el control del punto de rocío por medio de la medición de la resistencia laminar.

#### 16.9.7 Métodos espectroscópicos

Entre los procedimientos analíticos basados en las propiedades microscópicas de los átomos y moléculas es-

pecíficos se incluyen la espectroscopia de masas, detección de ionización por flama (FID, de *flame ionization detection*), quimioluminiscencia, emisión óptica, espectroscopia de ultravioleta e infrarrojo, resonancia del spin electrónico (ESR, de *electron spin resonance*), resonancia magnética nuclear (NMR, de *nuclear magnetic resonance*) y análisis de rayos X. Muchos de los métodos originales de laboratorio han desembocado en la instrumentación industrial sobre el campo de proceso.

#### 16.9.8 Cromatografía

La cromatografía es un proceso de separación de los constituyentes de una mezcla de modo que puedan identificarse y medirse consecutivamente. Los cromatógrafos ordinarios son unos grandes, complejos y costosos sistemas de instrumentos.

En la figura 16-36 se muestra una columna en miniatura de cromatografía de gas experimental grabada sobre una tableta de silicio de 5 cm de diámetro. En la parte frontal se observan las muescas poco profundas que forman la columna. También se encuentran grabadas sobre la tableta, en la parte anterior o posterior, los asientos de válvula, los conductos capilares para la inyección de muestras de gas de prueba y las conexiones a un detector de conductividad térmica desprendible.

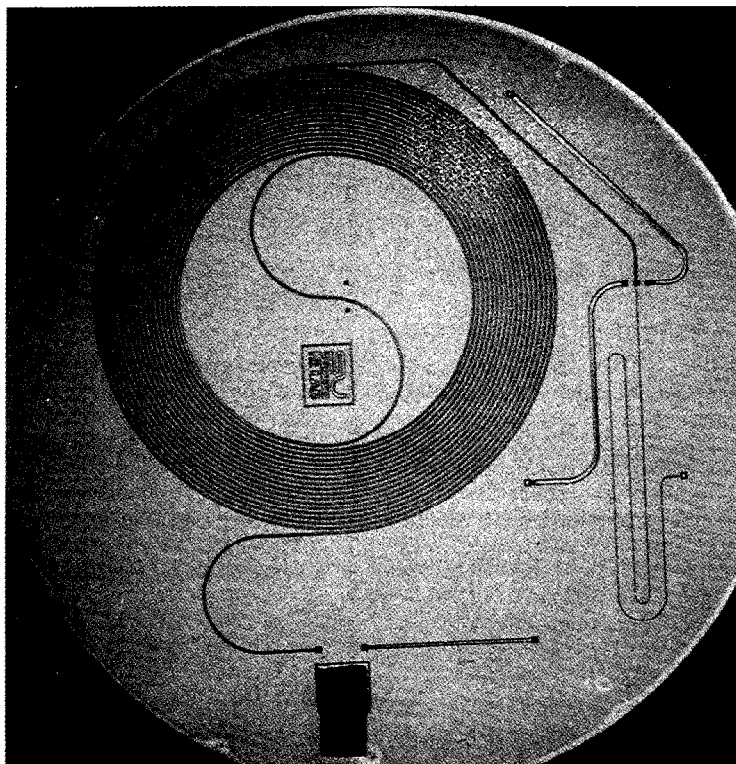


Fig. 16-36. Columna de cromatografía de gases en una tableta de silicio. Tomado de Barth, *IEEE Spect.*, con permiso.

## 16.10 TRANSDUCTORES ELECTROQUÍMICOS

### 16.10.1 Introducción y definiciones

Cualquier material que cambia sus propiedades electrónicas con la composición química puede utilizarse como la base de un detector electroquímico (ECS, de *electrochemical sensor*). Por razones históricas, se distingue entre los electrodos electroquímicos ordinarios (transductores electrométricos) y los nuevos dispositivos electrónicos quimiosensibles (CSED, de *chemically sensitive electronic devices*). El electrodo ordinario funciona como transductor para los iones. La familia CSED comprende dispositivos que detectan muestras iónicas y no iónicas.

### 16.10.2 Principios de los transductores iónicos

A través de una membrana sólida porosa que separa dos líquidos de contenido iónico diferente se desarrolla un potencial eléctrico. El fenómeno básico puede describirse con la ecuación de Nernst, que es:

$$E = \frac{RT}{nF} \ln \frac{a_1}{a_2} \quad (16-30)$$

donde  $E$  = voltaje a través de la membrana

$R$  = constante de los gases = 8.32 joules por mol-grado

$T$  = temperatura, K

$F$  = constante de Faraday =  $9.65 \times 10^4$  coulombs por mol

$n$  = carga iónica ( $n = 1$  para iones monovalentes, etc.)

$a_1$  = actividad del ion por medir en la solución a un lado de la membrana

$a_2$  = actividad del mismo ion (por medir) en la solución del otro lado de la membrana

La actividad iónica está relacionada con la concentración iónica  $C$  por:

$$a = \gamma C \quad (16-31)$$

donde  $\gamma$  es el coeficiente de actividad, que es la unidad para electrolitos altamente diluidos. Si se conoce la actividad iónica del electrolito en un lado de la membrana sensible (solución de referencia), entonces la actividad del mismo ion en el electrolito del otro lado de la membrana (el mensurando) puede determinarse a partir del voltaje, en el supuesto de que no se encuentren presentes otros iones que pudieran provocar la generación de otros voltajes y por tanto crear una interferencia con el mensurando.

Para emplear tal membrana como un transductor, el problema fundamental es establecer contacto eléctrico con los electrolitos. Si se insertaran electrodos metálicos en las dos soluciones a fin de lograr lo anterior, se producirían voltajes adicionales en el circuito, como resultado de unas reacciones químicas en las superficies del electrodo. Un transductor iónico estable y reproducible requiere un sistema de conexión bastante

elaborado, constando de las denominadas medias celdas acopladas con los electrolitos mediante puentes salinos o soluciones amortiguadoras. Una media celda consta de un electrodo sumergido en un electrolito que se encuentra en equilibrio químico. Sólo las celdas con reacciones de media celda electroquímicamente reversibles proporcionan resultados reproducibles y son utilizables. Un par de tales medias celdas, elegidas por razones de estabilidad y reproducibilidad, sirven como el mecanismo para establecer contacto con ambos lados de la membrana sensible. El esquema básico, que se muestra en la figura 16-37, consta de dos electrodos: un electrodo detector que contiene un electrodo interno de referencia como dispositivo para establecer contacto con la solución de referencia, y un electrodo de referencia. Las celdas de referencia más comunes son la de calomel (mercurio en contacto con pasta de cloruro mercurioso/cloruro de potasio) y la de plata/cloruro de plata.

El voltaje de salida a 25 °C, empleando logaritmos comunes, es:

$$E = E^\circ + \frac{0.059}{n} \log \gamma C \quad V \quad (16-32)$$

donde  $E^\circ$  es una constante para la configuración específica de los materiales. La impedancia de fuente de la membrana sensible es del orden de  $10^8 \Omega$ , y se requiere una medición de voltaje con alta impedancia de entrada.

Tradicionalmente, se había venido empleando un circuito de equilibrio a cero de tipo potenciómetro, y los químicos analíticos aún se refieren a tales mediciones iónicas con el nombre de *potenciometría*.

### 16.10.3 Transductores de pH

La concentración de iones hidrógeno suele definirse mediante la medida logarítmica pH (potencial de hidrogeniones) de la siguiente manera:

$$\text{pH} = \log \frac{1}{C_{H^+}} \quad (16-33)$$

En agua pura, algunas de las moléculas se disocian. A 25 °C, la concentración tanto de iones  $H^+$  como de  $OH^-$  es de  $10^{-7}$  mol/l. Es decir, el pH del agua químicamente neutra es 7. Un pH menor de 7 se define como ácido, y uno mayor de 7, como alcalino. Estos números dependen de la temperatura, debido a que la cantidad de disociación del  $H_2O$  aumenta con la temperatura. A 100 °C, el agua pura tiene una concentración de iones hidrógeno de  $10^{-6}$ ; es decir, el Ph es 6, pero el agua sigue siendo neutra. En una solución acuosa el producto  $(C_{H^+})(C_{OH^-})$  permanece constante cuando la concentración de cualquier especie iónica se incrementa por la adición de un soluto.

A 25 °C, el voltaje de salida del electrodo es 0.059 (pH). Por tanto, un cambio de 0.1 (un cambio del 25 % en  $C_{H^+}$ ) produce una salida de 6 mV aproximadamente. A fin de obtener una salida confiable y reproducible se requiere acondicionar con cuidado la señal.

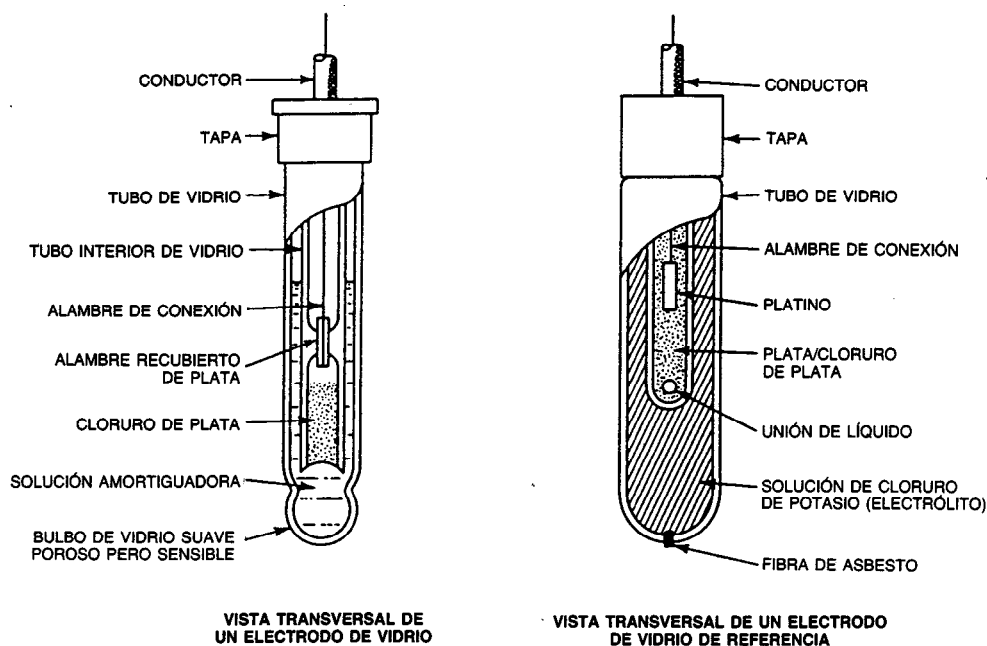


Fig. 16-37. Electrodo de vidrio para transductor iónico. Tomado de McGraw-Hill, Nueva York, con permiso.

La membrana sensible del electrodo ordinario de pH está hecha de vidrio poroso. Se ha descubierto que la membrana de vidrio es un transductor específico de iones  $H^+$  casi perfecto. Responde al pH virtualmente sin interferencia de cualesquiera otros iones presentes en la solución, excepto a valores muy elevados, superiores a  $pH = 12$ , cuando los iones de sodio (y otros metales alcalinos) provocan interferencia. Existen en el mercado electrodos metálicos de antimonio para soluciones abrasivas o para agentes químicos que atacan el vidrio. En la práctica industrial, los electrodos detector y de referencia se expenden por separado o montados juntos dentro de un ensamblaje. Algunas veces se proporciona un detector de temperatura integrado (RTD de platino), así como diversos tipos de métodos de autolimpieza, tales como los ultrasónicos o los de flujo turbulento.

#### 16.10.4 Transductores selectores de iones (pION)

El mismo principio que rige los electrodos de pH puede aplicarse a la medición de otros iones, mediante la elección adecuada de los materiales de la membrana sensible. Los transductores pION son mucho menos específicos en cuanto a iones que el electrodo de pH; es decir, la presencia de iones de muestras diferentes a las del mensurando puede provocar considerable interferencia. Las membranas empleadas son vidrios especiales, sólidos cristalinos, y polímeros. Existen algunos iones para los cuales no se ha encontrado una membrana selectiva adecuada y para los que se han elaborado electrodos especiales incorporados en un intercambiador de iones.

#### 16.10.5 Transductores de potencial de oxidación-reducción

En el transductor de potencial de oxidación-reducción (ORP, de *oxidation-reduction potential*), o de potencial redox, se emplea un electrodo de algún metal noble (platino u oro) como elemento detector. Una solución de oxidación (oxidante) proporciona una salida positiva, y una solución de reducción (reductora) una salida negativa que cumple la ecuación de Nernst:

$$E = E^\circ + \frac{RT}{nF} \ln \frac{(OX)}{(Red)} \quad (16-34)$$

El resultado depende del pH y la temperatura. El término  $E^\circ$  depende del electrodo de referencia, no del electrodo ORP, que es inerte.

#### 16.10.6 Transductores de gases ionizados

La concentración de oxígeno en una mezcla gaseosa puede detectarse mediante una celda iónica mantenida a temperatura suficientemente alta para ionizar el oxígeno. Unos conductores porosos de platino son fijados por cocido en un horno sobre las superficies interna y externa de una cerámica, como dióxido de circonio estabilizado con itrio. Una superficie se expone al mensurando y la otra al aire ambiental. El voltaje a través de los electrodos indica la concentración relativa conforme a la ecuación de Nernst. La temperatura de la celda debe mantenerse constante (550 a 1 300 °C); el sistema del transductor comprende los calentadores y un elemento termopar detector de temperatura.

### 16.10.7 Otros métodos electrométricos

La *coulometría* se basa en la electrólisis de compuestos iónicos. La cantidad de electricidad (coulombs) es proporcional a la cantidad de iones liberados, conforme a la ley de Faraday. La coulometría puede realizarse con corriente o voltaje constantes. La corriente constante presenta la ventaja de que solamente es necesario medir el tiempo. El voltaje constante permite elegir el potencial de la media celda y hace posible una aceptable separación de los iones de las muestras.

La *polarografía* puede emplearse para medir las concentraciones iónicas en una solución que contenga muchas muestras de iones. El electrodo detector debe ser muy pequeño (microelectrodo), a fin de crear una gran región de agotamiento. Los iones alcanzan el electrodo sólo por difusión, y la velocidad de difusión es específica para cada especie. El voltaje se aplica en forma de onda de rampa, y la corriente resultante presenta varias mesetas. El voltaje al cual empieza un nuevo ascenso de corriente identifica el tipo de especie iónica, en tanto que la altura de la meseta de corriente mide la concentración.

### 16.10.8 Dispositivos electrónicos quimiosensibles (CSED)

La investigación avanza en el terreno de los transductores iónicos semiconductores, tales como el diodo controlado por iones (ICD, de *ion-controlled diode*) y el transistor de efecto de campo selector de iones (ISFET, de *ion-selective field transistor*). Éstos son estructuras MOS en las que la compuerta se reemplaza por una solución iónica que se acopla con el semiconductor por medio de un recubrimiento de membrana quimiosensible.

Entre los CSED (de *chemically sensitive electronic device*) no iónicos experimentales se encuentra una familia de MOSFET sensibles a gases. Un metal catalítico, tal como paladio o platino, se emplea como metal de la compuerta; adsorbe moléculas del gas por medir, por ejemplo, hidrógeno, metano o monóxido de carbono. El gas adsorbido provoca un cambio en la función trabajo en la interficie metal-aislante, que afecta la corriente del transistor.

### BIBLIOGRAFÍA

- W. R. Ahrendt y C. J. Savant, Jr., *Servomechanism Practice*, 2.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
- J. A. Allocca y A. Stuart, *Transducers, Theory and Applications*, Reston, Reston, VA.
- N. A. Anderson, *Instrumentation for Process Measurement and Control*, 3.<sup>a</sup> ed., Chilton, Radnor, PA.
- T. G. Beckwith, N. Lewis Buck y Roy D. Marangoni, *Mechanical Measurements*, 3.<sup>a</sup> ed., Addison-Wesley, Reading, MA.
- R. P. Benedict, *Fundamentals of Temperature, Pressure, and Flow Measurement*, 2.<sup>a</sup> ed., Wiley, Nueva York.
- G. Boyes, ed., *Synchro and Resolver Conversion*, Analog Devices, Norwood, MA.
- E. B. Canfield, *Electromechanical Control Systems and Devices*, Wiley, Nueva York.
- P. Cheremisinoff y H. J. Perlis, *Analytical Measurements and Instrumentation for Process and Pollution Control*, Ann Arbor Science, Ann Arbor, MI.
- P. W. Cheung, D. G. Fleming, W. H. Ko y M. R. Neuman, eds., *Theory, Design, and Biomedical Applications of Solid State Chemical Sensors*, CRC, Boca Raton, FL.
- C. L. Chien y C. R. Westgate, eds., *The Hall Effect and Its Applications*, Plenum, Nueva York.
- C. H. Cho, *Measurement and Control of Liquid Level*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC.
- R. S. Cobbold, *Transducers for Biomedical Measurements: Principles and Applications*, Wiley, Nueva York.
- D. M. Considine y S. D. Ross, eds., *Process Instruments and Controls Handbook*, 2.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
- A. K. Covington, ed., *Ion Selective Electrode Methodology*, Vols. I y II, CRC, Boca Raton, FL.
- A. P. Cracknell, ed., *Remote Sensing Applications in Marine Science and Technology*, Reidel, Dordrecht.
- S. A. Davis y B. K. Ledgerwood, *Electromechanical Components for Servomechanisms*, McGraw-Hill, Nueva York.
- J. P. DeCarlo, *Fundamentals of Flow Measurement*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- D. A. DeMarre y D. Michaels, *Bioelectronic Measurements*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- E. O. Doebelin, *Measurement Systems: Application and Design*, 3.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
- D. G. Fleming y B. N. Feinberg, *Handbook of Engineering in Medicine and biology*, Vol. II, Instruments and Measurements, CRC, Boca Raton, FL.
- D. G. Fleming, W. H. Ko y M. R. Neuman, eds., *Indwelling and Implantable Pressure Transducers*, CRC, Boca Raton, FL.
- L. J. Fritschen y L. W. Gay, *Environmental Instrumentation*, Springer-Verlag, Nueva York.
- J. J. Gagnepain y T. Meeker, eds., *Piezoelectricity*, Gordon & Breach, Nueva York.
- D. R. Gillum, *Industrial Pressure Measurement*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- D. R. Gillum, *Industrial Level Measurement*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- G. F. Harvey, ed., *ISA Transducer Compendium*, UMI, Charlotte, NC.
- J. M. Herbert, *Ferroelectric Transducers and Sensors*, Gordon & Breach, Nueva York.
- E. E. Herceg, *Handbook of Measurement and Control*, Schaevitz Engineering, Camden, NJ.
- E. B. Jones, *Instrument Technology*, Vol. I, "Measurement of Pressure, Level, Flow, Temperature", 3.<sup>a</sup> ed., Newnes-Butterworth, Woburn, MA.

- T. W. Kerlin y R. L. Shepard, *Industrial Temperature Measurement*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- K. S. Lion, *Elements of Electrical and Electronic Instrumentation*, McGraw-Hill, Nueva York.
- B. G. Liptak, ed., *Instrument Engineers Handbook*, Vols. I, II y suplemento, Chilton, Radnor, PA.
- L. C. Lynnworth, *Physical Acoustics*, en Vol. XIV, W. P. Mason y R. N. Thurston, eds., Academic, Nueva York.
- J. L. Lyons, *The Designer's Handbook of Pressure-Sensing Devices*, Van Nostrand Reinhold, Nueva York.
- R. W. Miller, *Flow Measurement Engineering Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York.
- R. L. Moore, ed., *Basic Instrumentation Lecture Notes and Study Guide*, Vol. 1, *Measurement Fundamentals*, Vol. 2, *Process Analyzers and Recorders*, 3.<sup>a</sup> ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- H. K. P. Neubert, *Strain Gauges; Kinds and Uses*, St. Martin's, Londres.
- H. K. P. Neubert, *Instrument Transducers: An Introduction to Their Performance and Design*, Oxford University, Oxford.
- M. R. Neuman, D. G. Fleming, W. H. Ko y P. W. Cheung, eds., *Physical Sensors for Biomedical Applications*, CRC, Boca Raton, FL.
- H. N. Norton, *Sensor and Analyzer Handbook*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- P. J. O'Higgins, *Basic Instrumentation: Industrial Measurements*, McGraw-Hill, Nueva York.
- G. N. Peggs, *High Pressure Measurement Techniques*, Elsevier, Amsterdam.
- A. E. Perry, *Hot Wire Anemometry*, Oxford University, Oxford.
- C. C. Perry y H. R. Lissner, *The Strain Gage Primer*, 2.<sup>a</sup> ed., McGraw-Hill, Nueva York.
- T. J. Quinn, ed., *Temperature*, Academic, Nueva York.
- F. D. Rollo, ed., *Nuclear Medicine Physics, Instrumentation, and Agents*, Mosby, St. Louis.
- P. H. Savet, ed., *Gyroscopes, Theory and Design*, McGraw-Hill, Nueva York.
- R. W. Scott, ed., *Developments in Flow Measurements*, Vol. 1, Elsevier, Amsterdam.
- D. H. Sheingold, ed., *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Norwood, MA.
- E. Smith, *Principles of Industrial Measurement for Control Applications*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- H. E. Soisson, *Instrumentation in Industry*, Wiley, Nueva York.
- D. Spitzer, *Industrial Flow Measurement*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- F. Spitzer y B. Howarth, *Principles of Modern Instrumentation*, Holt, Rinehart & Winston, Nueva York.
- R. B. Spooner, ed., *Hospital Instrumentation: Care and Servicing for Critical Care Units*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- P. H. Sydenham, *Transducers in Measurement and Control*, ISA, Research Triangle Park, NC.
- J. D. R. Thomas, ed., *Ion-Selective Electrode Reviews*, Vols. 1-4, Pergamon, Elmsford, NY.
- W. J. Tompkins y J. G. Webster, eds., *Design of Microcomputer-Based Medical Instrumentation*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- R. Traister, *Principles of Biomedical Instrumentation and Monitoring*, Reston, Reston, VA.
- J. Veseley, D. Weiss y K. Stulik, *Analysis with Ion-Selective Electrodes*, Wiley, Nueva York.
- J. G. Webster, ed., *Medical Instrumentation: Application and Design*, Houghton Mifflin, Boston.
- M. D. Weiss, *Biomedical Instrumentation*, Chilton, Radnor, PA.
- W. Welkowitz y S. Deutsch, *Biomedical Instruments, Theory and Design*, Academic, Nueva York.
- A. Wexler, ed., *Humidity and Moisture Measurement and Control in Science and Industry*, Vol. 4, Krieger, Melbourne, FL.
- A. L. Window y G. S. Holister, *Strain Gauge Technology*, Elsevier, Amsterdam.
- G. A. Woolvet, *Transducers in Digital Systems*, IEE, Londres.

#### PUBLICACIONES PERIÓDICAS Y MEMORIAS DE CONFERENCIAS

- Association for the Advancement of Medical Instrumentation  
Medical Instrumentation (bimensual)  
Proceedings of the Annual Meeting.
- BHRA Fluid Eng'g Co., *Advances in Flow Measurement Techniques*, Cranfield, UK.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)  
Transactions on Biomedical Engineering.  
Transactions on Electron Devices.  
Special issues on Solid State Sensors, Actuators, Interface Devices:  
Vol. ED-16 N.º 10.  
Vol. ED-26 N.º 12.  
Vol. ED-29 N.º 1.  
Transactions on Industrial Electronics.  
Transactions on Instrumentation and Measurement.
- Institute of Measurement and Control (Londres)  
Transactions (trimestral).
- Institution of Electrical Engineers (IEE), Londres  
Physical Measurement and Instrumentation (mensual).  
Electrical Measurement and Instrumentation (mensual).  
International Conference on Automotive Electronics.
- Instrument Society of America (ISA): Research Triangle Park, NC 27709  
Instrumentation Technology (mensual).  
ISA Transactions (trimestral).  
Advances in Instrumentation (anual).  
Aerospace and Test Instrumentation Proceedings.

Analysis Instrumentation.

Biomedical Sciences Instrumentation.

Engineering in Medicine and Biology.

Instrumentation in the Chemical and Petroleum Industries.

Instrumentation in the Food Industry.

Instrumentation in the Mining and Metallurgy Industry.

Instrumentation in the Power Industry.

Instrumentation in the Pulp and Paper Industry.

Instrumentation in the Textile Industry.

Instrumentation Symposium for the Process Industries.

Proceedings of the Institute of Environmental Sciences.

Flow—Its Measurement and Control in Science and Industry, Vol. 2, St. Louis, MO.

International Symposium on Temperature.

- International Measurement Confederation IMEKO Congress Proceedings.

Flow Measurement of Fluids, Proceedings of the FLOMENKO Conference, Groningen, Países Bajos.

- North Atlantic Treaty Organization Proceedings NATO Advanced Study Institute on Chemically Sensitive Electronic Devices, Hightstown, NJ, Elsevier, Amsterdam.
- Society of Automotive Engineers Proceedings of the Annual Congress:  
(SP404): Sensors for Electronic Systems.  
(SP418): The Automotive Application of Sensors.  
(SP427): Automotive Application of Sensors.  
(SP441): Automotive Sensors.  
(SP458): Sensors for Automotive Systems.  
(SP486): Sensors.  
(SP511): Sensors and Actuators.  
(SP536): Sensors and Actuators.  
(SP567): Sensors and Actuators: New Approaches.

Proceedings of the International Congress of Transportation Electronics (P-111).

- Technicon Corporation, *Advances in Automated Analysis*  
Proceedings of the 7th Technicon International Congress, Nueva York, Vol. 2, Industrial Symposia, Mediad, Nueva York.
- Sensors, *The Journal of Machine Perception* (mensual), North American Technology, Peterborough, NH.
- Sensors and Actuators (trimestral), Elsevier Sequoia, Lausanne, Suiza.

#### NORMAS Y PUBLICACIONES DIVERSAS

- American Society for Testing & Materials (ASTM), *Manual on the Use of Thermocouples in Temperature Measurement*, 2.<sup>a</sup> ed.
- General Eastern Instruments Corporation, *Selecting Humidity Sensors for Industrial Processes*, Watertown, MA 27709.
- Hewlett-Packard Company, *Practical Temperature Measurements*, Application Note 290.
- Instrument Society of America *Standards and Practices for Instrumentation*. 7.<sup>a</sup> ed.  
*Directory of Instrumentation*, Vol. 6.
- Microswitch Division of Honeywell, Inc., *Hall Effect Transducers—How to Apply Them as Sensors*, Freeport, IL.
- Technical Database Corp., *Industrial Sensor Directory*, Conroe, TX 77305.
- UP Department of the Navy, *Encoders, Shaft Angle to Digital*, Military Standardization Handbook MIL-HDBK-231(AS).
- Variable Resistive Components Institute, *Terms and Definitions*, Precision Potentiometer Standard vrci-p-100A, Evanston, IL 60203.



## CAPÍTULO 17

# Técnicas de construcción

**Gustave R. Gaschnig**

Raytheon Company,  
Bedford, Massachusetts

### **17.1 Circuitos impresos**

- 17.1.1 Tableros impresos por uno o ambos lados
- 17.1.2 Tableros de capas múltiples
- 17.1.3 Circuitos flexibles

### **17.2 Métodos de interconexión**

- 17.2.1 De arrollamiento de alambre
- 17.2.2 Conexión de presilla
- 17.2.3 Soldadura por puntos
- 17.2.4 Sistema de alambres múltiples
- 17.2.5 Sistema Infobond
- 17.2.6 Arrollamiento con soldadura

### **17.3 Encapsulado de circuitos**

- 17.3.1 Componente plano
- 17.3.2 Encapsulados de doble línea
- 17.3.3 Portadores de pastillas herméticas

### **17.4 Encapsulado de circuitos integrados**

### **17.5 Dispositivos electromecánicos**

- 17.5.1 Interruptores
- 17.5.2 Relevadores
- 17.5.3 Conectores



## 17.1 CIRCUITOS IMPRESOS

### 17.1.1 Tableros impresos por uno o ambos lados

Un tablero de circuitos impresos puede emplearse por uno o ambos lados (tableros de una o dos caras). Esto significa que uno o ambos lados del material dieléctrico base están encobrados. Con frecuencia, para obtener un circuito de capas múltiples se laminan varias "hojas" de metal grabadas por un solo lado. En tales casos se emplea una espiga de preparación de fibras de vidrio tejidas, la cual se moldea bajo calor y presión para formar circuitos impresos de capas múltiples.

Las principales ventajas de los circuitos impresos con respecto a las interconexiones de componentes ordinarias mediante alambres discretos son la reducción en el costo de montaje y una mayor uniformidad. Otros beneficios son: mayor densidad de empaque, menor peso del montaje y menores frecuencias de rechazo, debido a la eliminación del error humano.

Básicamente, la manufactura de circuitos impresos comienza con la elaboración artesana de una matriz con el patrón del circuito. Este trabajo puede realizarse ya sea en vidrio, para mayor estabilidad, o en una película, para mayor facilidad de manejo y almacenamiento. En cualquier caso, es necesario convertirlo en una matriz de impresión (máscara o pantalla). El tipo más simple de circuito impreso por grabado o corrosión selectiva es un laminado encobrado, impreso con un material resistente a la corrosión formando el patrón del circuito deseado. Para lograr esto, el diseño original se convierte en una pantalla serigráfica para imprimir por serigrafía el patrón de material resistente,

o en una fotomáscara que se emplea para exponer a la luz ultravioleta el laminado precubierto con el material fotorresistente (o selectivamente fotosensible). Después de la exposición se disuelve el material resistente no deseado, con lo que queda el patrón impreso que se busca (fig. 17-1).

El tablero circuital se somete entonces a procesos posteriores. El laminado se trata con un agente corrosivo selectivo para el cobre, tal como el persulfato de amonio, ácidos crómico y sulfúrico, cloruro cúprico o cloruro férrico; el material resistente que queda en el tablero impide selectivamente la corrosión, de forma que sólo queda el patrón conductor (de cobre) deseado. El grabado o corrosión selectiva del patrón de conductor produce buena definición.

En definitiva participan muchas etapas en la producción de tableros circuitales confiables y de alta calidad; entre ellas cabe citar la limpieza, inspección, secado, cocido, barrenado, exposición, revelado, desmolde y lijado.

### 17.1.2 Tableros de capas múltiples

Los circuitos impresos de capas múltiples (fig. 17-2) están formados por una serie de planos circuitales conductores, separados por materiales aislantes, tales como espigas de preparación, y adheridos entre sí en construcciones homogéneas relativamente delgadas, con conexiones internas y externas a cada nivel circuital según lo requiera el diseño específico. En muchos casos, estos tableros permiten importantes ahorros de espacio, e incluso pueden permitir la sustitución o simplificación de complejos sistemas de alam-

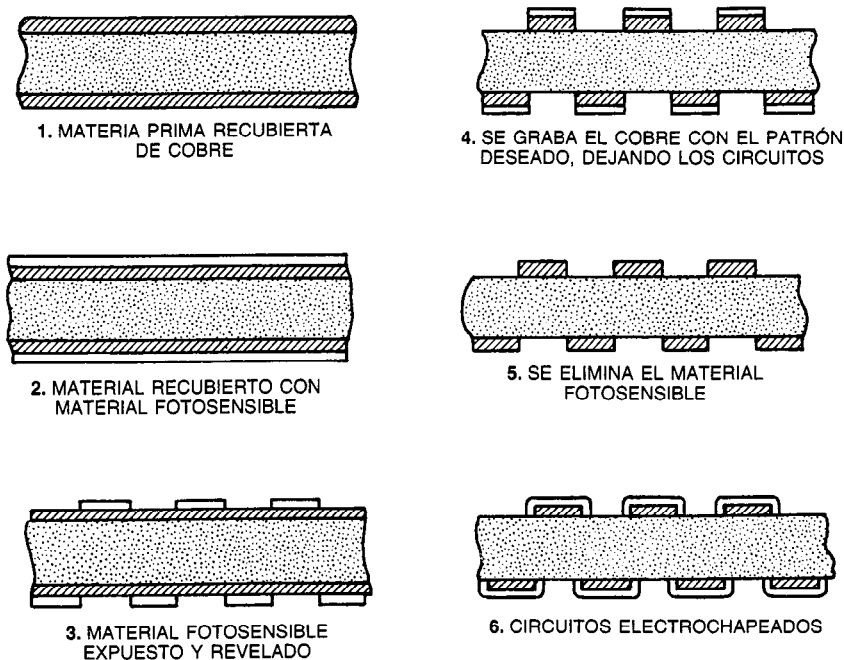
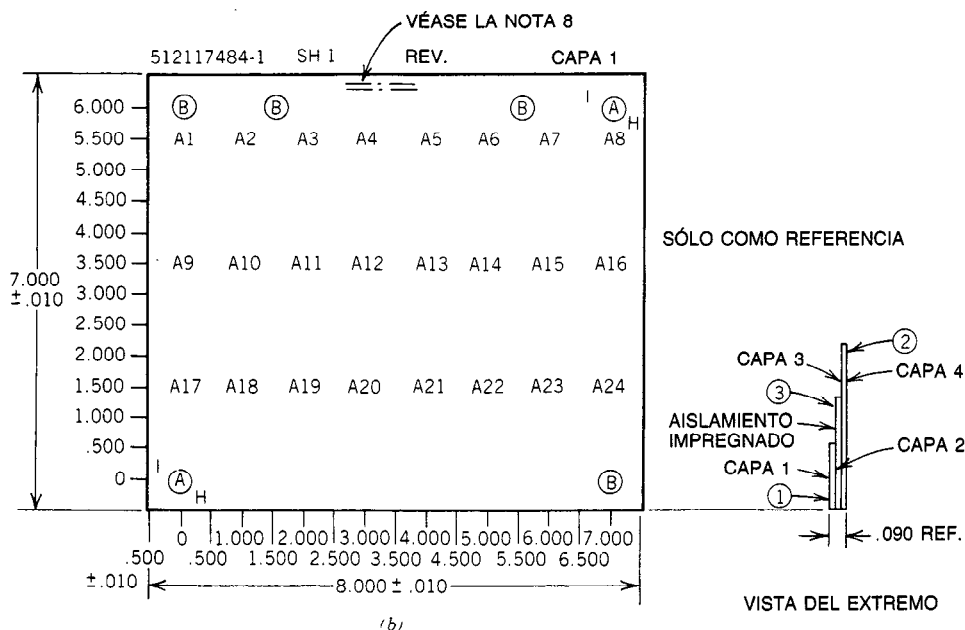
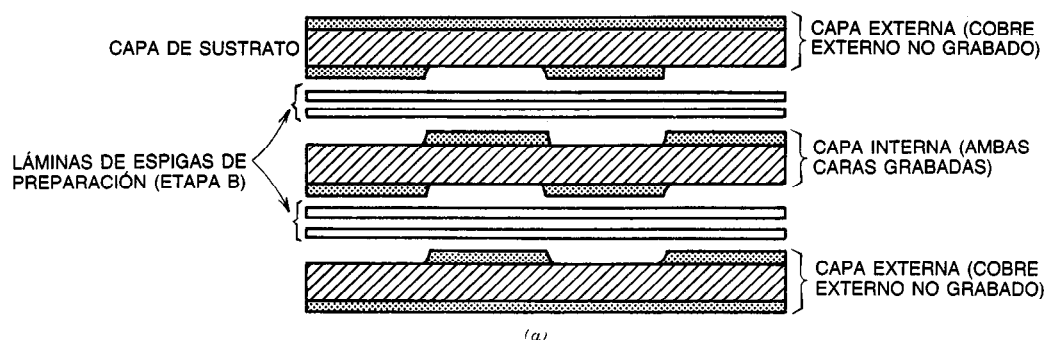


Fig. 17-1. Proceso de formación de un circuito impreso mediante fotomáscara negativa.



**Fig. 17-2.** a) Componentes de un tablero de capas múltiples antes de la etapa de laminación (seis capas de cobre); b) vista en planta después de la laminación.

brado o conexión. Una ventaja notable de los circuitos de capas múltiples es que hacen posible la incorporación de un aislamiento interno y externo, o capas de conexión a tierra directamente en el tablero circuital, a fin de proporcionar desacoplamiento eléctrico y minimizar la interferencia. Además, tales circuitos pueden contar con disipación de calor y conductores de impedancia controlada o líneas de cinta.

Los **tableros rígidos de capas múltiples** se hacen con los mismos materiales básicos que los tableros de una o dos caras. Una vez que se han grabado y procesado los tableros, se unen bajo calor y presión empleando prensas laminadoras de capas múltiples. Los materiales de las espigas de preparación sirven como capas adhesivas y aislantes. En la actualidad se usan combinaciones de resina epóxica-vidrio y polimida-vidrio con este fin.

El tablero de capas múltiples del tipo de orificio chapado (metalizado) permite la conexión a capas y entre

ellas por medio de un orificio que se recubre con un material conductor. El tablero de capas múltiples del tipo de orificio pasante permite el acceso a las zonas terminales situadas sobre cada capa. Con el tipo de tablero de capas múltiples integrado es posible la conexión entre capas por medio de la deposición sucesiva de metal en patrones conductores, con o sin la necesidad de orificios que atraviesen todo el grosor del tablero.

El empleo de tableros de capas múltiples como dispositivos de interconexión para circuitos integrados permite grandes reducciones en el tamaño y el peso globales de un sistema electrónico. También ayuda a lograr una distribución uniforme del calor y a eliminarlo de manera confiable, ya que en un sistema que incluya circuitos integrados el calor puede plantear graves problemas de diseño. Con tableros de capas múltiples, todas las interconexiones pueden efectuarse en

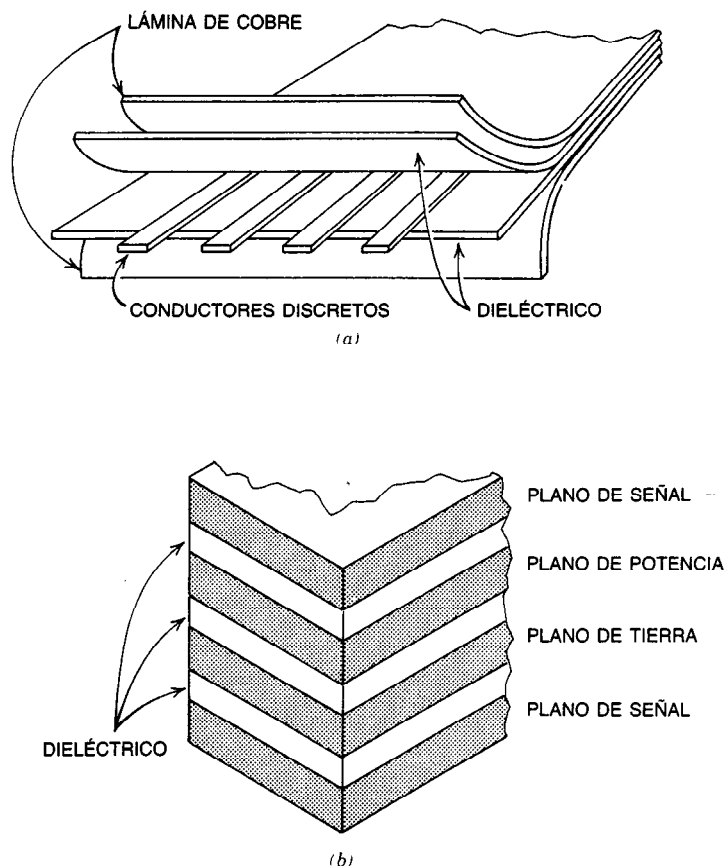


Fig. 17-3. Estructuras de alambrado impreso flexible: a) capas múltiples simples; b) cuatro capas.

capas internas, y en las superficies externas es posible colocar un disipador de calor de lámina gruesa de cobre u otro material.

### 17.1.3 Circuitos flexibles

Los circuitos impresos flexibles son similares a los de tipo rígido presentes en tableros de una, dos o múltiples capas, excepto porque el material dieléctrico base es flexible. Con frecuencia, los conductores se adhieren o laminan entre dos capas dieléctricas protectoras (fig. 17-3). Se fabrican circuitos flexibles en los tipos de una o dos caras, capas múltiples, y protegido.

Para la producción de circuitos flexibles, comúnmente se usa película plástica, tal como la de poliéster o poliimida, así como muchos otros dieléctricos. Entre éstos suelen incluirse otros tipos de películas, como las de politetrafluoroetileno (PTFF), etilén-propileno fluorado (FEP), cloruro de polivinilo (PVC), polietileno, polipropileno, las poliparabánicas y tejidos delgados, como los de vidrio recubiertos con PTFF, con resina epóxica, y con FEP.

Los circuitos flexibles hacen posibles características de diseño y ventajas tales como los ahorros de espacio

y peso, y eliminación de conexiones que podrían requerirse si se emplearan tableros rígidos. Los procesos de producción de los circuitos flexibles suelen ser parecidos a los de los tableros rígidos. Normalmente deben considerarse soluciones limpiadoras, agentes corrosivos y temperaturas de procesamiento implicadas, ya que algunos de los sustratos y adhesivos usados en la construcción flexible pueden ser más susceptibles al daño que los usados en productos rígidos.

Continuamente se están produciendo nuevos materiales para circuitos impresos flexibles, debido al gran interés que ha mostrado por estos productos la industria de los circuitos impresos. Además, la tecnología también está cambiando rápidamente.

Un sistema típico de cable para comunicaciones de datos es el sistema de cableado subterráneo. Equivalente a un cable coaxial de  $85\ \Omega$ , mide apenas 0.090 pulg de altura y contiene conductores de cobre recubiertos de plata, calibre 30 AWG (*American Wire Gauge*), protección de cinta laminada de poliéster-aluminio, y un alambre de drenaje macizo de cobre recubierto de plata, calibre 30 AWG.

Además, se dispone de cable telefónico subterráneo de 50 conductores (25 pares). Su cometido es inter-

conectar equipos de teléfono a través de una caja de distribución o de un conector de zócalo a una central secundaria ("centralita") automática privada (PABX), un director de llamadas o un gabinete de distribución. El cable mide 0.040 pulg de altura y existe en longitudes hasta de 35 pies, con conectores telefónicos estándares de 50 puntas en cada extremo. Los costos pueden reducirse hasta en un 40% comparados con los de los sistemas ordinarios.

## 17.2 MÉTODOS DE INTERCONEXIÓN

### 17.2.1 De arrollamiento de alambre

El método de arrollamiento de alambre, o arrollamiento sin soldadura, comenzó a usarse en los laboratorios de la Bell Telephone para mejorar las conexiones mecánicas entre terminales de tableros de circuito impreso y alambre. Wire-wrap es una marca registrada de Gardner-Denver Company, fabricante de maquinaria manual, semiautomática y automática para paneles de arrollamiento de alambre. El arrollamiento sin soldadura domina el campo del alambrado discreto. Gardner-Denver sostiene que se han efectuado más de  $3 \times 10^{11}$  conexiones eléctricas, sin que se hayan informado fallas en el campo. El increíble éxito del arrollamiento de alambre puede atribuirse al contacto hermético a aire y gases y libre de contaminación de las puntas de alambre, con un ajuste a presión hasta de 130 000 lb/pulg<sup>2</sup>. Lo que sucede es que el alambre se arrolla apretadamente alrededor de las terminales para formar estas conexiones mecánicas y eléctricas extremadamente fuertes sin necesidad de soldadura. La gran área de contacto contribuye a la confiabilidad y la resistencia mecánica.

Uno de los requisitos que deben cumplir las puntas para arrollamiento de alambre es que tengan aristas bien definidas, para que el contacto sea adecuado. Son típicas las puntas cuadradas de 0.025 pulg en una cuadrícula cuyas dimensiones son múltiplos de 0.025 pulg. Las puntas normalmente son de bronce al fósforo, recubierto de diversos metales. La configuración consiste en un poste cuadrado con aristas afiladas, alrededor del cual se arrolla fuertemente el alambre formando una hélice que establece contacto a alta presión en las aristas (figs. 17-4 y 17-5). El contacto a presión, a su vez, produce una considerable fuerza de corte o cizallante que elimina la película superficial tanto del alambre como del poste. Además, la difusión de estado sólido se suma a la ya satisfactoria conexión eléctrica, incrementando realmente la resistencia mecánica en el punto de contacto conforme transcurre el tiempo. El arrollamiento de alambre sin soldadura se ha clasificado como la técnica simple de interconexión más confiable entre las que existen en la actualidad. En el *US Naval Avionics Facility at Indianapolis* (NAFI) Report n.º TR-1242 se menciona que no se ha establecido una frecuencia de falla conocida para el arrollamiento sin soldadura.

En el empaque electrónico comúnmente se emplean los tamaños de alambre 26, 28 y 30 AWG. El ais-

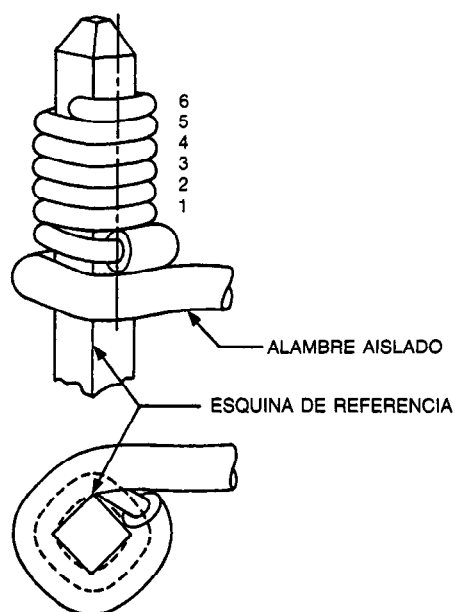


Fig. 17-4. Conexión por arrollamiento sin soldadura sobre un poste terminal cuadrado.

lamiento de KYNAR es un tipo de uso general con buenas propiedades de corte y flujo en frío. El teflón tiene buenas propiedades a alta temperatura, pero inferiores de corte y flujo en frío. El tefzel es un material del grupo de los dos ya mencionados, en el que se combinan las mejores propiedades de ambos.

### 17.2.2 Conexión de presilla

Las conexiones de presilla han sido aceptadas por la industria de la electrónica debido a su flexibilidad, confiabilidad, facilidad de mantenimiento y densidad en el alambrado de punto a punto. Una de las principales razones de la popularidad de esta técnica de alambrado es la posibilidad de usar alambre o cable (uno o más filamentos). Siempre que existe vibración, es preferible el cable, por ejemplo, cuando se requiere flexibilidad para doblar conductores a fin de adaptarlos a la configuración del chasis, también es preferible el uso de cable. Los tipos inusuales de conductores, como los alambres de par trenzado, pueden conectarse con una presilla como terminal.

La conexión terminal consiste en un cable o alambre conectado a un poste rectangular por medio de una presilla de bronce al fósforo; la presilla se mantiene firmemente unida a presión (fig. 17-6). Cuando la presilla y el alambre se aplican al poste, en la primera se acumula energía mecánica en forma de esfuerzos elásticos. Por tanto, la conexión mecánica es un resorte comprimido que mantiene una fuerza continua entre el alambre y el poste, aunque las condiciones ambientales sean extremas. Ésta es la causa por la que muchas compañías utilizan esta técnica, particularmente en equipo aéreo.

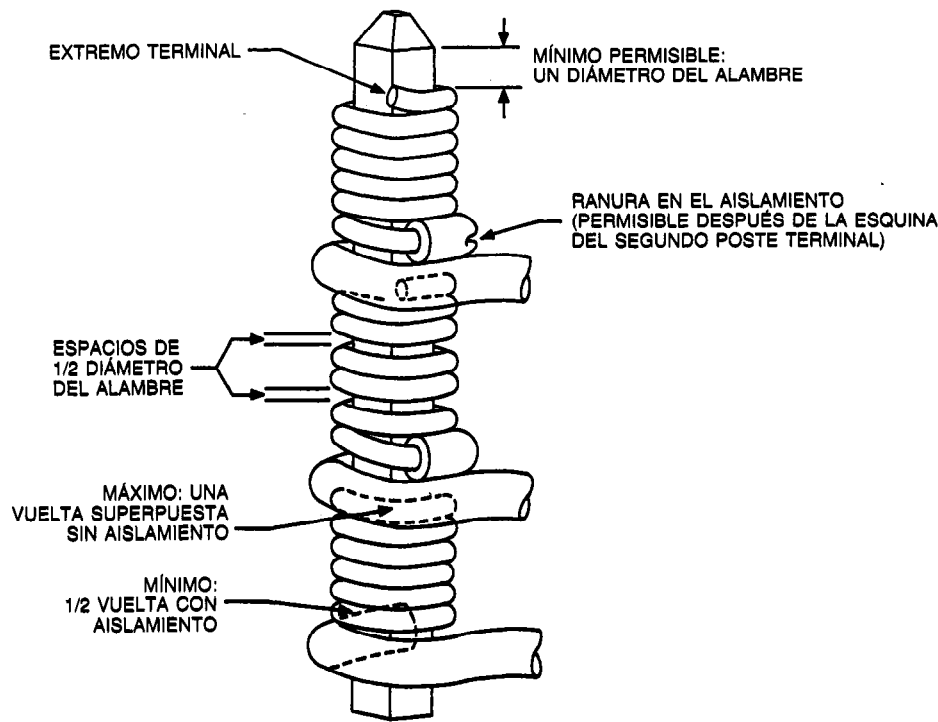


Fig. 17-5. Conexiones arrolladas múltiples aceptables.

La presilla y el alambre se aplican simultáneamente al poste por medio de una herramienta, que puede ser operada a mano o por una máquina controlada numéricamente (similar a la herramienta empleada para arrollar alambre). En la operación real de la herramienta, la punta del alambre o cable se priva de su forro aislante, se conforma y aplica al poste bajo la presilla. Al hacer esto, las superficies de alambre y poste se limpian mecánicamente a fin de obtener grandes superficies de contacto. En esta técnica se combinan la eliminación del forro del alambre y la conexión de presilla con la facilidad de servicio y mantenimiento de una conexión separable. La cabeza de alambrado se desplaza entonces por una trayectoria programada hacia la siguiente posición terminal, distribuyendo el alambre en su recorrido. En la siguiente posición el alambre se corta, se quita el forro de su extremo, y se fija por medio de una presilla a la terminal. Las presillas pueden colocarse en un nivel cualquiera de tres posibles.

Pueden emplearse tamaños de alambre del 22 al 28 AWG con postes de  $0.031 \times 0.062$  pulg, y del 28 al 32 AWG con postes de  $0.022 \times 0.036$  pulg. Se recomienda el alambre Mil-W-16878 tipo E o ET. La conexión de presilla puede usarse en una cuadrícula de 0.100 pulg y no requiere que los centros de los postes estén espaciados una distancia que sea múltiplo de algún tamaño de cuadrícula. Es posible alambrear de manera automática postes con localización aleatoria, como los empleados en componentes de entrada-salida (I/O, de *input/output*) o discretos.

### 17.2.3 Soldadura por puntos

Como una alternativa a la impresión de tableros circuitales y al arrollamiento de alambre, la soldadura por puntos se desarrolló originalmente para aplicaciones aeroespaciales. En esta técnica se emplea como medio de interconexión un alambre de níquel susceptible de flujo (ser deformado) en frío y forrado de plástico. El alambrado se realiza haciendo pasar el alambre aislado por un electrodo hueco. Esto permite interconectar cualquier número de puntos antes de cortar el alambre (fig. 17-7). El alambre se suelda por pulsos a la punta una vez que el aislamiento se ha eliminado en el sitio de unión por medio de la presión del electrodo.

El alambre de níquel se emplea junto con unas almohadillas o puntas de acero inoxidable. La elección de estos dos materiales permite un amplio margen de proceso, de modo que los puntos de soldadura son tan fuertes como el alambre en sí.

En el caso del alambre tamaño 30 AWG se han obtenido resistencias a la tracción del orden de 5 a 6 lb. El alambrado se hace con máquinas manuales o semiautomáticas. Cuando se desea hacer una conexión, se hace bajar el electrodo superior neumáticamente hasta la punta deseada. Un electrodo inferior asciende desde debajo de una superficie de trabajo para hacer contacto con la punta en el otro lado del tablero. Se aplica presión para romper el aislamiento de teflón, y un pulso eléctrico une por difusión el alambre y la punta en el punto de contacto. Los electrodos se colocan entonces de manera consecutiva en todas las demás

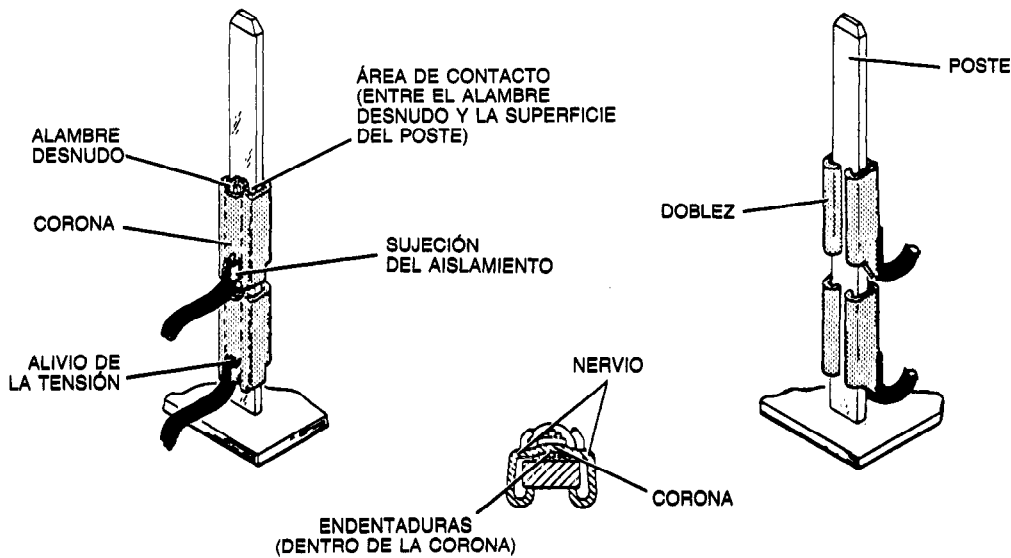


Fig. 17-6. Características de la conexión terminal de presilla.

puntas comunes en un hilo de señales dado. La alimentación continua del alambre hace innecesario quitarle el forro o cortarlo a longitudes prescritas. Todo el trabajo se hace a un nivel Z, lo cual elimina la necesidad de soldadura programada por niveles. Después de esta fase de alambrado, las componentes se fijan al otro extremo de la punta de diversas formas, dependiendo del tipo de punta usada.

Los aspectos mecánicos de la manufactura de un tablero de alambrado son relativamente simples. Se hace una matriz universal de alambrado impreso que típicamente sólo tiene los conductores a tierra y los de energía en lados opuestos del tablero. Los tableros se manufacturan y los orificios se practican en un patrón predeterminado. Las puntas se ajustan selectivamente a presión en estos orificios. Los planos de energía y tierra se graban de forma que las puntas queden eléctricamente aisladas. En esta etapa, los tableros estarán listos para el alambrado de señalización o mediante soldadura por puntos.

Es posible soldar varias veces en la misma punta sin degradar la soldadura. En este proceso, el alambrado directo de punto a punto asegura el empleo de longi-

tudes mínimas de alambre y muy pocos tendidos paralelos. Son posibles interconexiones directas en centros con separación de 0.050 pulg.

#### 17.2.4 Sistema de alambres múltiples

El sistema de alambres múltiples se ha convertido en una técnica probada de alambrado discreto. El proceso es un sistema de interconexión automatizada en el que el alambre magnético, aislado con poliimida, se tiende en un sustrato recubierto de adhesivo con o sin planos grabados de energía y tierra. Las conexiones se forman perforando a través del alambre y el tablero, y metalizando (chapeando) los lados del orificio. Las perforaciones resultantes, completamente chapeadas, se usan entonces para la inserción de componentes y posteriores operaciones de soldadura. En esencia, en esta técnica se combinan la tecnología ordinaria de alambrado de circuitos impresos con orificios completamente chapeados y el alambrado de punto a punto (fig. 17-8).

El alambre usado es de tamaño 34 AWG, con grosor del aislamiento de poliimida de 1.2 mpulg. Este alam-

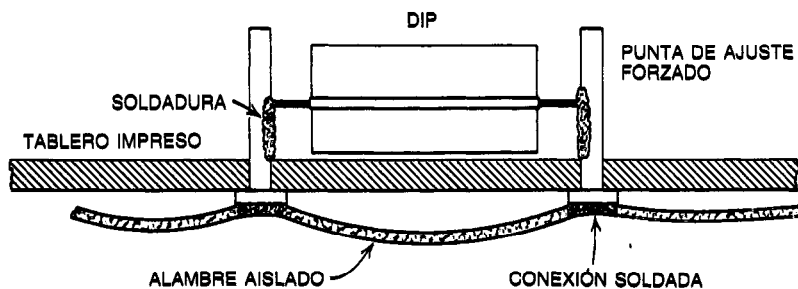


Fig. 17-7. Conexiones por soldadura en puntas (soldadura por puntos).

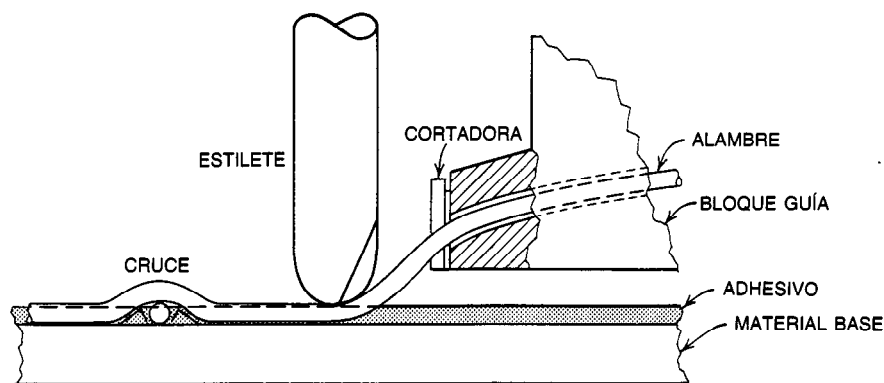


Fig. 17-8. Sistema de interconexión de alambres múltiples.

bre, cuyo diámetro es de 6.3 mpulg, es eléctricamente equivalente en capacidad de transporte de corriente a 1 oz de cobre con anchura de 2.4 mpulg (1.4 mpulg de grosor). Los sistemas pueden alambrarse en patrones cuadrículados de 100 mpulg, y el alambrado se realiza a razón de 250 pulg/s. Un brazo controlado numéricamente y accionado por ultrasonido embebe el alambre en un adhesivo termoplástico colocado en la superficie del tablero. Una vez que el alambre está en su lugar, con fines de protección se lamina en la superficie del tablero una delgada (0.4 mpulg) espiga de preparación de vidrio.

El uso de alambres aislados permite el cruce ilimitado en cada plano de alambrado, de modo que simplifica el diseño y permite una elevada densidad de interconexión. Dado que los alambres están separados por 2.4 mpulg de aislamiento de poliimida, el voltaje de disrupción en un cruce excede de 1 200 V CD.

Una de las ventajas del sistema de alambres múltiples es que las características controladas de la línea de transmisión pueden integrarse en el tablero, manteniendo la impedancia en  $\pm 10\%$  del valor de diseño. Esta especificación es comparable a la que rige la construcción de líneas de transmisión en tableros de capas múltiples y superior a la que se aplica para los tableros de alambre arrollado, en los cuales la falta de una restricción en cuanto a la cobertura de alambre impide un estrecho control de la característica de la línea de transmisión. Con este proceso, toda la interconexión lógica del sistema se hace por computadora. Ésta diseña el recorrido de los conductores y dirige su colocación física por medio de una máquina de alambrado controlada numéricamente. Este proceso permite realizar con facilidad cambios de diseño y conlleva una capacidad de reparación en el campo que no suele ser inherente a otras técnicas de interconexión.

### 17.2.5 Sistema Infobond

El sistema básico consiste en la sustitución de las puntas de arrollamiento sin soldadura por áreas de soldadura de interconexión. Con este proceso pueden lograrse elevadas densidades de alambrado en un tablero impreso.

El sistema Infobond es un tablero de dos caras, con el alambrado en un lado y los componentes soldados en el otro. El diseño y la configuración del circuito se controlan por medio de cinta de papel perforada. Se hace pasar un alambre de tamaño 38 AWG, aislado con poliamida-poliuretano, por una punta de unión por compresión térmica, y con él se conectan áreas de conexión hasta que, automáticamente, se completa una red de alambrado. Entonces se corta mecánicamente el alambre y se inicia una nueva red.

La máquina utilizada tiene seis estaciones de alambrado del tablero, todas regidas por una unidad controlada numéricamente y cinta de papel perforada. Hasta seis tableros son registrados simultáneamente por puntas en la mesa de la máquina. El alambre de cobre aislado se hace pasar por la punta de unión por compresión de cada una de las seis cabezas estacionarias. Éstas son controladas por un servomecanismo y puestas en contacto con las áreas de conexión (previamente tratadas con fundente) de los tableros; los seis alambres se sueldan de manera simultánea a través del aislamiento. Al mismo tiempo que las cabezas oprimen los alambres contra las áreas de conexión, se aplica un choque controlado de calor a fin de eliminar térmicamente el aislamiento del alambre en la región de contacto y soldar los alambres a las áreas previamente estañadas. Mediante chorros de aire se enfrían las conexiones y se impide la pérdida de aislamiento del alambre más allá de las regiones de contacto.

Las conexiones se prueban mecánicamente aplicando una fuerza de tracción preestablecida mediante las cabezas. Entonces se verifica la continuidad eléctrica entre las conexiones y los alambres. Si los resultados son satisfactorios, la mesa se desplaza a la siguiente localidad. Al concluir la red de alambrado, se cortan los alambres en cada tablero. Se hace una prueba automática para verificar que los cortes son correctos. Entonces se agregan las componentes y vuelve a probarse cada tablero.

Las ventajas del sistema Infobond están relacionadas con la capacidad de reparación, densidad, cambio de diseño y costo efectivo. Existen herramientas estándares para efectuar cambios técnicos en el proceso de campo. La eliminación de terminales de arrollamiento

de alambre permite incrementar la densidad circuital, y el empleo de alambre de diámetro pequeño permite colocar éste más cerca de los planos de voltaje y tierra, lo cual a su vez reduce de manera significativa el ruido.

### 17.2.6 Arrollamiento con soldadura

En el sistema de arrollamiento con soldadura, un estilete especial, controlado por computadora, amarra alambre aislado fino a las colas o puntas de soldadura o conductores de zócalos en un tablero de circuito impreso de patrón regular, el cual tiene guías para alambreado entre las hileras de puntas. Los alambres se sueldan a las colas por medio de una sonda que elimina térmicamente el aislamiento en el punto de soldadura. La soldadura es llevada hacia la unión de arrollamiento. Una vez que se ha completado esta operación, se corta el bucle de conexiones en los lugares apropiados.

El arrollamiento con soldadura produce tableros con perfil extremadamente bajo y elevadas densidades de alambreado y encapsulado. Es uno de los primeros sistemas en que fue posible realizar una verificación sobre la marcha de la exactitud del alambreado. Se emplea para alambrear tarjetas de circuitos y planos de apoyo para computadoras, minicomputadoras y sistemas periféricos. Otra ventaja de esta técnica es que existe una versión manual, con herramientas manuales especiales para realizar el trabajo de prototipos. La herramienta de alambreado a mano, diseñada para acelerar la manufactura experimental de tableros, consiste en una cubierta de acero inoxidable, un carrete de alambre sustituible, y una punta alargada para guiar el alambre. Para la construcción experimental de tableros, las puntas de los componentes se insertan en los orificios chapeados del tablero prototipo y se alambrian con la herramienta de mano, realizando una conexión en cada punto apropiado. La tensión del alambre es ajustable, y es fácil intercambiar los carretes de alambre. Entonces se sueldan las conexiones.

Existen máquinas de una y cuatro estaciones, controladas ya sea por cinta de papel o por disco suave (disquete). Cada estación puede realizar automáticamente las tres operaciones de amarrar, soldar y cortar, y puede efectuar 300 conexiones por hora. En la operación, tableros impresos con patrones específicos se cargan en una mesa cadenciada, y se realiza el ciclo de amarre o interconexión. Las conexiones se forman arrollando un solo alambre continuo una vez alrededor de cada punta de componente que sobresale, conforme a las instrucciones de alambreado de punto a punto; de este modo, las conexiones alambreadas son eléctricamente comunes para todo el tablero hasta el ciclo final.

La máquina puede captar la falta de un arrollamiento durante el amarre monitorizando la tensión del alambre. La sonda de soldadura tiene la doble función de verificar la continuidad entre alambre y punta de contacto al mismo tiempo que suelda cada punta. La máquina también monitoriza el avance del alambre y detecta un aislamiento dañado o faltante.

La reparación se realiza de la siguiente manera: un tablero típico terminado por este proceso consiste en un arreglo de encapsulado de doble línea (DIP, de *dual*

*inline packages*), cuyas conexiones están arrolladas y soldadas. El procedimiento de laboratorio para la reposición de una DIP es el siguiente:

- Se sujetan las puntas del componente al ras del tablero en el lado de los componentes.
- Se forman las nuevas puntas DIP para soldadura plana.
- Se suelda la nueva pieza componente al patrón de áreas de contacto con orificios chapeados en el lado de los componentes, como en el caso de una pieza componente plana (*flatpack*).

## 17.3 ENCAPSULADO DE CIRCUITOS

### 17.3.1 Componente plano

Un **componente plano** es un submontaje compuesto de dos o más etapas que constan de circuitos integrados y componentes de película delgada, montados en un sustrato de cerámica (fig. 17-9). Esta red de semiconductores está contenida en un encapsulado rectangular poco profundo, en el que las puntas de conexión sobresalen de los bordes. Así, las puntas pueden soldarse por puntos a las terminales sobre un sustrato o a un tablero de circuito impreso. Los componentes planos son pequeños, de forma rectangular, y suelen medir menos de 0.1 pulg de grosor. Las puntas pueden proyectarse desde todos los lados para una mayor libertad de diseño de sistemas y encapsulado más compacto de éstos. Los componentes planos típicamente tienen una placa de metal superior y otra inferior, y la pastilla se monta entre ellas. Las puntas pasan por sellos de vidrio a metal o de cerámica a metal.

Los componentes planos son más difíciles de manejar que los DIP, debido a que las puntas se doblan accidentalmente con facilidad, por lo cual suelen montarse a mano. La mayor parte de los circuitos lógicos estándares disponibles en DIP también existen en componentes planos. Los circuitos más complejos cuestan más en componentes planos que en DIP. La principal ventaja de aquellos es su bajo perfil.

### 17.3.2 Encapsulados de doble línea

Los DIP son con mucho la configuración de encapsulados de circuitos integrados (IC) más ampliamente usada. Pueden tener de 4 a 64 puntas dispuestas en dos hileras paralelas (fig. 17-10). La pastilla puede estar encapsulada en un cuerpo de plástico o herméticamente sellada en un cuerpo de cerámica. Los cuerpos de plástico bastan para la mayor parte de las aplicaciones comerciales e industriales. Las cubiertas de cerámica, más costosas, proporcionan mayor fiabilidad.

Los DIP pueden soldarse a un tablero de circuito impreso o enchufarse en zócalos soldados. Si bien las dimensiones del cuerpo varían según el fabricante, las puntas de DIP estándares están espaciadas a distancias de 0.100 pulg entre centros. Los DIP de plástico están diseñados para emplearse a temperaturas de 0 a 70 °C; los de cerámica pueden usarse a temperaturas



COMPONENTE ENCAPSULADO PLANO

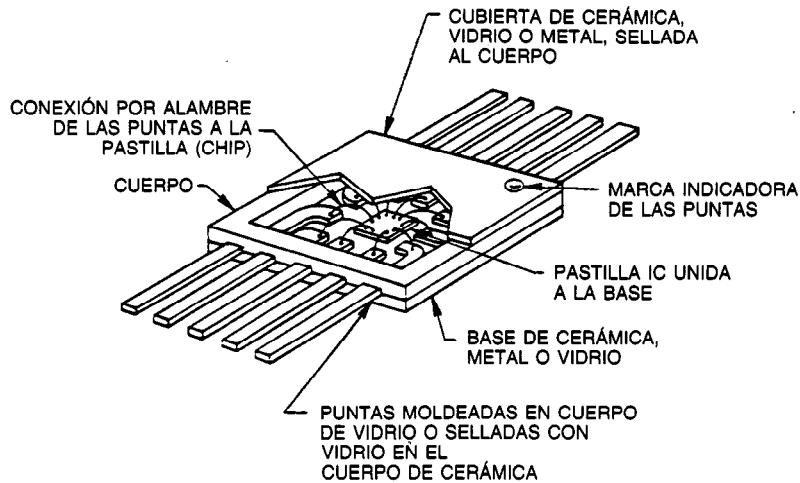


Fig. 17-9. Encapsulado plano.

entre  $-55$  y  $+125$  °C. Los DIP son fáciles de manejar e insertar en tableros de circuito impreso. Además, sus puntas ampliamente espaciadas y resistentes expuestas permiten la fácil detección de fallas con peligro mínimo de provocar cortocircuitos o daño de las puntas. Virtualmente, todos los tipos de circuitos digitales están disponibles en DIP, desde simples dispositivos de compuerta hasta microprocesadores completos.

### 17.3.3 Portadores de pastillas herméticas

A medida que la densidad, rapidez y complejidad de los circuitos electrónicos aumentan y que se requieren mayores pastillas y encapsulados, son necesarios métodos de interconexión en los que se utilicen con mayor eficiencia los circuitos impresos ya existentes. Una solución es el uso de portadores de pastilla, incluyendo el

portador sin puntas (LCC), que puede montarse directamente en tableros de circuitos impresos sin necesidad de receptáculo. Sin embargo, para obtener este uso más eficiente del espacio del tablero de alambrado impreso ya existente, es necesario disipar más calor que antes. Además, se requiere un material metálico con bajo coeficiente de dilatación, a fin de conservar la confiabilidad de la unión soldada con portadores de pastilla cerámicos. Como sustrato se usa comúnmente un material cerámico de capas múltiples, que compensa la dilatación de los portadores de pastilla cerámicos, pero que sólo se presenta en tamaños limitados. Los más resistentes y los futuros sistemas electrónicos en los que se empleen portadores de pastilla densamente empacados requerirán tableros de 50 pulg<sup>2</sup> o más. En la actualidad no es posible producir sustratos de cerámica de esas dimensiones.

DIP DE PLÁSTICO

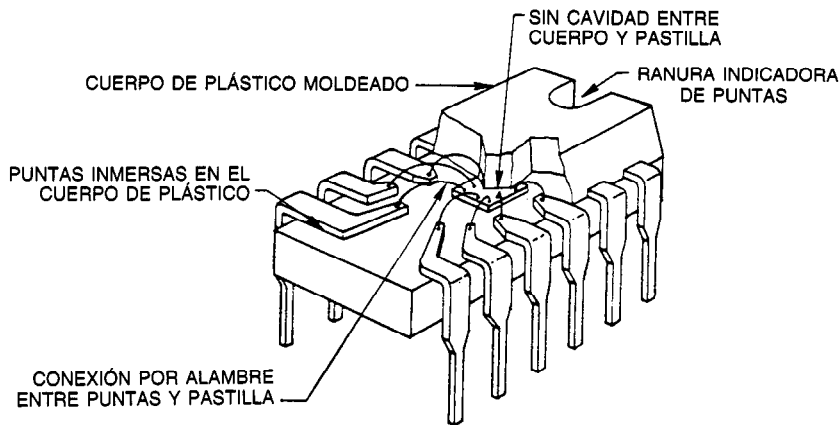


Fig. 17-10. Encapsulado de doble línea (DIP).

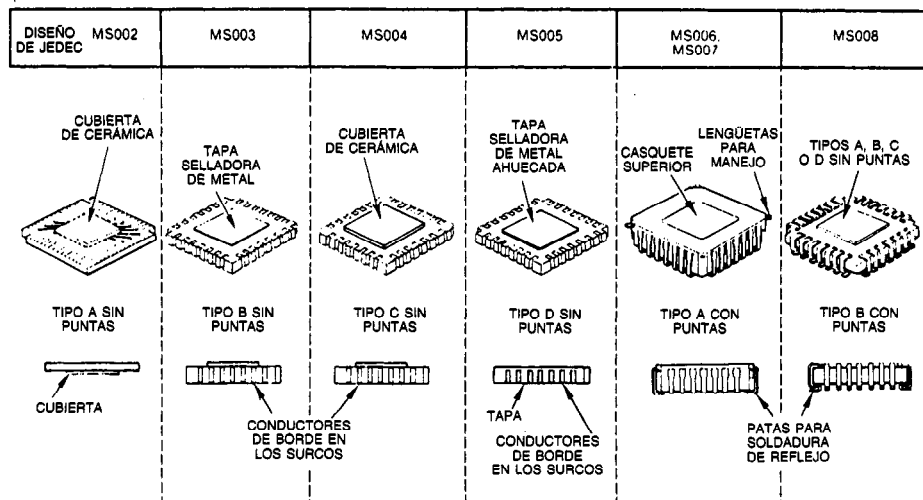


Fig. 17-11. Configuraciones JEDEC (Joint Electron Devices Engineering Council) para portadores de pastilla con una separación de 50 mpulg entre centros de terminales.

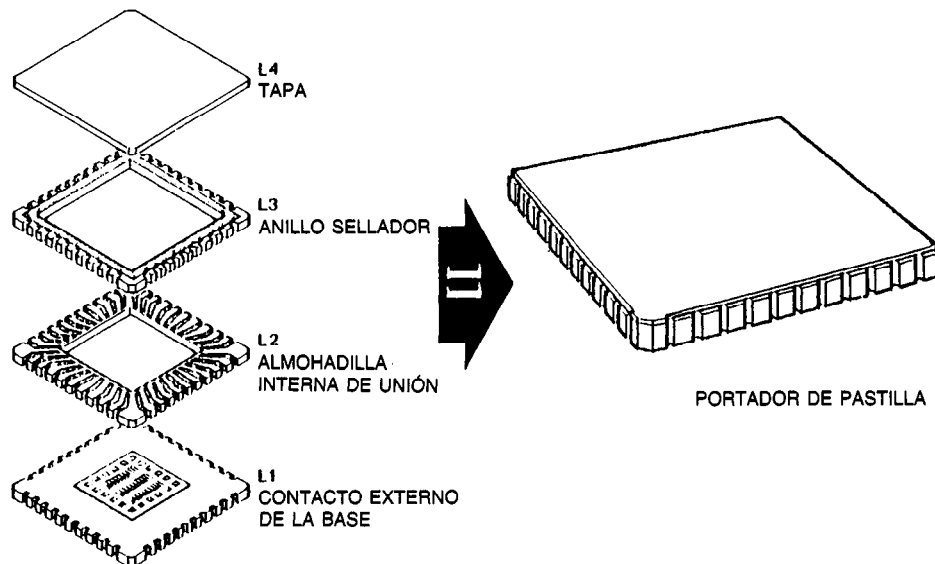


Fig. 17-12. Típico portador de pastilla hermético sin puntas [JEDEC (Joint Electron Devices Engineering Council) tipo C, de 40 mpulg entre centros)]. L = capa.

Es oportuno revisar brevemente el concepto básico de portadores de pastilla cerámicos. Los **portadores de pastilla originales** son encapsulados cerámicos cuadrados de capas múltiples con un patrón de zonas de metalización de oro en la parte inferior, y una cavidad interna en la que puede adherirse el semiconductor o el circuito integrado. En el borde superior de la cavidad se encuentra una superficie selladora metálica; a la parte superior se une una tapa selladora ordinaria de kovar.

Los encapsulados se fabrican en forma de lámina u oblea, y las conexiones de los planos internos a las

zonas de metalización externas se hacen mediante orificios metalizados. Estos orificios preperforados también constituyen una hilera de perforaciones que pueden emplearse como líneas de separación cuando la lámina de cerámica está dividida en piezas individuales. Una forma de unir los portadores de pastilla a un circuito de interconexión más grande es por medio de soldadura por reflujo a una serie de áreas previamente impregnadas de soldadura en un tablero maestro de cerámica. Los encapsulados también pueden ensamblarse en un sustrato de cerámica mediante el paso por un horno con aire caliente o el uso de pistolas de aire

caliente o una placa caliente. Un método más reciente es la soldadura en fase de vapor. Los portadores de pastilla han sido clasificados en cuatro tipos (y dos subtipos, con puntas o sin puntas) por el *Joint Electron Devices Engineering Council* (JEDEC), con espaciados de las puntas terminales de 0.040 y 0.050 pulg (fig. 17-11). Se están realizando esfuerzos para reducir el espaciado terminal a 0.020 y 0.025 pulg, lo cual incrementaría la densidad I/O. Con todo, los portadores de pastilla actuales presentan una reducción de tamaño de 5:1 comparados con los DIP. Dichos portadores tienen, además de mejor encapsulado, mejores rendimientos y disipación de calor.

Los portadores de pastilla sin puntas presentan ventajas de manejo respecto a los portadores con puntas, debido al hecho de que estas últimas pueden doblarse o romperse durante el manejo y el montaje. Además, aquellos son menos costosos. Actualmente se están considerando para muchos circuitos de integración a gran escala (LSI) y a muy gran escala (VLSI). Existen en el mercado en plástico, cerámica y metal (fig. 17-12).

#### 17.4 ENCAPSULADO DE CIRCUITOS INTEGRADOS

En el caso de los circuitos integrados monolíticos, los dispositivos semiconductores [transistores, diodos, pastillas de integración a escala intermedia (MSI) o LSI] suelen ensamblarse y sellarse dentro de encapsulados especiales, conocidos como de tipo TO-5, componente plano o DIP. Entre los procesos que se siguen en las operaciones de montaje dentro de estos encapsulados, por lo general se incluyen la interconexión eutéctica con oro-silicio y termocompresión o interconexión ultrasónica con alambre ordinarios, a fin de asegurar las conexiones mecánicas y eléctricas requeridas entre las pastillas de semiconductor y las zonas internas de conexión apropiadas. Después del montaje, estos encapsulados suelen sellarse herméticamente para lograr la máxima protección de las pastillas de semiconductor.

El uso de pastillas activas no encapsuladas (de puntas radiales, pastilla reversible, y pastilla y alambre), ensambladas en un sustrato de película gruesa, permite un incremento en la densidad de encapsulado y la complejidad del módulo a un costo más bajo, al permitir un sellado a nivel de módulo en vez del individual de cada componente.

En los encapsulados de circuitos integrados de película gruesa más eficientes en términos de transferencia de calor y peso se utiliza el sustrato de cerámica como base del encapsulado.

La LSI es un objetivo constante de los fabricantes de semiconductores. Un sistema práctico para obtener algunas de las ventajas de la LSI es la interconexión de circuitos monolíticos en pastillas MSI especialmente diseñadas. Puede emplearse la tecnología de circuitos híbridos para fabricar los patrones y encapsulados de interconexión en capas múltiples requeridos con un costo mínimo de herramientas.

Los dispositivos VLSI se están haciendo realidad, pero los encapsulados para albergar estas pastillas de alto rendimiento se encuentran aún en fase de investigación y desarrollo, o en el estado de fabricación prototipo. Se proyectan encapsulados con 100 a 300 puntas, potencia del orden de 15 W y tiempos de ascenso cercanos a 0.5 ns. Los mayores tamaños de las pastillas, (1 cm<sup>2</sup>) combinados con un mayor número de terminales, impiden la reducción de tamaño del encapsulado. En el encapsulado VLSI y en el diseño del montaje participan muchos factores interrelacionados, como la fabricación del encapsulado, ambiente, rendimiento eléctrico, materiales y compatibilidad.

Los encapsulados de alta tecnología deben transferir de manera efectiva el rendimiento de la pastilla al sistema. Algunos de los factores ambientales que participan son los mecanismos de enfriamiento, niveles de temperatura ambiente, espaciado de interconexión de segundo nivel y técnicas de montaje del encapsulado. Los encapsulados pueden insertarse o montarse superficialmente en el tablero. La fijación superficial permite montar los componentes en ambos lados del tablero. Los tableros avanzados presentan ventajas tales como líneas y espaciado más finos, con reducción del número de capas. Para combinar las ventajas de las líneas finas y orificios más pequeños se aprovecha por completo el portador de pastilla de alta densidad.

En la actualidad, el encapsulado con puntas de 100 mpulg es adaptable a los tableros de circuitos impresos estándares que contienen una opción para conexión. Sin embargo, en el futuro habrá posibilidades de densidad aún mayor con encapsulados de montaje superficial, como portadores de pastilla o dispositivos directos unidos por cinta. A medida que se hace más compacto el encapsulado, son menores las longitudes de la señal requeridas para una mayor velocidad del sistema.

La estandarización hará que los costos sean menores o iguales. El encapsulado en volumen abatirá los costos y proporcionará una base estable para mejorar la confiabilidad.

Pastilla, encapsulado y tablero deben considerarse en un enfoque de sistemas para el diseño del encapsulado de circuitos integrados. Factores como la temperatura, ambiente, diseño de pastilla y características eléctricas participan de manera importante en el diseño de encapsulados para alcanzar mayor densidad funcional y alto rendimiento.

#### 17.5 DISPOSITIVOS ELECTROMECAÑICOS

##### 17.5.1 Interruptores

Los **interruptores** son dispositivos que establecen o interrumpen conexiones en un circuito eléctrico o electrónico. En sistemas de computación también se emplean para hacer selecciones; el interruptor de volquete, por ejemplo, completa un salto condicional. Los interruptores suelen operarse manualmente, pero también pueden trabajar por medios mecánicos, térmicos, electromecánicos, barométricos, hidráulicos o gravitacionales.

Las variedades, configuraciones y posibilidades eléctricas y mecánicas de los interruptores son casi infinitas. Entre ellos se incluyen los de tipo de esqueleto o abierto, cerrado para uso general, de toque de pluma, modular, magnético de laminilla, de seguidor de leva, miniaturizado, de recolocación, unidireccional de pulsos, de volquete, subminiatura, sellado, giratorio, y de tablero de circuito impreso.

Los interruptores suelen hacerse sobre pedido para satisfacer las necesidades de una aplicación específica. Por lo regular, cada aplicación requiere alguna modificación en el movimiento del interruptor, tipo de terminales, tamaño, vida eléctrica/mecánica, u otras características. Los movimientos y fuerzas del interruptor deben coordinarse con el movimiento y fuerzas del miembro mecánico asociado. Dado que las tolerancias normales de manufactura causan variaciones de una unidad a otra en el miembro asociado, el interruptor debe asimilar de alguna manera estas variaciones. Además, a menudo los interruptores son los últimos componentes que se diseñan de una unidad; en consecuencia, deben ajustarse al limitado espacio restante.

El fabricante del interruptor debe saber de qué movimientos y fuerzas se dispone para operarlo, con qué espacio se cuenta para instalarlo, y cuál es la carga eléctrica real implicada. Otras varias consideraciones permiten al fabricante proponer la mejor combinación calidad-precio desde su perspectiva. Entre esas consideraciones se incluyen:

1. La **configuración** de polos y tiros, por ejemplo, un polo-un tiro (SPST), dos polos-un tiro.
2. El **tiempo** requerido de vida útil eléctrica y mecánica (no siempre son los mismos).
3. **Descripción** general de la aplicación y condiciones ambientales, tales como la humedad y contaminación atmosférica.
4. Las **aprobaciones** necesarias, como la de los *Underwriters Laboratories* (UL), o la militar.
5. La **cantidad** de interruptores requerida, muy importante para el análisis de las herramientas y la instrumentación necesaria.

Algunos criterios de selección de interruptores son:

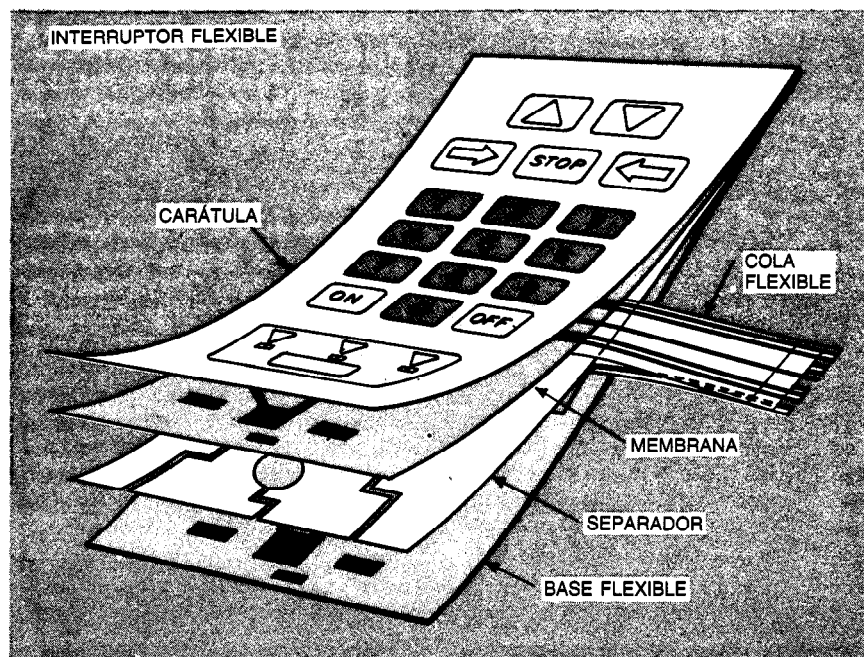
- **Carga eléctrica.** En las aplicaciones de bajo voltaje y baja corriente, en las que no es probable que ocurran descargas en arco, es preferible emplear contactos de oro. Para la activación de cargas inductivas, los diodos de supresión montados de un lado a otro de la cara (en paralelo) impedirán la descarga de energía entre los contactos del interruptor. Las cargas de alto voltaje y alta energía, por lo general, requieren contactos de óxido de cadmio-plata.
- **Rebote de contactos.** En muchas aplicaciones, el rebote de contactos en un interruptor no causa problemas. Sin embargo, cuando se vincula con circuitos lógicos, un circuito antirrobo no debe sobrecargarse.
- **Fuerza de operación.** Deben especificarse valores suficientemente bajos de las fuerzas de operación

del interruptor de modo que éste pueda accionarse con facilidad, pero suficientemente altos para soportar la vibración ambiental.

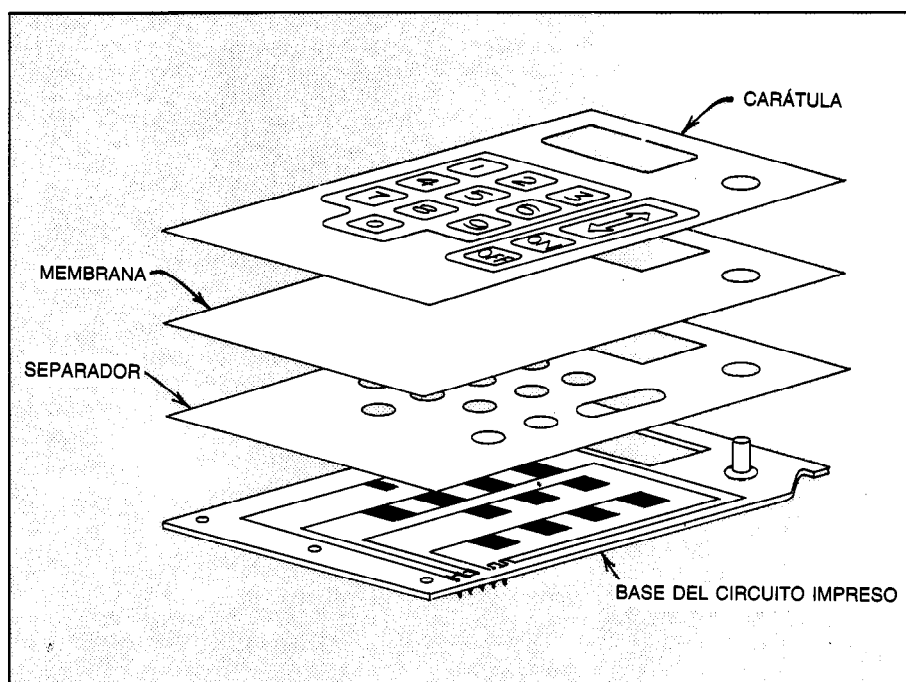
- **Medios de montaje.** Se han creado varias normas de la industria para el montaje de interruptores. Algunos de éstos cuentan con lengüetas ensamblables que pueden cerrarse dentro de puertas o gavetas, una característica útil en los interruptores de entrecierre de seguridad.
- **Forma de operación.** Ésta puede ser manual, por un mecanismo de palanca, por un sistema de resorte, por una leva giratoria, etc.
- **Palancas y actuadores.** Se dispone de distintos tipos de palancas, con o sin rodillos. Los botones deben ser de un material que soporte muchas operaciones con desgaste mínimo; acetol y nylon son los materiales adecuados.
- **Prerrecorrido y sobrerrecorrido.** Estos términos se refieren a la distancia que recorre el actuador antes de la operación y la distancia restante que el actuador puede continuar desplazándose. Un tercer término, "diferencial", describe la histéresis, para impedir el mal funcionamiento del interruptor. Las especificaciones para estos términos deben revisarse a fin de determinar la idoneidad del interruptor para la aplicación específica.
- **Certificación.** Para poder llegar a los principales mercados del mundo actual, el fabricante debe contar con la aprobación de los UL, la *Canadian Standards Association* (CSA), el *British Standards Institute* (BSI) y el *Deutscher Elektrotechniker Verband* (DEV). También se dispone del esquema de certificación CEE (*International Commission for the Approval of Electrical Equipment*).
- **Terminales.** Las terminales estándares son de tornillo, soldadura, conexión rápida y tablero de circuito impreso. Las puntas de alambre están disponibles principalmente para interruptores sellados.
- **Ambiente.** Suele ser necesario sellar los interruptores para uso en áreas desprotegidas contra la intemperie, silicones, polvo excesivo, grasa o salpicadura.

Los avances continúan ofreciendo nuevos productos y tecnologías. Uno de estos nuevos productos es el interruptor de membrana. En la mayor parte de diseños que utilizan interruptores en un panel frontal, es posible aplicar la tecnología de interruptores de membrana. Pueden encontrarse muchos usos en las industrias de las máquinas de negocios, terminales de puntos de ventas (POS), juguetes electrónicos, y dispositivos electrodomésticos.

El interruptor básico consta de interconexiones y contactos depositados en dos capas de materiales separadas por una capa espaciadora con aberturas, para crear un hueco de contacto (fig. 17-13). La capa espaciadora sella el sistema de contacto por medio de adhesivos en ambos lados. El conjunto del interruptor puede montarse en un tablero con orificios de montaje, espárragos roscados o una lámina de montaje adhesiva, dependiendo del tipo de interruptor y aplicaciones del diseño.



(a)



(b)

**Fig. 17-13.** Interruptores de membrana. *a)* El interruptor flexible tiene un delgado sustrato polimérico. *b)* El interruptor rígido tiene una base de tablero de circuito impreso.

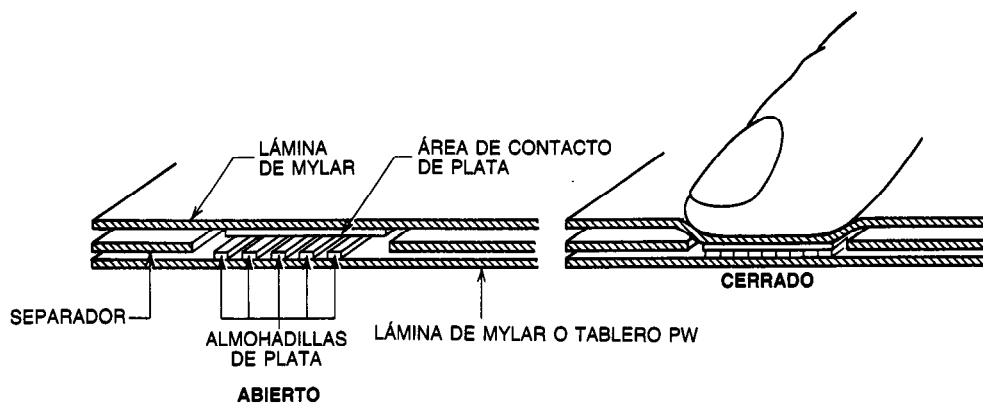


Fig. 17-14. Configuración de un interruptor de membrana básico, operado al tacto.

Se especifica una cubierta gráfica decorativa y se fija con adhesivo a la parte frontal del interruptor. El toque de una posición definida del interruptor deprime la membrana, haciendo que el material conductor de su superficie inferior toque las puntas de contacto situadas debajo y actúe como barra de cortocircuito para cerrar el interruptor (fig. 17-14). Cuando deja de tocarse el interruptor, la membrana flexible regresa a su posición original y se interrumpe el contacto.

Las membranas son por naturaleza resistentes a la contaminación, humedad y ambientes corrosivos. El costo instalado de los interruptores de membrana es con frecuencia menor que el de los interruptores mecánicos ordinarios o electrónicos. Se presentan como dispositivos normalmente abiertos, de contacto momentáneo. Si bien son versátiles, no pueden emplearse como mecanismos de enganche (empuje encendido, tracción apagado), acción alternada (empuje encendido, empuje apagado) o de entrecierre.

Los fabricantes ofrecen una gran selección de colores, tamaños y estilos estándares, con leyendas y símbolos. Cualquier modelo del usuario puede transferirse por una técnica de serigrafía sobre la subsuperficie del panel. Existen en el mercado interruptores de membrana de construcción rígida y flexible. En los paneles flexibles se usa un delgado sustrato polimérico, y dichos paneles deben montarse en una superficie rígida plana (fig. 17-13a). En la construcción rígida normalmente participa un sustrato de tablero de circuito impreso en el cual se han grabado los contactos y puntas (fig. 17-13b). Esto último permite elevadas densidades de interrupción e interconexión. Además, los componentes pueden montarse en el tablero de circuito impreso para formar un encapsulado de componentes completo. Se dispone de muchos tipos de conexiones, tales como las puntas para soldar, tarjetas de borde, lengüetas para soldar, y arrollamiento de alambre.

### 17.5.2 Relevadores

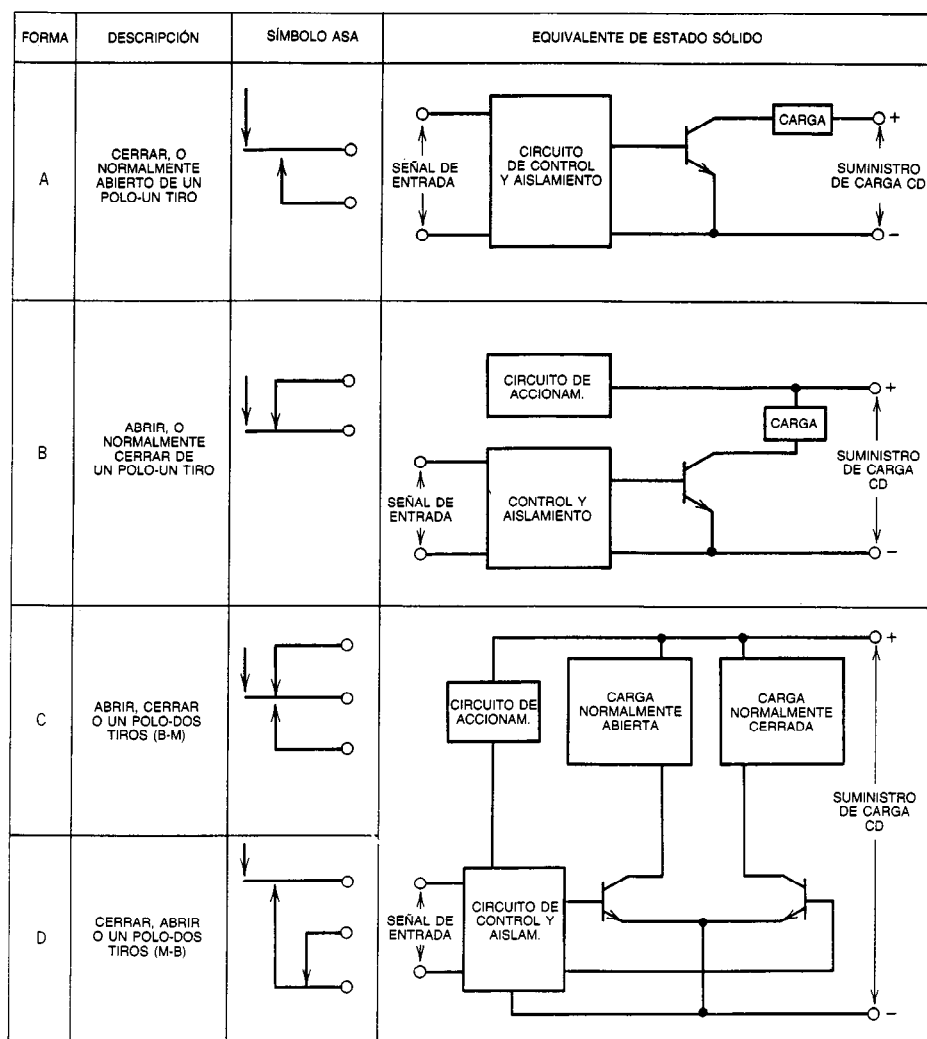
Un **relevador** es un dispositivo controlado eléctricamente que abre y cierra contactos eléctricos para operar otros dispositivos situados en el mismo o en otro circuito eléctrico. El control de un relevador elec-

tromecánico se realiza más a menudo aplicando un voltaje o una corriente especificados a los dos terminales de entrada. Una bobina situada dentro del relevador traduce la energía eléctrica de la señal en energía mecánica, que abre o cierra los contactos.

**Relevadores de estado sólido.** Accionan dispositivos externos controlando corrientes de carga con semiconductores que actúan como interruptores. Para poder emplear semiconductores como interruptores, es necesario definir con mucho mayor detalle que en el caso de los relevadores eléctricos las características de carga y potencia que se interrumpe. La potencia controlada debe especificarse como CA o CD; en el caso de la CD, es necesario especificar la polaridad o dirección de la corriente a través del interruptor.

En la figura 17-15 se presentan las configuraciones más comunes de contactos de relevadores y sus circuitos equivalentes de estado sólido. La interrupción de estado sólido de una carga de CD en una configuración de contacto de la forma A normalmente se realiza empleando la señal de entrada para polarizar en sentido directo un transistor de valor nominal apropiado a la condición de saturación. Para la acción de interruptor normalmente cerrado (forma B), se requiere una pequeña corriente de excitación a fin de mantener cerrado el interruptor de salida cuando no hay señal de entrada. Normalmente, esta corriente de excitación se toma de la fuente de potencia de la carga. Deja de accionar la salida para detener el flujo de corriente cuando se aplica la señal de control. La combinación de circuitos de las formas A y B da por resultado un control de la corriente de carga equivalente al de un interruptor de un polo-dos tiros (formas C y D).

Los relevadores de estado sólido tienen mayor rapidez de conmutación en respuesta a la señal de entrada que los relevadores electromecánicos. La vida del "contacto" es prácticamente ilimitada cuando se toman las precauciones necesarias para evitar las sobrecargas. Dado que no tienen partes móviles, la mayor parte de los relevadores de estado sólido están encapsulados para obtener resistencia a alto impacto y vibración. De este modo se logra gran confiabilidad y se reducen mucho los costos de mantenimiento.



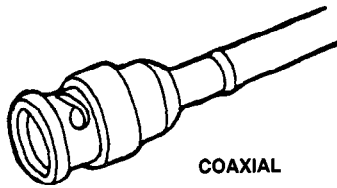
**Fig. 17-15.** Circuitos de conmutación de estado sólido equivalentes para las formas de contacto de relevador comúnmente usadas.

#### Relevadores de contacto humedecidos con mercurio.

Son dispositivos interruptores de alta capacidad, sensibles y rápidos que funcionan con extrema confiabilidad. Básicamente, un relevador de este tipo consta de una o más cápsulas interruptoras de vidrio rodeadas por una bobina. La película de mercurio elimina el rebote de contacto que puede causar errores en los circuitos electrónicos. Los relevadores de contacto humedecidos con mercurio poseen unas características de elevada ganancia de potencia y versátiles capacidades de manejo de potencia, que los hacen adecuados para múltiples usos. Por ejemplo, pueden ser accionados a un nivel de 25 mW por lógica diodo-transistor (DTL) o lógica transistor-transistor (TTL), y pueden manejar una carga de solenoide de 250 VA en sus contactos. Los mismos contactos pueden pasar una señal analógica de microvolts o controlar un pequeño motor.

**Relevadores de armadura.** Son esencialmente unos sencillos dispositivos electromecánicos que conmutan circuitos a través de señales de mando o pequeñas señales de control. Las características físicas y eléctricas de estos relevadores pueden hacerse variar de manera casi infinita en respuesta a diferentes requisitos. Sin embargo, la interdependencia es muy grande entre las partes mecánicas del relevador y el sistema eléctrico. La elección del mejor relevador en términos del rendimiento requerido al mínimo costo implica dos pasos principales:

1. Determinación de todos los factores pertinentes de la aplicación.
2. Traducción de los requisitos necesarios para la aplicación en una especificación sensata para el relevador.



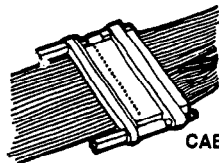
COAXIAL

El cable coaxial es una línea de transmisión que consta de un conductor central macizo, o multifilar trenzado, rodeado por un dieléctrico al que cubren un conductor entrelazado y una capa de aislamiento. Los conectores para cable coaxial tienen terminaciones tanto para el conductor central como para el entrelazado. Se usan principalmente en circuitos de radiofrecuencia y en líneas de transmisión para computadora. Se especifican para impedancia variable, o se acoplan en impedancia a los cables que conectan. El tipo de cable usado determina con frecuencia el tipo de conector por elegir.



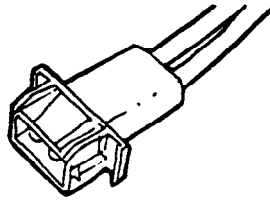
DE ALTO VOLTAJE

Los conectores de alto voltaje se emplean principalmente para proteger al personal y equipos contra el contacto o descarga por arco de terminaciones de alto voltaje. Estos conectores usualmente tienen un casco externo o capuchón protector, y sus valores nominales típicos son de 6 000 a 60 000 V.



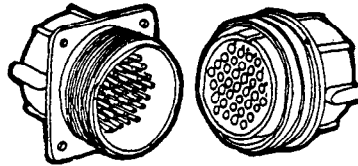
CABLE FLEXIBLE

Existen en el mercado conectores de cable flexible para conductor plano y para cable plano con conductor redondo. Además de los conectores que terminan los alambres con soldadura de algún tipo o retorcimiento, se dispone de conectores de dos piezas tipo sandwich que perforan el aislamiento para establecer las conexiones. Los conectores de este tipo permiten la rápida conexión de alambre redondo, cable plano, plano a plano, y cable conductor redondo a plano.



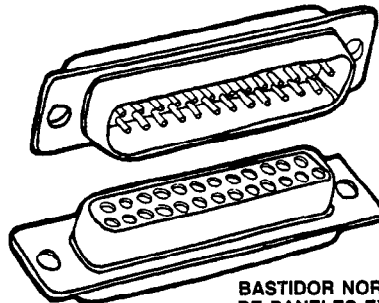
DE CAMPANA BLANDA

Como su nombre indica, los conectores de campana blanda son de materiales no duros (o metálicos). Este término normalmente se aplica a los conectores de bajo costo empleados para aplicaciones comerciales. Usualmente se moldean en un material termoplástico económico, como el nilón, y son relativamente grandes para el número de contactos que portan. Este diseño permite el uso de grandes capacidades de corriente y admite grandes tolerancias de manufactura, lo que reduce los costos de producción.



CIRCULAR

Un conector circular consta de una clavija y un receptáculo que se conectan entre sí por medio de un anillo de acoplamiento. El anillo puede ser de rosca, de bayoneta o una configuración de empuje y tracción, con 2 a 65 contactos.



BASTIDOR NORMALIZADO DE PANELES EXTRAÍBLES

Los conectores de bastidor normalizado o "paneles extraíbles" suelen tener forma cuadrada o rectangular, con gran número de contactos para conectar chasis o gavetas de equipo eléctrico o electrónico a un panel de soporte. Existen en el mercado mecanismos con diversas configuraciones para estos conectores de acoplamiento ciego.

Fig. 17-16. Conectores comunes.



Los relevadores operados con corriente directa tienen de manera inherente mayores expectativas de tiempo de vida útil que los relevadores de descarga en arco. De las diversas fuentes de CD, la más común es probablemente la CA rectificada. Con frecuencia, la fluctuación de la CA superpuesta a la CD afecta el funcionamiento del relevador. Algunos relevadores de CD pueden tolerar la fluctuación; otros requieren filtrado.

La mayoría de los fabricantes producen relevadores estándares con un montaje particular, pero pueden suministrar una gama de distintos montajes. Muchos relevadores abiertos y la mayor parte de los cerrados pueden montarse sobre bases con clavijas para su uso en zócalos (tomas o enchufes). Las terminales más frecuentes en los relevadores son de tornillos, soldadura, clavijas, circuitos impresos y conexiones rápidas. Los relevadores de potencia suelen dotarse de terminales de tornillo; sin embargo, también son comunes las terminales de conexión rápida. La mayor parte de los relevadores, con excepción de los de potencia, presentan conexiones por soldadura, pero por lo común pueden suministrarse con otros tipos de conexiones si se requieren.

Los relevadores se colocan en recipientes para protegerlos contra condiciones atmosféricas adversas, exposición excesiva al polvo y daño mecánico. Los distribuidores suministran acabados que protegen las partes de los relevadores contra la mayor parte de las condiciones ambientales que suelen observarse.

La mayor parte de los relevadores de tipo abierto tienen pequeñas áreas lo suficientemente grandes para que el fabricante imprima el nombre de su compañía y el número de parte, pero nada más. Los relevadores cubiertos suelen tener suficientes áreas planas para imprimir más información y diagramas de alambrado. Es posible imprimir en áreas pequeñas por medios serigráficos a bajo costo.

### 17.5.3 Conectores

El objetivo de un conector es establecer una conexión segura y al mismo tiempo fácilmente removible entre conductores. Es importante que estas conexiones opongan baja resistencia y sean eléctricamente "invisibles". Las partes básicas de un conector, cualquiera que sea su clasificación, son las clavijas y receptáculos complementarios, cada uno con puntas o zócalos en algún medio aislante. Tanto las clavijas como los receptáculos suelen tener cubiertas protectoras de metal o plástico.

Las principales clases de conectores son: la circular (o cilíndrica), de bastidor normalizado o "cremallera y panel" (rectangular), de circuito impreso (de borde y de dos piezas) y la coaxial (principalmente para radiofrecuencia) (fig. 17-16). Los conectores clásicos son las unidades de bastidor normalizado y los cilíndricos cubiertos de metal; ambos han permanecido en el mercado durante más de 40 años. Ahora se presentan en forma miniatura, principalmente para aplicaciones militares, y son productos de precisión de alta densidad de contacto.

Los conectores coaxiales para radiofrecuencia también han existido en el mercado durante más de 40 años. Las dimensiones y selección de materiales son determinadas por los estrictos requisitos impuestos por la transmisión a radiofrecuencias (RF). Con la conversión de los circuitos de chasis metálico a tarjetas de circuito impreso, se creó la demanda de conectores de circuito impreso. La aceptación del tablero de circuito impreso hizo necesarios muchos tipos diferentes de adaptadores, zócalos y planos de apoyo, por lo que nació toda una nueva subsección de interconexiones en el campo de los conectores.

La demanda de alta densidad, alambrado más flexible y terminaciones más rápidas y eficientes para cables de bajo voltaje y de nivel de señal ha hecho cada vez más atractivo el cable cinta, con mayor frecuencia llamado cable flexible plano. Diversos conectores, adaptadores y zócalos de borde PC de bastidor normalizado se han adaptado a la construcción por desplazamiento del aislamiento con terminación en masa.

**Conectores coaxiales.** Se utilizan más a menudo en la transmisión de audio, vídeo y radiofrecuencia, hasta la frecuencia de microondas. Disponibles en tamaños estándares o miniatura, estos conectores son productos discretos. Están diseñados para dar cabida al alambre central o coaxial y a una protección metálica. Esta última minimiza la interferencia de radiofrecuencia, ya sea desde (transmisión) o hacia el cable (recepción). Estos conectores también se fabrican como insertos para conectores cilíndricos de alambres múltiples.

**Conectores cilíndricos.** Se utilizan principalmente para hacer conexiones externas entre las diversas unidades o componentes de un sistema electrónico, sea éste radio, radar, sonar, armamento, de transmisión de datos o una máquina industrial. La cubierta cilíndrica externa es la mejor protección contra impacto, vibración y factores ambientales, y se acopla o desacopla con facilidad por distintos métodos.

**Conectores de bastidor normalizado.** Se diseñaron originalmente para su uso dentro de gabinetes protectores en la interconexión de diversos chasis y módulos de un sistema completo. Las unidades de bastidor normalizado estándar para uso militar suelen tener las mismas puntas y zócalos que las unidades cilíndricas de la misma calidad. Las cubiertas rectangulares permiten la máxima densidad de alambrado posible por unidad de espacio disponible, pero plantean ciertos problemas de sujeción. Las clavijas y receptáculos se acoplan mecánicamente con tornillos internos o abrazaderas externas. Existen numerosos conectores recubiertos de plástico con contactos de alta densidad, más correctamente llamados conectores rectangulares.

Los contactos deben permitir una elevada conductividad eléctrica y al mismo tiempo poder acoplarse y desacoplarse con facilidad. Esto se realiza con la acción de retención por resorte en conectores de alta densidad y calidad. Las puntas se labran en bronce o níquel-plata, y los contactos se hacen de metales no ferrosos con propiedades de resorte, como berilio-co-

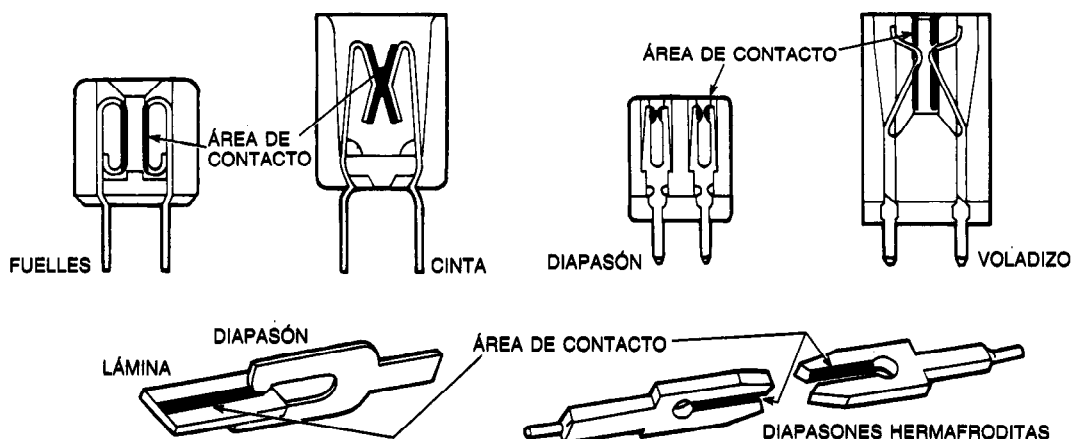


Fig. 17-17. Formas de contacto comunes en tableros de circuitos.

bre, fósforo-bronce o níquel-plata. El zócalo se diseña de modo que una superficie de contacto flexible pueda sujetar la punta con fuerza suficiente para que la conductividad sea elevada aun después de muchos acoplamientos y desacoplamientos.

La chapa de oro es la superficie preferida para los contactos de acoplamiento, ya que permite una acción deslizante y resistente a la corrosión, oxidación y otras formas de contaminación. Un grosor de chapeado de 50  $\mu$ pulg sigue siendo un requisito para la especificación de conectores para uso militar.

Las puntas y zócalos se ensamblan en cubiertas insertándolos en espacios, lo cual determina las dimensiones de centro a centro. Es aconsejable algún grado de flexibilidad para evitar el desalineamiento o el deterioro de puntas y zócalos. Los niveles de voltaje y las frecuencias de las señales que se transmiten son los que determinan la separación mínima entre contactos.

La mayor parte de los conectores de alta calidad tienen contactos removibles que se unen a los alambres del cable retorciéndolos. Una vez retorcidos, los cables con sus contactos se insertan en los cuerpos del conector con herramientas especiales. Los conectores *poke-home* se insertan con una herramienta manual que comprime los resortes. Los resortes detienen los contactos en posición dentro de las cubiertas. El que puntas y zócalos puedan retirarse con facilidad agiliza la inspección y los cambios o reparaciones en el campo.

Existen conectores herméticamente sellados que requieren la unión individual de los alambres a los contactos por algún tipo de soldadura. Los contactos no son flexibles, y es necesario tener especial cuidado al manejar estos productos con sellos de vidrio a metal.

**Conectores de tablero de circuito impreso (PCB).** Están diseñados para permitir múltiples contactos entre un PCB o una tarjeta y un cable. El más simple de ellos es el conector de borde de tarjeta, un bloque de plástico ranurado de acoplamiento ajustado, el cual tiene hileras de contactos de resorte metálico aislados eléc-

tricamente. Cuando se inserta el borde de la tarjeta PC se establece contacto entre los dedos conductores de la tarjeta y los alambres o el cable unidos a los extremos terminales de los contactos (fig. 17-17).

Se dispone de conectores PCB con 6 a 50 o más contactos. Se comprende que los conectores para tableros de dos caras tienen doble lectura. La mayor parte de los conectores de borde están diseñados para aceptar tarjetas o tableros PC de 1/16 pulg (0.062 pulg) de grosor.

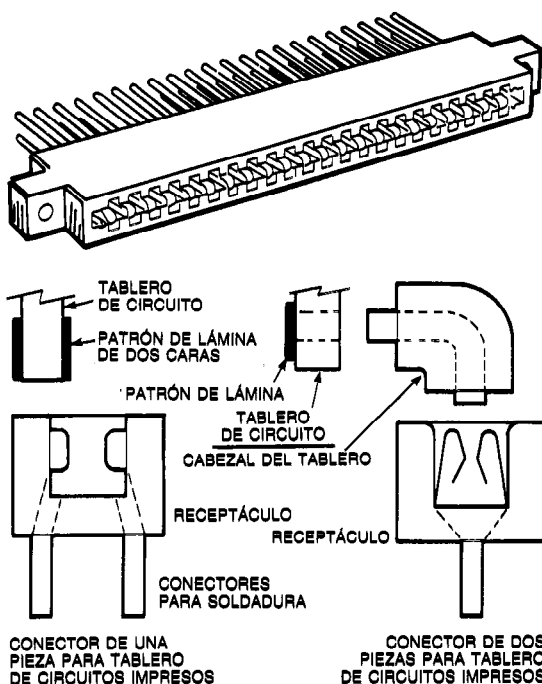


Fig. 17-18. Contactos de conectores en tableros de circuitos.

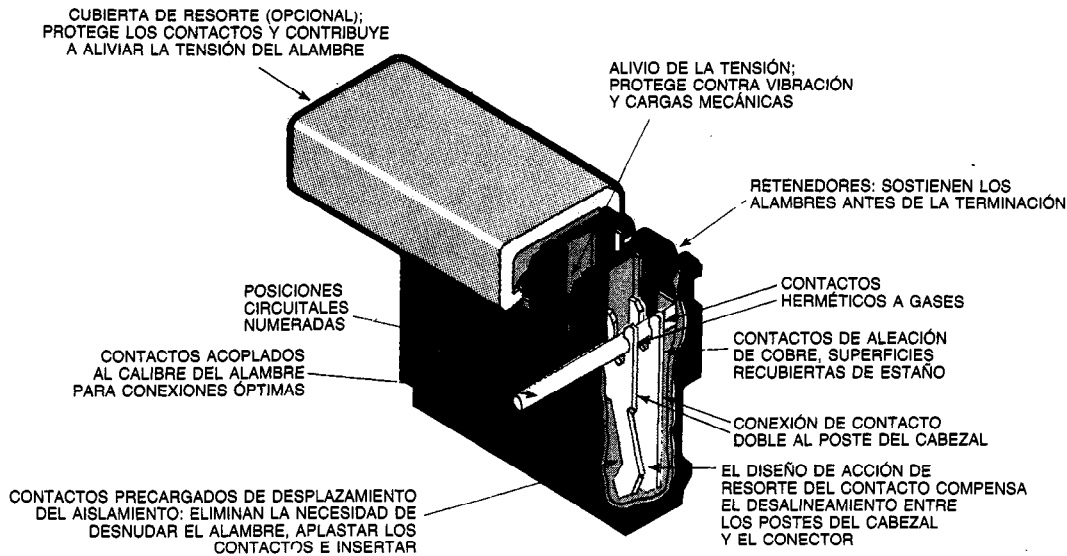


Fig. 17-19. Características típicas de conectores de desplazamiento por aislamiento de terminación en masa.

Se usan conectores PCB de dos piezas cuando existe la posibilidad de que los contactos puedan separarse por vibración o impacto (fig. 17-18). Se utilizan diversos materiales para los cuerpos de los conectores PCB. Entre ellos se incluyen las resinas de termofraguado dialilftalato, melamina, fenoles, termoplásticos, nilón y policarbonato.

Entre los conectores de desplazamiento por aislamiento (IDC) de terminación en masa (fig. 17-19) se incluyen: conectores PCB, transiciones, placas pasahilos, zócalos, adaptadores, conectores de entrada/salida, y zócalos y clavijas para circuitos integrados DIP. Todos estos productos tienen en común un conjunto de contactos móviles inmersos en el conector, lo cual permite acoplarlos de manera rápida y fácil a un cable plano de cinta estandarizado con una simple acción de compresión. Las hileras de contactos, que pueden tener o no chapeado de oro, pueden desplazarse para unirse conjuntamente por medio de una presión externa a través de la capa aislante que rodea a los alambres, lo cual asegura los contactos con los alambres.

La contribución a la confiabilidad o no confiabilidad de los conectores que con mayor frecuencia se pasa por alto es su manejo durante la instalación y el mantenimiento. El manejo deficiente, daño físico (en particular de las puntas de contacto), suciedad, unión in-

correcta o descuidada de cable o alambre, montaje incorrecto, etcétera, pueden causar problemas de confiabilidad en un conector que por sus características resulta fiable.

#### LIBROS Y PUBLICACIONES

- *Assembly Engineering*, Hitchcock, Wheaton, IL.
- *Circuits Manufacturing*, Benwill, Boston, MA.
- *Electronic Packaging & Production*, Cahners, Denver, CO.
- C. A. Harper, *Handbook of Electronic Packaging*, McGraw-Hill, Nueva York.
- C. A. Harper, *Handbook of Wiring, Cabling and Interconnecting for Electronics*, McGraw-Hill, Nueva York.
- *Industry Week*, Penton, Cleveland, OH.
- Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits (ICP), Evanston, IL.
- *Insulation / Circuits*, Lake, Libertyville, IL.
- *Machine Design*, Penton, Cleveland, OH.
- *Microelectronic Manufacturing & Testing*, Lake, Libertyville, IL.
- *Production*, Production, Bloomfield Hills, MI.
- *Solid State Technology*, Cowan, Port Washington, NY.

## CAPÍTULO 18

# Dispositivos de microondas

**Hing-Loi A. Hung**

COMSAT Laboratories, Clarksburg, Maryland  
George Washington University  
Washington, DC

### INTRODUCCIÓN

#### 18.1 Componentes pasivos

- 18.1.1 Líneas de transmisión
- 18.1.2 Dispositivos recíprocos
- 18.1.3 Componentes no recíprocos

#### 18.2 Componentes activos

- 18.2.1 Tubos de microondas

- 18.2.2 Dispositivos  
semiconductores

#### 18.3 Circuitos integrados de microondas (MIC)

- 18.3.1 Circuitos integrados de microondas  
híbridos
- 18.3.2 Circuitos integrados de microondas  
monolíticos (MMIC)

## INTRODUCCIÓN

Las técnicas de microondas se han venido usando cada vez más en aplicaciones tan diversas como las comunicaciones terrestres, radioastronomía, comunicaciones por satélite y sistemas de radar, así como en aplicaciones industriales y productos comerciales, como hornos de microondas. Los componentes usados en estas aplicaciones operan con longitudes de onda del orden de los centímetros, desde 30 hasta alrededor de 0.1 cm (frecuencias de 1 a 300 GHz), y las dimensiones de los circuitos generalmente son del mismo orden de magnitud o menor que estas longitudes de onda. En la figura 18-1 se presenta la región de las microondas del espectro de frecuencia. A medida que se acelera el crecimiento de la tecnología de las microondas, las líneas de transmisión de elementos distribuidos en guías de ondas, cables coaxiales y líneas desnudas están siendo sustituidas por componentes con dimensiones cada vez menores. Entre esos componentes se incluyen los circuitos de elementos concentrados, circuitos de líneas de microcinta y dispositivos activos, en los que se usan las más recientes tecnologías de semiconductores de película delgada y película gruesa de silicio y arseniuro de galio en los enfoques de circuitos integrados de microondas (MIC, de *microwave integrated circuit*) y circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, de *monolithic MIC*). Los desarrollos más recientes en los componentes activos han dado por resultado tubos osciladores y amplificadores de microondas y sus equivalentes de estado sólido para frecuencias mayores de 100 GHz.

### 18.1 COMPONENTES PASIVOS

Los componentes de microondas que guían ondas electromagnéticas a través de un medio dieléctrico o realizan diversas funciones, tales como la combinación, división o defasamiento de ondas EM, se clasifican como líneas de transmisión, dispositivos recíprocos y dispositivos no recíprocos. En general son componentes en los cuales la disipación se debe a factores como pérdida de conducción, pérdida dieléctrica, radiación y absorción de potencia por el material.

#### 18.1.1 Líneas de transmisión

Las líneas de transmisión usadas para propagar energía por microondas, ya sea en la forma "ordinaria" de dos conductores o como guías de onda (guíaondas) metálicas, pueden analizarse resolviendo las ecuaciones de Maxwell con condiciones de frontera apropiadas o bien empleando la teoría de los circuitos de parámetros distribuidos, solamente en términos de voltaje, corriente e impedancia. En la tabla 18-1 se enumeran algunos resultados útiles que relacionan la resistencia en serie  $R$ , conductancia en derivación  $G$ , inductancia en serie  $L$  y capacitancia en derivación  $C$  con la impedancia característica de la línea de transmisión  $Z_0$  y de la carga  $Z_L$ . Estos parámetros distribuidos se expresan por longitud unitaria, y se supone que la onda se propaga en la

dirección  $z$  positiva. La transmisión y reflexión de ondas también se relacionan con parámetros tales como la razón de onda estacionaria de voltaje e impedancia característica de la línea de transmisión.

**Gráfica de Smith<sup>1</sup>.** Representada en la figura 18-2; relaciona gráficamente la impedancia con el coeficiente de reflexión o con la razón de onda estacionaria (dada en la escala horizontal) y la posición de un mínimo de voltaje. Consta de lugares geométricos de resistencia y reactancia graficados en un diagrama polar, en el que el radio corresponde a la magnitud del coeficiente de reflexión y el ángulo a la fase de dicho coeficiente, referido a un punto general a lo largo de la línea. Combinando operaciones sobre la gráfica, el usuario puede proyectar complicadas técnicas de acoplamiento de impedancias. En la actualidad, complicados análisis por computadora y programas de síntesis<sup>2,3</sup> permiten analizar más a fondo y optimizar el diseño de circuitos de acoplamiento<sup>27</sup> para requisitos específicos.

**Guías de onda de sección rectangular.** Conductoras huecas que pueden manejar ondas eléctricas transversales (TE, de *transverse electric*) y magnéticas transversales (TM, de *transverse magnetic*); se usan más comúnmente para aplicaciones de baja pérdida y alta potencia. Se dimensionan (nominalmente con la mitad de la altura o un poco menos de la mitad del ancho) de forma que se permita que el modo de orden más bajo (dominante), tal como el TE<sub>10</sub>, se propague con la menor cantidad de atenuación. En este modo sólo la componente del campo eléctrico, cuyo patrón de campo semisinusoidal cubre la guía con máxima magnitud en el centro, es transversal a la dirección del flujo de energía. En la tabla 18-2 se presentan las características de diferentes guías de onda optimizadas para intervalos de frecuencia específicos. Su frecuencia de operación recomendada está nominalmente un 30% por encima de la frecuencia de corte ( $f_c = c/2a$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $a$  es el ancho de la guía de onda) en el extremo de baja frecuencia, y un 30% por debajo del siguiente modo de orden superior ( $f'_c = c/a$ , nominalmente) en el extremo alto del intervalo de frecuencia. En la tabla también se presentan la atenuación y la capacidad de manejo de potencia de las guías de onda. Para incrementar el valor nominal de potencia pico de las guías de onda por encima de los valores máximos recomendados para uso normal, las guías de onda pueden presurizarse con aire seco o hexafluoruro de azufre. En las referencias bibliográficas 4 y 5 se pueden consultar más datos sobre la guía de onda de sección rectangular.

**Guías de onda de sección circular<sup>6</sup>.** Tienen aplicaciones únicas, por ejemplo, en articulaciones giratorias de alimentadores de antenas. Sus modos inferiores de frecuencia de corte son TE<sub>11</sub> y TM<sub>01</sub>. Sin embargo, el TE<sub>0k</sub>, para cualquier número  $k$ , produce atenuación decreciente para una guía de onda de tamaño fijo conforme aumenta la frecuencia. Se experimentó con guías sobredimensionadas en el modo eléctrico circular TE<sub>01</sub> para su empleo en la transmisión portadora te-

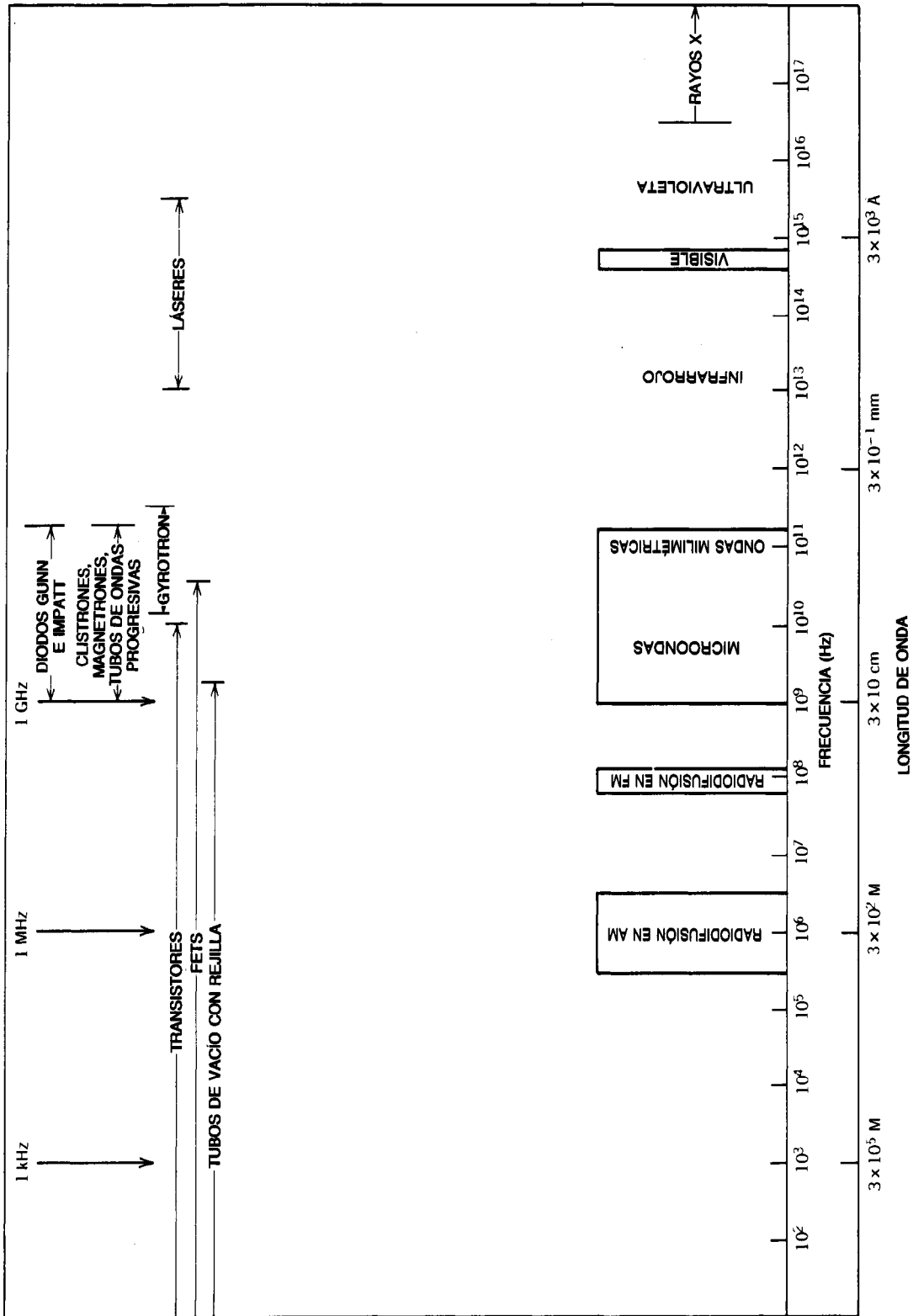


Fig. 18-1. Región de las microondas del espectro electromagnético.

## COORDENADAS DE IMPEDANCIA O ADMITANCIA

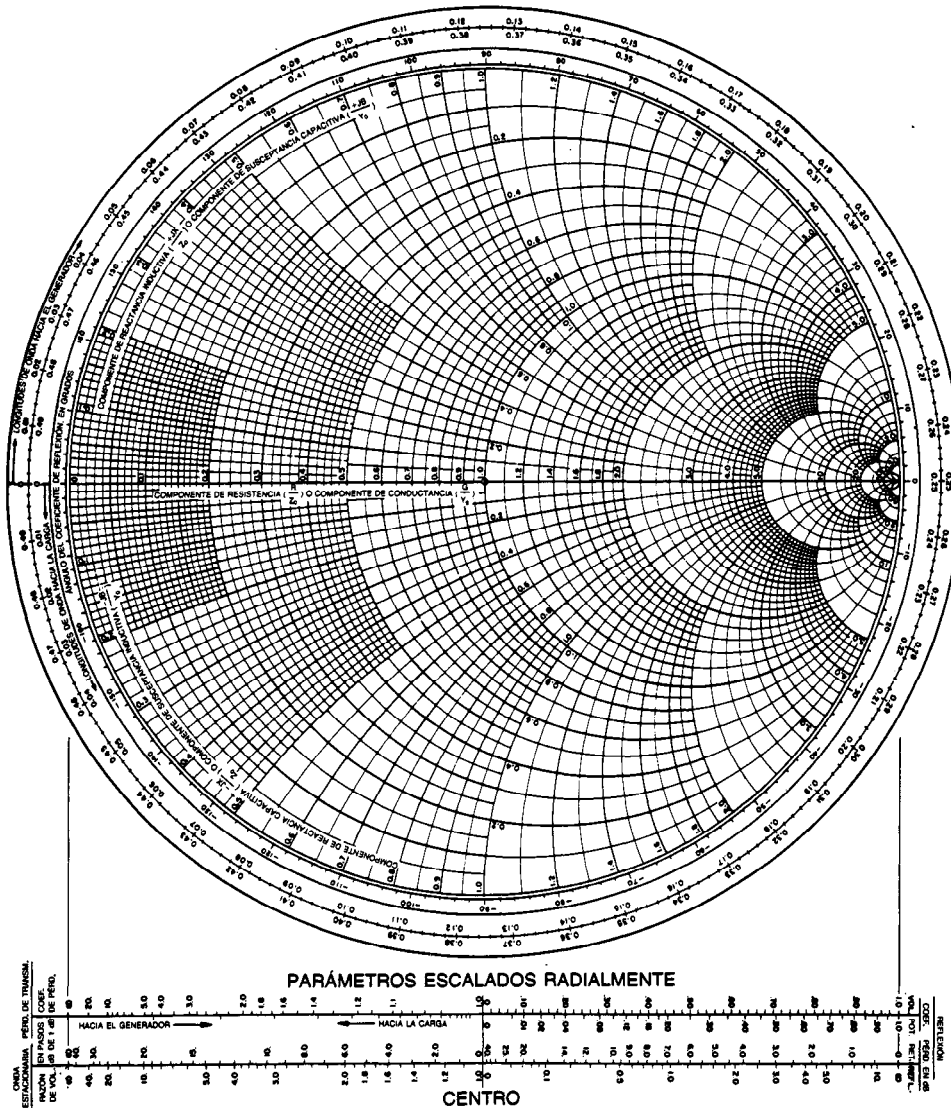


Fig. 18-2. Gráfica de Smith.

lefónica de onda milimétrica a larga distancia, a pesar de la precisión extra necesaria para evitar la presencia de modos indeseados. Éstos pueden presentarse si la sección de la guía de onda se hace ligeramente elíptica o si su eje se curva. Las guías de onda correctamente instaladas producen una atenuación de apenas unos cuantos decibels por milla con ondas milimétricas de más de 40 GHz. Esta aplicación específica de las guías de onda de sección circular no se implementó; en su lugar se han empleado técnicas fibrópticas.

**Guía de onda con rebordes interiores<sup>4,7</sup>.** Tiene un borde central agregado a la parte superior, inferior o ambas de un tramo de guía de onda de sección rectangular.

Debido al efecto capacitivo en el centro, la frecuencia de corte y la impedancia efectiva se reducen. Esta estructura permite el acoplamiento de impedancia y un mayor ancho de banda en un mismo modo, con un ligero incremento en la pérdida de transmisión.

**Línea de transmisión radial<sup>8</sup>.** Dirige energía electromagnética radialmente entre dos placas paralelas circularmente conductoras. Este tipo de transmisión se aplica en osciladores de estado sólido, en los cuales el diodo se encuentra inmerso entre las placas dentro de una cavidad de la guía de onda. Otras posibles aplicaciones se encuentran en los circuitos combinadores de potencia y bocinas de sector.

**Línea de transmisión de conductores paralelos.** En la tabla 18-3 se presentan las características de este tipo de línea con algunas de sus configuraciones. La más común es la línea coaxial, debido principalmente a la facilidad de construcción y buen blindaje entre campos electromagnéticos dentro y fuera de la línea. Sólo pueden alcanzarse valores de impedancia de 30 a 100  $\Omega$  o más. La línea en paralelo blindada permite una impedancia aún más baja. Las líneas coaxiales presentan flexibilidad física y mayores pérdidas, especialmente a altas frecuencias, en comparación con las estructuras de guía de onda de sección rectangular. En las referencias bibliográficas 4 y 9 se exponen datos y características detallados.

**Línea de transmisión plana o de cinta<sup>10,11</sup>.** Consta de una cinta conductora central dispuesta en un material dieléctrico entre dos planos de tierra. En la figura 18-3 se presenta un corte transversal de la configuración de esta línea, así como de otros tipos. Los campos de propagación en la línea de cinta están en el modo electromagnético transversal (TEM, de *transverse electromagnetic*).

Debido a la configuración no planar de la línea de cinta, sus principales aplicaciones se han limitado a componentes discretos.

**Línea de microcinta o microbanda<sup>12-14</sup>.** Consta de un conductor de cinta separado del plano de tierra por una capa dieléctrica pulida, de alúmina, sílice fundida o duroide. Toda la definición del circuito se realiza en el plano del conductor de cinta. La impedancia y longitud de las líneas determinan las propiedades del circuito. En virtud de que la mayor parte del campo está confinada en el dieléctrico abajo de la cinta de conductor, el modo normal de propagación es cuasi TEM.

Esta configuración presenta una pérdida eléctrica ligeramente mayor, así como menores capacidades de manejo de potencia, en comparación con la línea de cinta.

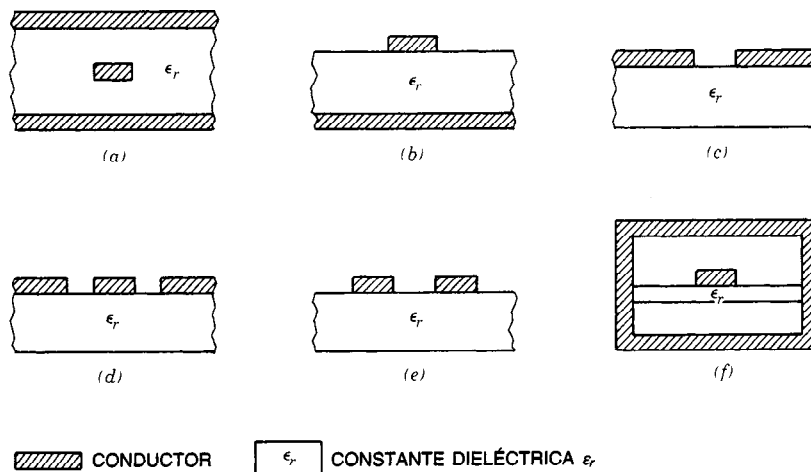
**Línea de transmisión de sustrato suspendido<sup>4</sup>.** Consta de un sustrato con una cinta de conductor en la cara superior, suspendido en una cubierta metálica. Las características de transmisión son determinadas por grosor del sustrato, constante dieléctrica, altura del espacio de aire y ancho del conductor de cinta.

**Guías de onda ranuradas y coplanares<sup>12</sup>.** Son otras formas de circuitos distribuidos, útiles en aplicaciones específicas. Ambos tipos de líneas de transmisión tienen conductores en un solo lado del sustrato, lo cual permite el montaje en derivación de dispositivos sin la necesidad de perforaciones de un lado a otro, como en el caso de las líneas de microcinta. También tienen campos magnéticos de radiofrecuencia longitudinales así como transversales y propiedades de polarización que los hacen útiles para dispositivos ferríticos no recíprocos. Estas líneas de transmisión son cada vez más populares en circuitos integrados de microondas (MIC, de *microwave integrated circuits*).

En las figuras 18-4 a 18-7 se presentan las características de las líneas de cinta, de microcinta y ranurada, de las guías de onda y de las cintas coplanares.

**Forma de elementos concentrados<sup>16</sup>.** En éstos circuitos se usan componentes que se comportan como capacitores, inductores o resistores. Dado que su tamaño es una pequeña fracción de una longitud de onda, constituye una ventaja respecto a las líneas de microcinta en el intervalo más bajo de frecuencias de microondas, como en algunas aplicaciones MIC.

**Redes de microondas.** Se caracterizan por parámetros de dispersión (o parámetros  $S$ , de *scattering*)<sup>17,18</sup>. Se utilizan variables de onda incidente y reflejada en vez de voltajes y corrientes, cuyas definiciones no son únicas. Para obtener el parámetro se realizan mediciones de reflexión y transmisión en las puertas, que terminan con impedancias características acopladas. Con este método se evita la incertidumbre de los cir-



**Fig. 18-3.** Configuraciones transversales de algunas líneas de transmisión de dieléctrico: a) línea de cinta; b) microcinta; c) línea de ranura; d) guía de onda coplanar (CPW); e) cinta coplanar; f) sustrato suspendido.



Tabla 18-1. Características de una línea de transmisión

Parámetros	Caso sin pérdidas	Caso de baja pérdida (Resultados aproximados, $a - i$ )	Caso con pérdidas
a. Constante de propagación $\gamma = \alpha + j\beta$	$j\omega\sqrt{LC}$	$\alpha + j\beta$ (abajo)	$\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$
b. Constante de atenuación $\alpha$	0	$R/2Z_0 + GZ_0/2$	Parte real de $\gamma$
c. Constante de fase $\beta$	$\omega\sqrt{LC} = \omega/v = 2\pi/\lambda$	$\omega\sqrt{LC} \left[ 1 - \frac{RG}{4\omega^2 LC} + \frac{G^2}{8\omega^2 C^2} + \frac{R^2}{8\omega^2 L^2} \right]$	Parte imaginaria de $\gamma$
d. Impedancia característica $Z_0$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\sqrt{\frac{L}{C} \left[ 1 + j \left( \frac{G}{2\omega C} - \frac{R}{2\omega L} \right) \right]}$	$\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$
e. Impedancia de entrada $Z_i$ en $l$ desde la carga con $Z_L$	$Z_0 \left[ \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \right]$		$Z_0 \left[ \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \right]$
f. Impedancia de la línea en cortocircuito	$jZ_0 \tan \beta l$	$Z_0 \left[ \frac{\alpha l + j \tan \beta l}{1 + j\alpha l \tan \beta l} \right]$	$Z_0 \tanh \gamma l$
g. Impedancia de la línea abierta	$-jZ_0 \cot \beta l$	$Z_0 \left[ \frac{1 + j\alpha l \tan \beta l}{\alpha l + j \tan \beta l} \right]$	$Z_0 \coth \gamma l$
h. Impedancia de la línea de cuarto de onda	$\frac{Z_0^2}{Z_L}$	$Z_0 \left[ \frac{Z_0 + Z_L \alpha l}{Z_L + Z_0 \alpha l} \right]$	$Z_0 \left[ \frac{Z_L \tanh \alpha l + Z_0}{Z_0 \tanh \alpha l + Z_L} \right]$

Tabla 18-1. Características de una línea de transmisión (continuación)

Parámetros	Caso sin pérdidas	Caso de baja pérdida (Resultados aproximados, $a \rightarrow i$ )	Caso con pérdidas
i. Impedancia de la línea, número entero de semilongitudes de onda	$Z_L$	$Z_0 \left[ \frac{Z_L + Z_0 \alpha l}{Z_0 + Z_L \alpha l} \right]$	$Z_0 \left[ \frac{Z_L + Z_0 \tanh \alpha l}{Z_0 + Z_L \tanh \alpha l} \right]$
j. Voltaje a lo largo de la línea $V(-l)$	$V_i \cos \beta l + j I_i \sin \beta l$		$V_i \cosh \gamma l + I_i Z_0 \sinh \gamma l$
k. Corriente a lo largo de la línea $I(-l)$	$I_i \cos \beta l + j \frac{V_i}{Z_0} \sin \beta l$		$I_i \cosh \gamma l + \frac{V_i}{Z_0} \sinh \gamma l$
l. Coeficiente de reflexión $\Gamma$	$(Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0)$		$(Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0)$
m. Razón de onda estándar $\rho$	$(1 +  \Gamma )/(1 -  \Gamma )$	$(1 +  \Gamma )/(1 -  \Gamma )$	$(1 +  \Gamma )/(1 -  \Gamma )$
n. $\Gamma$ en un punto, impedancia real ( $R$ )		$\Gamma = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$	
o. $R > Z_0$ (al máximo de voltaje)		$\rho = R/Z_0$	
p. $R < Z_0$ (al máximo de voltaje)		$\rho = Z_0/R$	
q. Potencia reflejada, $P_r$ Potencia incidente, $P_i$		$P_r/P_i =  \Gamma ^2 = \left( \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \right)^2$	
r. Potencia transmitida, $P_t$ Potencia incidente, $P_i$		$P_t/P_i = 1 -  \Gamma ^2 = \frac{4r}{(1 + r)^2}$	

Tabla 18-2. Datos para una guía de onda de sección rectangular rígida (modo dominante: TE<sub>10</sub>)

Número de guía de onda equivalente de la Electronic Industries Association (núm. WR)	Intervalo de frecuencias (GHz)	Intervalo de longitud de onda (CM)	Frecuencia de corte (GHz)	Longitud de onda de corte (CM)	Intervalo de $2\lambda / \lambda_c$	Intervalo de $\lambda_g / \lambda$	Potencia nominal CW teor. (MW)	Atenuación teor. (dB/100 pies)
975	0.75-1.12	39.95-26.76	0.605	49.53	1.61-1.08	1.70-1.19	27.0-38.5	.137-.095
770	0.96-1.45	31.23-20.67	0.766	39.12	1.60-1.06	1.66-1.18	17.2-24.1	.201-.136
650	1.12-1.70	26.76-17.63	0.908	33.02	1.62-1.07	1.70-1.18	11.9-17.2	.317-.212 .269-.178
510	1.45-2.20	20.67-13.62	1.157	25.91	1.60-1.05	1.67-1.18	7.5-10.7	
430	1.70-2.60	17.63-11.53	1.372	21.84	1.61-1.06	1.70-1.18	5.2-7.5	.588-.385 .501-.330
340	2.20-3.30	13.63-9.08	1.736	17.27	1.58-1.05	1.78-1.22	3.1-4.5	.877-.572 .751-.492
284	2.60-3.95	11.53-7.59	2.078	14.43	1.60-1.05	1.67-1.17	2.2-3.2	1.102-.752 .940-.641
229	3.30-4.90	9.08-6.12	2.577	11.63	1.56-1.05	1.62-1.17	1.6-2.2	
187	3.95-5.85	7.59-5.12	3.152	9.510	1.60-1.08	1.67-1.19	1.4-2.0	2.08-1.44 1.77-1.12
159	4.90-7.05	6.12-4.25	3.711	8.078	1.51-1.05	1.52-1.19	0.79-1.0	
137	5.85-8.20	5.12-3.66	4.301	6.970	1.47-1.05	1.48-1.17	0.56-0.71	2.87-2.30 2.45-1.94
112	7.05-10.00	4.25-2.99	5.259	5.700	1.49-1.05	1.51-1.17	0.35-0.46	4.12-3.21 3.50-2.74
90	8.20-12.40	3.66-2.42	6.557	4.572	1.60-1.06	1.68-1.18	0.20-0.29	6.45-4.48 5.49-3.83
75	10.00-15.00	2.99-2.00	7.868	3.810	1.57-1.05	1.64-1.17	0.17-0.23	

Tabla 18-2. Datos para una guía de onda de sección rectangular rígida (modo dominante: TE<sub>10</sub>) (continuación)

Material	MIL-W-85G Número de tipo RG( )/U	Choque de la brida UG( )/U	Cubierta de la brida UG( )/U	Dimensión interna (pulg.)	Tolerancia ±	Dimensión externa (pulg.)	Tolerancia ±	Grosor de la pared nominal
Alum.	204			9.750-4.875	.010	10.000-5.125	.010	0.125
Alum.	205			7.700-3.850	.005	7.950-4.100	.005	0.125
Latón	69		417A	6.500-3.250	.005	6.660-3.410	.005	0.080
Alum.	103		418A					
				5.100-2.550	.005	5.260-2.710	.005	0.080
Latón	104		435A	4.300-2.150	.005	4.460-2.310	.005	0.080
Alum.	105		437A					
Latón	112		553	3.400-1.700	.005	3.560-1.860	.005	0.080
Alum.	113		554					
Latón	48	54A	53	2.840-1.340	.005	3.000-1.500	.005	0.080
Alum.	75	585	584					
				2.290-1.145	.005	2.418-1.273	.005	0.064
Latón	49	148B	149A	1.872-0.872	.005	2.000-1.000	.005	0.064
Alum.	95	406A	407					
				1.590-0.795	.004	1.718-0.923	.004	0.064
Latón	50	343A	344	1.372-0.622	.004	1.500-0.750	.004	0.064
Alum.	106	440A	441					
Latón	51	52A	51	1.122-0.497	.004	1.250-0.625	.004	0.064
Alum.	68	137A	138					
Latón	52	40A	39	0.900-0.400	.003	1.000-0.500	.003	0.050
Alum.	67	136A	135					
				0.750-0.375	.003	0.850-0.475	.003	0.050

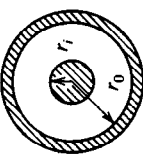
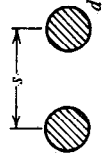
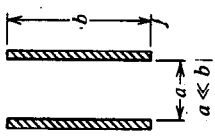
Tabla 18-2. Datos para una guía de onda de sección rectangular rígida (modo dominante: TE<sub>10</sub>) (continuación)

Número de guía de onda equivalente de la Electronic Industries Association (núm. WR)	Intervalo de frecuencias (GHz)	Intervalo de longitud de onda (CM)	Frecuencia de corte (GHz)	Longitud de onda de corte (CM)	Intervalo de $2\lambda/\lambda_c$	Intervalo de $\lambda_g/\lambda$	Potencia nominal CW teór. (MW)	Atenuación teór. (dB/100 pies)
62	12.4-18.00	2.42-1.66	9.486	3.160	1.53-1.05	1.55-1.18	0.12-0.16	9.51-8.31 — — 6.14-5.36
51	15.00-22.00	2.00-1.36	11.574	2.590	1.54-1.05	1.58-1.18	0.080-0.107	
42	18.00-26.50	1.66-1.13	14.047	2.134	1.56-1.06	1.60-1.18	0.043-0.058	20.7-14.8 17.6-12.6 13.3-9.5
34	22.00-33.00	1.36-0.91	17.328	1.730	1.57-1.05	1.62-1.18	0.034-0.048	
28	26.50-40.00	1.13-0.75	21.081	1.422	1.59-1.05	1.65-1.17	0.022-0.031	— — — — 21.9-15.0
22	33.00-50.00	0.91-0.60	26.342	1.138	1.60-1.05	1.67-1.17	0.014-0.020	— — 31.0-20.9
19	40.00-60.00	0.75-0.50	31.357	0.956	1.57-1.05	1.63-1.16	0.011-0.015	
15	50.00-75.00	0.60-0.40	39.863	0.752	1.60-1.06	1.67-1.17	0.0063-0.0090	— — 52.9-39.1
12	60.00-90.00	0.50-0.33	48.350	0.620	1.61-1.06	1.68-1.18	0.0042-0.0060	— — 93.3-52.2
10	75.00-110.00	0.40-0.27	59.010	0.508	1.57-1.06	1.61-1.18	0.0030-0.0041	
8	90.00-140.00	0.333-0.214	73.840	.406	.64-1.05	1.75-1.17	0.0018-0.0026	152-99
7	110.00-170.00	0.272-0.176	90.840	.330	1.64-1.06	1.77-1.18	0.0012-0.0017	163-137
5	140.00-220.00	0.214-0.136	115.750	.259	1.65-1.05	1.78-1.17	0.00071-0.00107	308-193
4	170.00-260.00	0.176-0.115	137.520	.218	1.61-1.05	1.69-1.17	0.00052-0.00075	384-254
3	220.00-325.00	0.136-0.092	173.280	.173	1.57-1.06	1.62-1.18	0.00035-0.00047	512-348

Tabla 18-2. Datos para una guía de onda de sección rectangular rígida (modo dominante: TE<sub>10</sub>) (continuación)

Material	MIL-W-85 G Número de tipo RG ( )/U	Choque de la brida UG ( )/U	Cubierta de la brida UG ( )/U	Dimensión interna (pulg.)	Tolerancia ±	Dimensión externa (pulg.)	Tolerancia ±	Grosor de la pared nominal
Latón	91	541	419	0.622-0.311	.0025	0.702-0.391	.003	0.040
Alum.	—	—	—					
Plata	107	—	—	0.510-0.255	.0025	0.590-0.335	.003	0.040
Latón	53	596	595	0.420-0.170	.0020	0.500-0.250	.003	0.040
Alum.	121	598	597					
Plata	66	—	—	0.340-0.170	.0020	0.420-0.250	.003	0.040
Latón	—	600	599	0.280-0.140	.0015	0.360-0.220	.002	0.040
Alum.	—	—	—					
Plata	96	—	—	0.224-0.112	.0010	0.304-0.192	.002	0.040
Latón	—		383	0.188-0.094	.0010	0.268-0.174	.002	0.040
Plata	97		—	0.148-0.074	.0010	0.228-0.154	.002	0.040
Latón	—		385	0.122-0.061	.0005	0.202-0.141	.002	0.040
Plata	98		—	0.100-0.050	.0005	0.180-0.130	.002	0.040
Latón	—		387	0.080-0.040	0.0003	0.156 Día	.001	—
Plata	99		—	0.065-0.0325	0.00025	0.156 Día	.001	—
Plata	138	—	—	0.051-0.0255	0.00025	0.156 Día	.001	—
Plata	136	—	—	0.043-0.0215	0.00020	0.156 Día	.001	—
Plata	135	—	—	0.034-0.0170	0.00020	0.156 Día	.001	—
Plata	137	—	—					
Plata	139	—	—					

Tabla 18-3. Características de líneas de transmisión de conductores paralelos

  		$p = s/d$ $q = s/D$	
Capacitancia, $C$ (F/m)	$\frac{2\pi\epsilon^{[a]}}{\ln(r_0/r_i)}$	$\frac{\pi\epsilon}{\cosh^{-1}(s/d)}$	$-\frac{\epsilon b}{a}$
Inductancia, $L$ (H/m)	$\frac{\mu^{[b]}}{2\pi} \ln(r_0/r_i)$	$\frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1}(s/d)$	$-\frac{a}{\mu b}$
Conductancia, $G$ (mho/m)	$\frac{2\pi\sigma}{\ln(r_0/r_i)} = \frac{2\pi\omega\epsilon''^{[c]}}{\ln(r_0/r_i)}$	$\frac{\pi\sigma}{\cosh^{-1}(s/d)} = \frac{\pi\omega\epsilon''}{\cosh^{-1}(s/d)}$	$-\frac{\sigma b}{a} = \frac{\omega\epsilon'' b}{a}$
Resistencia, $R$ (ohm/m)	$\frac{R_s^{[d]}}{2\pi} \left( \frac{1}{r_0} + \frac{1}{r_i} \right)$	$\frac{2R_s}{\pi d} \left[ \frac{s/d}{\sqrt{(s/d)^2 - 1}} \right]$	$-\frac{R_s}{2} \frac{a}{b}$
Impedancia característica $Z_0$ (ohm)	$\frac{\eta^{[e]}}{2\pi} \ln(r_0/r_i)$	$\frac{\eta}{\pi} \cosh^{-1}(s/d)$	$-\frac{a}{b} \eta$
$Z_0$ para dieléctrico de aire	$60 \ln(r_0/r_i)$	120	$120\pi \frac{a}{b}$
Atenuación debida al dieléctrico $\alpha_c$	$R/2Z_0$		
Atenuación debida al dieléctrico $\alpha_d$	$GZ_0/2 = \sigma\eta/2 = \pi\Lambda\eta(\epsilon''/\epsilon')$		
Atenuación total (dB/m)	$8.686(\alpha_c + \alpha_d)$		
Constante de fase para baja pérdida			
Línea $\beta$	$\omega \sqrt{\mu\epsilon'} = 2\pi/\lambda$		

 Fuente. Adaptado de Ramo y colaboradores<sup>8</sup>, con permiso.

<sup>[a]</sup>  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  permitividad, F/m.

<sup>[b]</sup>  $\mu$  = permeabilidad, H/m.

<sup>[c]</sup>  $\epsilon''$  =  $\sigma/\omega$  factor de pérdida del dieléctrico.

<sup>[d]</sup>  $R_s$  = resistividad del conductor por efecto superficial,  $\Omega$ .

<sup>[e]</sup>  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ ,  $\Omega$ .

<sup>[f]</sup>  $\eta_0$  = longitud de onda en el dieléctrico.

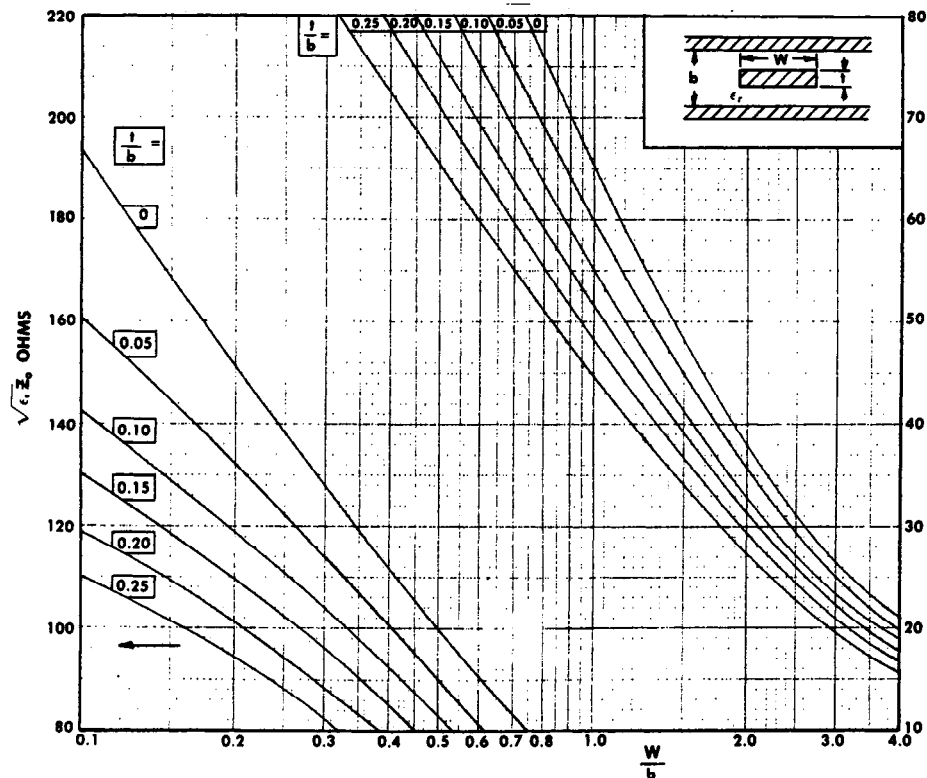


Fig. 18-4. Impedancia de la línea de cinta en función de la razón  $W/b$ . Reproducido con permiso de Saad<sup>4</sup>.

cuitos abiertos y cortocircuitos usados en caracterizaciones de baja frecuencia. Para una red de dos puertas, la relación de parámetros  $S$  está dada por:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (18-1)$$

o bien:

$$[b] = [S][a]$$

donde  $[a]$  y  $[b]$  son los vectores de onda incidente y reflejada, respectivamente, y el arreglo  $[S]$  se conoce como matriz de dispersión. Una transformación lineal de la ecuación 18-1 produce cantidades de onda de salida en términos de las cantidades de entrada:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \quad (18-2)$$

El arreglo  $[T]$ , o matriz de transmisión, se relaciona con la matriz  $[S]$ . De este modo, un sistema completo de red de microondas puede analizarse en las puertas terminales, si cada componente se caracteriza por medio de la matriz  $S$  o la  $T$  y después se conecta en cascada.

### 18.1.2 Dispositivos recíprocos

Los dispositivos recíprocos tienen características eléctricas tales que las propiedades de transmisión en todo el dispositivo son las mismas para diferentes direcciones de propagación.

**Terminaciones<sup>19</sup>.** En acoplamiento de impedancia y mediciones de microondas se emplean terminaciones<sup>19</sup> como las de carga acoplada y cortocircuito variable (fig. 18-8). La carga acoplada, una cuña ahusada de material suelto que se inserta en la guía de onda, absorbe la potencia incidente con mínima reflexión. Suele ser posible obtener una razón de onda estacionaria de entrada de 1.01 o menor con longitud global de una o más longitudes de onda.

La terminación corta variable refleja toda la potencia incidente. La fase de la onda reflejada se hace variar modificando la posición del cortocircuito, y por tanto haciendo variar la reactancia de la terminación.

**Atenuadores<sup>10</sup>.** Pueden ser de tipo fijo o variable, y se emplean para ajustar el nivel de potencia en los sistemas de microondas. Uno de los tipos consta de una delgada tarjeta resistiva ahusada que se inserta a profundidad variable en la guía en una ranura longitudinal, en el centro de la pared amplia de una guía de sección rectangular. Otro tipo con mayor precisión



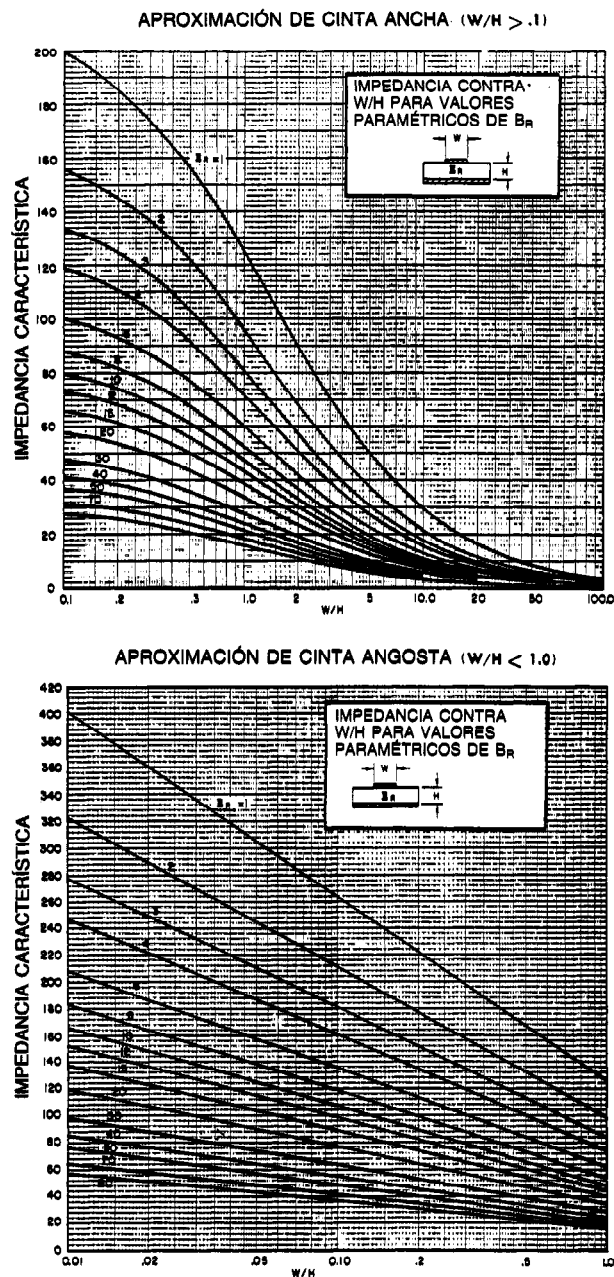


Fig. 18-5. Impedancia característica de la línea de microcinta.  
Reproducido con permiso de Saad<sup>4</sup>.

emplea una longitud ajustable de guía de onda que opera por debajo de su frecuencia de corte. El atenuador más satisfactorio es el de tipo giratorio, que consta de dos transiciones ahusadas de guía de onda de rectangular a circular, y una sección intermedia de guía de onda de sección circular que queda libre para girar. Combinando los efectos de polarización y propagación de campo y la absorción debida a las tarjetas resistivas

en las tres secciones, es posible obtener una atenuación precisa en función del ángulo de giro. Por lo general, los atenuadores usados en sistemas coaxiales se basan en circuitos de resistores bien acoplados.

**Defasador<sup>20</sup>.** Produce un cambio ajustable en el ángulo de fase de la onda que se transmite por él. El defasador lineal genera una variación de fase por me-

dio del movimiento de placas de dieléctrico dentro de una guía de onda. El defasador giratorio de precisión es similar al atenuador giratorio, pero las tarjetas resistivas son sustituidas por una placa de media onda y dos placas externas de cuarto de onda.

**Acopladores direccionales**<sup>8,21</sup>. Son componentes de cuatro puertas empleadas en el muestreo de flujos de potencia directos e inversos en una guía en un esquema separable, como se ilustra en la figura 18-9. Las ondas que se acoplan a otra guía paralela a través de una serie de agujeros nominalmente espaciados un cuarto de onda, están en fase con las ondas progresivas ("viajeras") directas y fuera de fase con las inversas. Variando las dimensiones de los agujeros y su separación se obtienen diferentes factores de acoplamiento (razón de niveles de potencia en las líneas primaria y secundaria) (de 3 a 40 dB) y anchos de banda de frecuencia. Otras configuraciones tales como los acopladores de guías cruzadas, de línea de cinta y de microcinta, se usan en mediciones de microondas.

**Unión híbrida o diferencial**<sup>8,21</sup>. Puede emplearse como puente de cuatro puertas, transmisor-receptor, o red mezcladora compensada. La *T* mágica es una combinación de *T* en el plano *E* y *T* en el plano *H*. Una *T* en el plano *E* (o en el plano *H*) es una guía de onda *T* en la cual el eje del brazo lateral es paralelo al campo *E* (o *H*) de la guía principal. La estructura anular híbrida ("carrera de ratas") de línea coaxial tiene cuatro puertas separadas entre sí un cuarto de onda. El principio básico de ambas redes es que la división de potencia y los cambios de fase resultantes de las dos trayectorias hasta cada puerta de salida causan las adiciones y cancelaciones diseñadas. En la figura 18-10 se presentan acopladores híbridos (diferenciales) de microondas.

**Resonador**<sup>5,8</sup>. Generalmente está formado por una envoltura metálica de guía de onda o por longitudes en cortocircuito o circuito abierto de líneas de transmisión. En la estructura del resonador se almacena energía electromagnética. La conductividad finita de las paredes metálicas y el medio generan potencia, de lo que resulta alguna resistencia equivalente. Los resonadores de línea de transmisión tienen un valor más bajo de *Q* (tienen mayores pérdidas) que la guía de onda. Los circuitos resonantes se usan en gran medida en amplificadores sintonizados, osciladores, redes de filtros, ondímetros y otros dispositivos. Los resonadores más comúnmente usados son los de cavidad rectangular, cavidad cilíndrica y cavidad reentrante. En fechas recientes el resonador dieléctrico ha tenido mayor aplicación en los sistemas de microondas<sup>22</sup>.

Debido a los avances en el campo de los materiales dieléctricos, se han logrado la reducción del tamaño de los resonadores y mejoras en las estabilidades de frecuencia con el tiempo de vida de servicio y la temperatura.

**Filtros**<sup>23</sup>. Se emplean filtros en todos los intervalos de frecuencia a fin de lograr una transmisión con muy baja pérdida dentro de la banda de paso deseada y

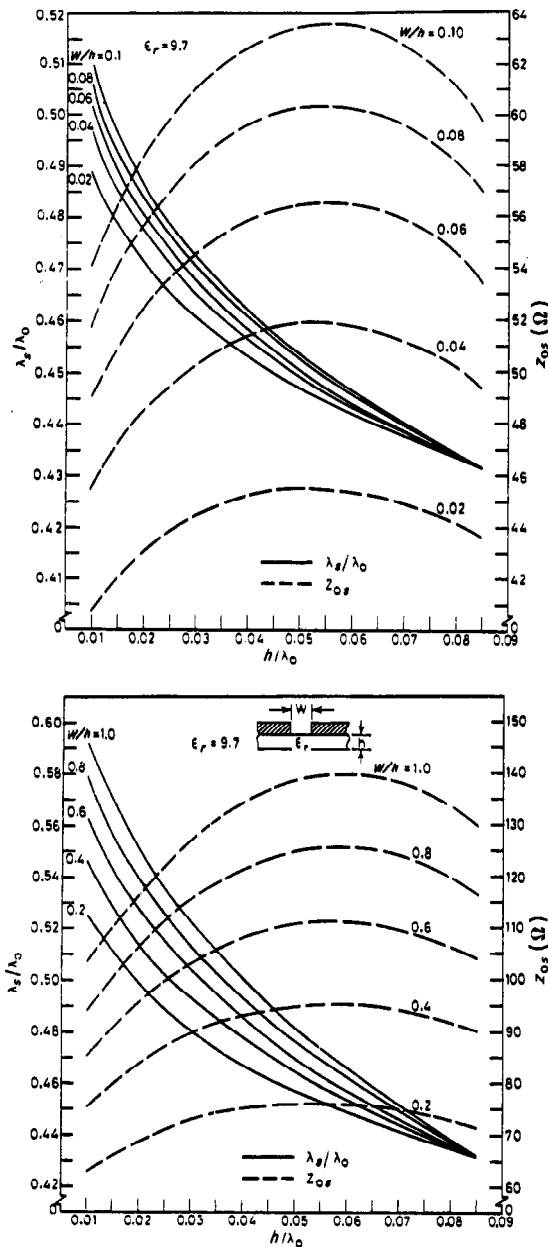


Fig. 18-6. Longitud de onda relativa e impedancia característica en función de la razón de grosor dieléctrico y longitud de onda de la guía de onda de ranura. Reproducido con permiso de Gupta y colaboradores<sup>2</sup>.

para rechazar señales espurias fuera de la banda. En las guías de onda y líneas de transmisión coaxial, de línea de cinta y de microcinta se han implementado tres tipos comunes de filtros: pasabajas, pasaaltas y pasabanda.

Las estructuras de guía de onda presentan capacidades de alta potencia y baja pérdida, mientras que los

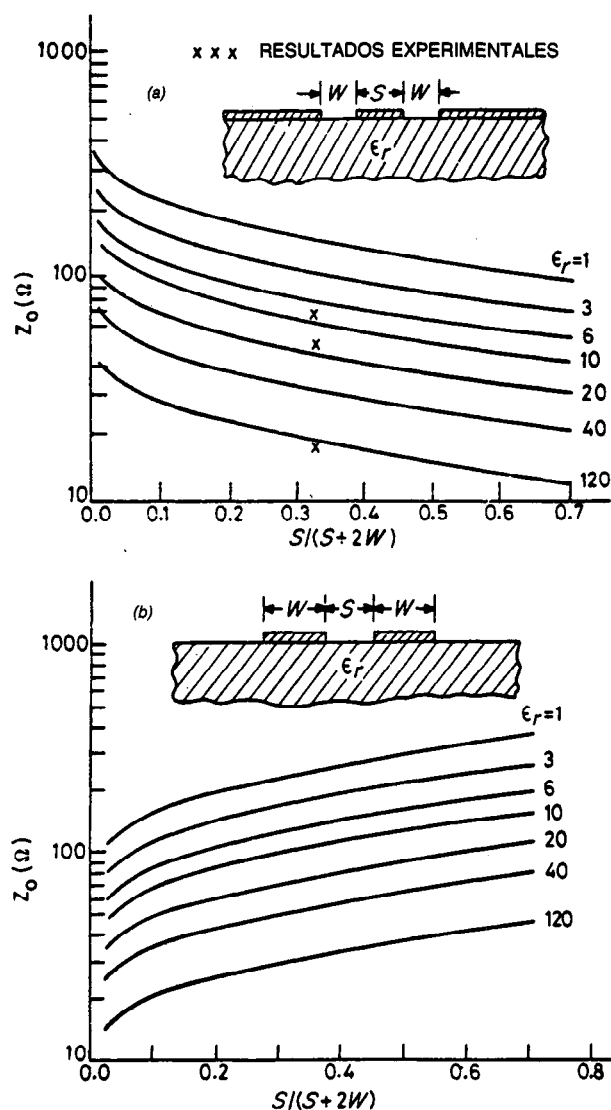


Fig. 18-7. Impedancia característica  $Z_0$  de a) guía de onda coplanar y b) cintas coplanares. Reproducido con permiso de Wen<sup>15</sup>.

tipos de línea de transmisión tienen la ventaja de tamaño compacto. El número de secciones (o polos) usadas en el diseño depende del requisito de inclinación del borde de banda y de las atenuaciones del bloqueo de banda.

Recientemente se han desarrollado diseños de filtros en los que se usan tanto los elementos activos como los resonadores dieléctricos.

Para acoplamiento de impedancia se emplean otros componentes, tales como ramas adaptadoras, secciones múltiples de cuarto de onda, iris capacitivos y aletas centradas inductivas, de modo que sea posible maximizar el flujo de potencia en el intervalo deseado de frecuencia de un tipo de medio de transmisión o estructura a otro.

### 18.1.3 Componentes no recíprocos

El desarrollo de los materiales ferríticos<sup>24</sup> ha llevado a su aplicación en varios dispositivos de microondas no recíprocos<sup>25</sup>. Éstos tienen propiedades eléctricas tales como la variación del coeficiente de transmisión de un punto a otro del dispositivo. El principio de funcionamiento se basa en la rotación de Faraday. Cuando un medio ferrítico, polarizado con un campo magnético estático, se coloca en un campo electromagnético polarizado circularmente, se obtiene un desfase diferencial para las dos direcciones de propagación. Este desfase, junto con los circuitos divisores de potencia de 3 dB, también proporciona una atenuación no recíproca en la banda de frecuencia designada.

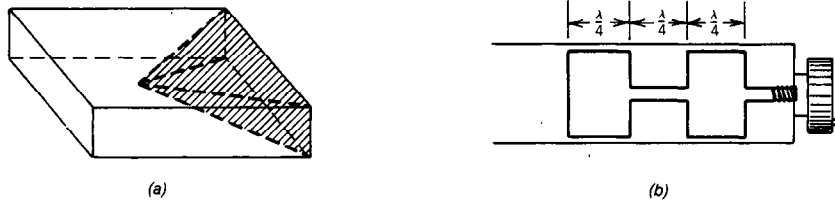


Fig. 18-8. Terminaciones: a) carga acoplada con cuña ahusada y b) cortocircuito deslizante de RF.

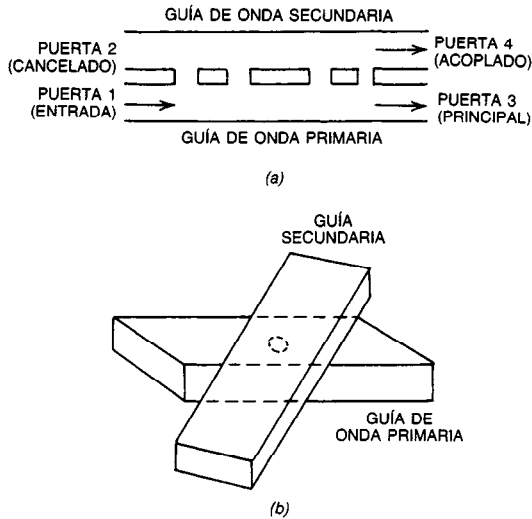


Fig. 18-9. Acopladores direccionales: a) de cuatro orificios; b) de orificio de Bethe.

**Giradores.** Útiles en las redes de elementos en fase, son dispositivos de dos puertas con diferencia de desfase de  $180^\circ$  para la transmisión desde una dirección y la contraria. Esto se logra con un campo magnético dirigido axialmente a una barra de ferrita dentro de una guía de onda, como se ilustra en la figura 18-11a.

**Aisladores.** Permiten la transmisión no atenuada en la dirección directa, pero producen muy poca atenuación en la dirección inversa. Con frecuencia se emplean para acoplar un generador de señal desde la fuente con una carga de redes pasivas o activas. Toda la potencia disponible puede suministrarse a la carga mientras se evitan efectos tales como la variación en la salida de potencia y el arrastre (cambio) de la frecuencia con variaciones en la impedancia de la carga.

El rendimiento típico de un aislador se caracteriza por una pérdida de inserción de menos de 1 dB, aislamiento de 20 a 30 dB, y del 10% a un octavo de ancho de banda.

**Circuladores.** Los que se muestran en las figuras 18-11b y c son uniones de puertas múltiples en las que la onda se acopla desde la  $n$ -ésima puerta hasta la  $(n + 1)$ -ésima en una dirección. Actualmente se emplean muchos tipos de circuladores, de los cuales el de unión en Y<sup>26</sup> es el más usado. Se han desarrollado circuladores de unión para guía de onda, línea de cinta y línea de microcinta. En general, un conductor central con líneas de transmisión separadas a  $120^\circ$  se empareja entre material ferrítico y discos magnéticos. Con un campo magnético de intensidad adecuada aplicado perpendicularmente a la dirección de transmisión, es posible obtener excelentes características de atenuación, pérdida de retorno (atenuación de reflexión) de entrada y aislamiento. Se han desarrollado versiones con capacidad de banda completa y modelos de línea de cinta de octavo de ancho de banda. Los circu-

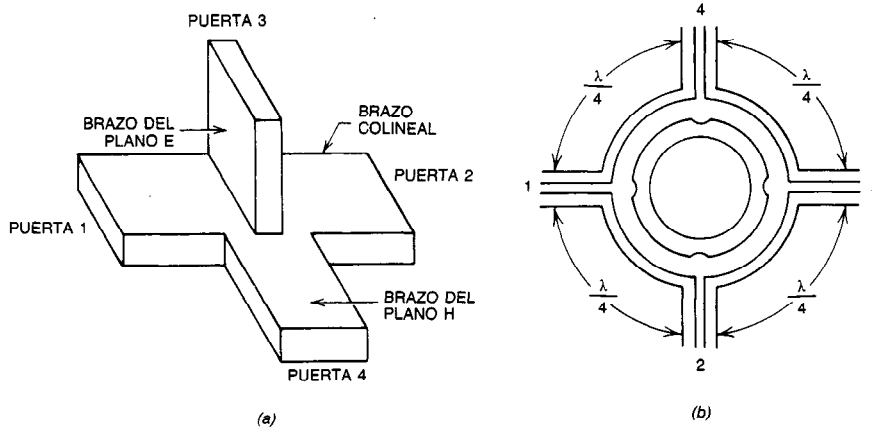
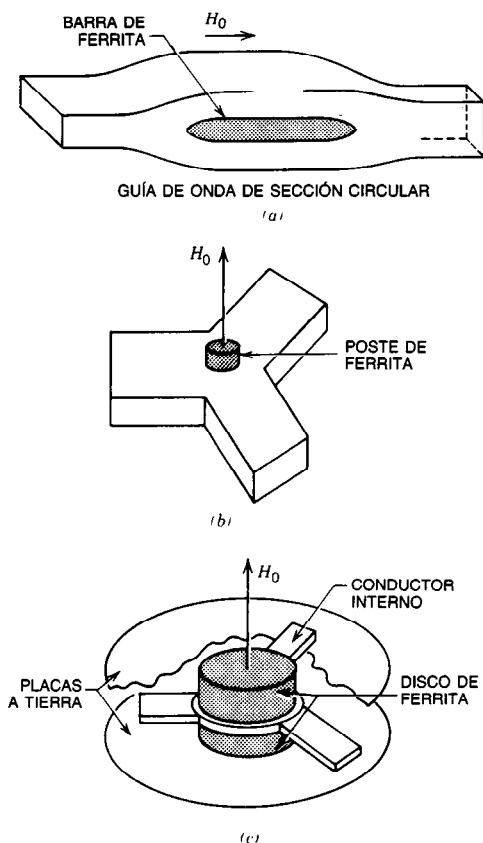


Fig. 18-10. Acopladores híbridos de microondas: a) "T" mágica; b) anillo híbrido.



**Fig. 18-11.** Dispositivos no recíprocos: a) girador; b) circulador de unión de tres puertas para guía de onda; c) circulador de unión de tres puertas para línea de cinta.

ladores de microcinta, si bien tienen mayores pérdidas de inserción y menores anchos de banda, son de tamaño compacto y adecuados para aplicaciones de MIC.

Los circuladores con dos terminales permiten la separación de las puertas de entrada y salida. Estos dispositivos se utilizan en amplificadores tipo reflector, atenuadores PIN y aplicaciones de bicanalizadores. También se han desarrollado circuladores ferríticos para aplicaciones de alta potencia, lo cual permite la transmisión de microondas en el intervalo de los kilowatts para onda continua (CW, de *continuous-wave*).

**Limitadores.** En ellos se aprovechan las propiedades no lineales de las ferritas para limitar el nivel alto (kilowatts) de las transmisiones de potencia por microondas. Por lo general se usan con diodos PIN.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. P. H. Smith. "Transmission-Line Calculator", *Electronics* 12:29-31; "An Improved Transmission-Line Calculator". *Electronics* 17:130.
2. Super-Compact. FILSYN y AMPSYN, Compact Software Inc., A COMSAT Technology Product Company, Palo Alto. CA.

3. L. W. Nagel, "SPICE 2-A. Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits", ERL-M520 Selectronic Research Laboratory, University of California, Berkeley.
4. T. Saad. ed., *Microwave Engineer's Handbook*, Vols. 1 y 2, McGraw-Hill, Nueva York.
5. N. Marcuitz, ed., *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, Nueva York.
6. C. G. Montgomery y otros, *Principles of Microwave Circuits*, McGraw-Hill, Nueva York.
7. S. Hopfer, "The Design of Ridged Waveguide", *IRE Trans. MTT-3*:20-29.
8. S. Ramo, J. R. Whinnery y T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, Wiley, Nueva York.
9. T. Moreno, *Microwave Transmission Design Data*, McGraw-Hill, Nueva York.
10. H. Howe, *Stripline Circuit Design*, Artech House, Dedham, MA.
11. I. J. Bahl y R. Garg, "A Designer's Guide to Stripline Circuits", *Microwaves* 17:90-96.
12. K. C. Gupta, R. Garg e I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Dedham, MA.
13. T. G. Bryant y J. A. Weiss, "Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines", *IEEE Trans. MTT-16*:1021.
14. H. A. Wheeler. "Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech*, **MTT-3**:172-185.
15. C. P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Non-Reciprocal Gyromagnetic Device Application", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.*, **MTT-17**:1087-1090.
16. M. Caulton, "Lumped Elements in Microwave Integrated Circuits" en L. Young y H. Sobol. eds., *Advances in Microwaves*, Vol. 8, Academic, Nueva York.
17. H. J. Carlin y A. B. Giordano, *Network Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
18. Hewlett Packard, "S-Parameter Design", Application Notes No. 155, Hewlett Packard, Palo Alto, CA.
19. R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, Nueva York.
20. L. R. Whicker, *Ferrite Control Components*, Vols. 1 y 2, Artech House, Dedham, MA.
21. S. Y. Liao, *Microwave Devices and Circuits*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
22. J. K. Plourde y C. L. Ren, "Application of Dielectric Resonators in Microwave Components", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech*. **MTT-29**(8):754-770.
23. G. Matthaei, L. Young y E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, MA.
24. W. H. Von Anlock, ed., *Handbook of Microwave Ferrite Materials*, Academic, Nueva York.
25. B. Lax y K. J. Button, *Microwave Ferrites and Ferromagnetics*, McGraw-Hill, Nueva York.
26. H. Bosma, "Junction Circulators", *Adv. Micro.* 6.
27. K. C. Gupta, R. Garg y R. Chadha, *Computer Aided Design of Microwave Circuits*, Artech House, Dedham, MA.

## 18.2 COMPONENTES ACTIVOS

La función básica de la fuente o el amplificador de microondas, ya sean continuos, pulsados o de barrido, como en el caso del generador, es convertir potencia CD en potencia de señales de microondas disponible para accionar una carga externa. En principio, sólo son necesarias unas cuantas ecuaciones básicas con condiciones de frontera apropiadas para resolver los problemas relacionados con la electrónica de las microondas. Un dispositivo del tipo haz de electrones (tubo de microondas) puede analizarse en términos de las ecuaciones de Maxwell y la ley de la fuerza de Lorentz (dinámica del movimiento electrónico). El problema del semiconductor de microondas implica en general resolver las ecuaciones de transporte de Poisson, Schrödinger y Boltzmann, al mismo tiempo que se consideran los perfiles de impurezas, estructura de banda y dinámica de portadores del material, respectivamente. Las dos principales categorías de componentes activos son los tubos de microondas y los dispositivos semiconductores. Si bien los tubos de microondas aún dominan las aplicaciones de muy alta potencia en los sistemas de microondas, los dispositivos de microondas de estado sólido están sustituyendo gradualmente a los tubos, ya que presentan menor ruido, mejor rendimiento de linealidad, menor tamaño y mayor confiabilidad.

### 18.2.1 Tubos de microondas

En la tabla 18-4 se muestran algunos tipos comunes de tubos de microondas. Éstos pueden dividirse en cuatro grupos: tubos planares, tubos de haz lineal (tipo O), tubos de campo transversal (tipo M) y girotrones. En las referencias 1 y 2 se exponen detalles del desarrollo y rendimiento de algunos de estos tubos.

#### Tubos planares

El funcionamiento de tubos al vacío, como los *tetodos* y *triodos*<sup>3,4</sup>, se limita a frecuencias bajas de microondas debido a los efectos limitativos de inductancia de los conductores, capacitancia interelectrodos, tiempo de tránsito de los electrones y producto de ganancia-ancho de banda. En general, se prefieren triodos para aplicaciones a más de 1 GHz y tetodos a menos de 1 GHz. En la figura 18-12 se presenta esquemáticamente un triodo de microondas.

Los tubos triodo planares consisten en cubiertas cerámicas de alúmina o berilia con miembros metálicos penetrantes que sostienen los electrodos. Estos miembros en forma de disco suelen estar hechos de kovar y están cubiertos de cobre o plata para reducir las pérdidas de conducción. Se emplean diversos cátodos cubiertos de óxido o cátodos dosificadores (una esponja de metal impregnada de un compuesto de bario) para incrementar la densidad de emisión y la conductividad eléctrica, y de este modo elevar la potencia de salida. Las rejillas constan de alambres de un metal refractario recubierto de oro, por ejemplo, molibdeno o tungsteno, a fin de obtener elevada conductividad térmica y resistencia a la tensión. Los ánodos disipadores de calor suelen hacerse de cobre.

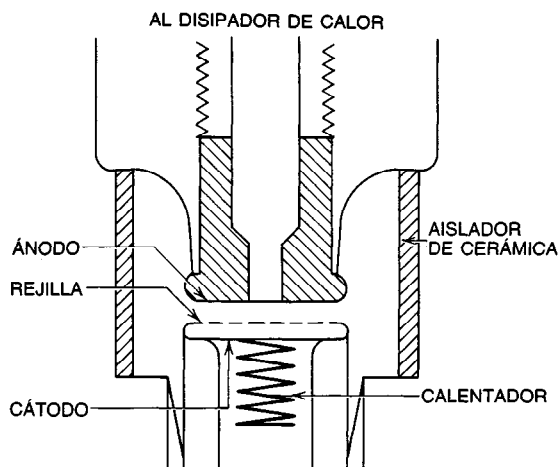


Fig. 18-12. Esquema simplificado de un triodo de microondas.

Se han desarrollado circuitos de cavidad resonante para aplicaciones de osciladores y amplificadores en guías de onda, líneas coaxiales y líneas de cinta. Se han obtenido hasta a 4 GHz potencias promedio de RF del orden de los décimos de watt y potencias máximas de pulso del orden de los kilowatts. La placa CD para la eficiencia de conversión de RF varía del 60% pulsado a 1 GHz hasta algunos puntos de porcentaje de CW a 5 GHz. Con un circuito anular para combinar varios tubos se ha obtenido un incremento sustancial en la potencia de salida a 1 GHz<sup>5</sup>.

#### Tubos de haz lineal

Entre los tubos de haz lineal se incluyen los clistrones y las estructuras de tubo de ondas progresivas (TWT, de *traveling-wave tube*).

En la figura 18-13 se presenta el oscilador *clistrón reflejo*. El cátodo termoiónico emite electrones, y el voltaje del ánodo los acelera. El haz de electrones resultante pasa por el ánodo y las dos rejillas de la cavidad. El haz regresa por la cavidad después de ser reflejado por el campo eléctrico, debido al potencial del reflector, que es negativo respecto al cátodo. Con un tiempo de tránsito en el campo reflector de  $n + 3/4$  ciclos (donde  $n$  es entero) en el periodo correspondiente a la frecuencia resonante de la cavidad, y con una carga adecuada, se generará potencia de microondas.

Es posible sintonizar la cavidad por medio de un sintonizador interno, para lo cual es necesario deformar la pared de vacío del tubo a fin de modificar la carga capacitiva. Una alternativa es un sintonizador externo a través de una cavidad resonante fuera de la cubierta de vacío. También es posible lograr la sintonización electrónica de los modos de potencia y frecuencia variando el voltaje del reflector.

Los clistrones reflejos se emplean como fuentes de señales, osciladores locales para receptores y transmisores de baja potencia. Un rendimiento típico es de menos de 500 mW de salida a frecuencias de 1 a 25 GHz, con eficiencias del 20 al 30%.

Tabla 18-4. Tipos comunes de tubos de microondas

Tubos planares	Tubos de haz lineal (tubos O)		Tubos de campo transversal (tubos M)		Girotrones	
	Cavidad	Estructura de ondas lentas	Estructura resonante	Estructura no resonante	Cavidad	Estructura de ondas lentas
Amplificador y oscilador triodo	Amplificador clístron de dos cavidades	Amplificador TWT <sup>a</sup> de cavidades acopladas (TWTA)		Amplificador de campos transversales de onda anterógrada (FWCFA)	Amplificador giroclístron	Amplificador giro TWT
	Amplificador clístron de cavidades múltiples	Amplificador de onda retrógrada (BWA)				
Tetrodo		TWTA de hélice de bajo ruido				
	Oscilador clístron reflejo	Oscilador TWT de cavidades acopladas	Oscilador magnetrón	Oscilador carinotrón M	Oscilador girotrón	
	Oscilador clístron de dos cavidades	Oscilador de onda retrógrada (BWO)		Oscilador de onda retrógrada M (M-BWO)		
	Oscilador tuistrón híbrido					

<sup>a</sup>TWT, tubo de ondas progresivas.

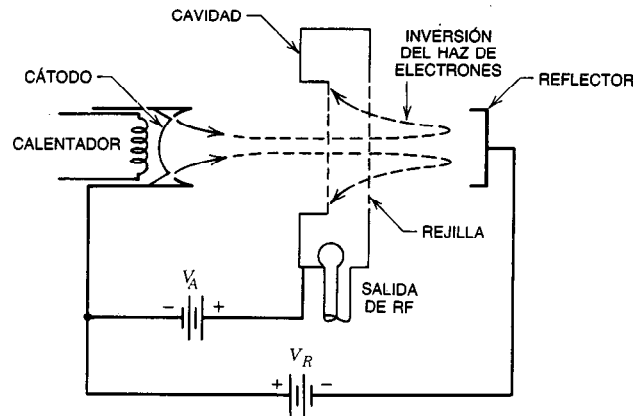


Fig. 18-13. Esquema de un oscilador clístron reflejo.

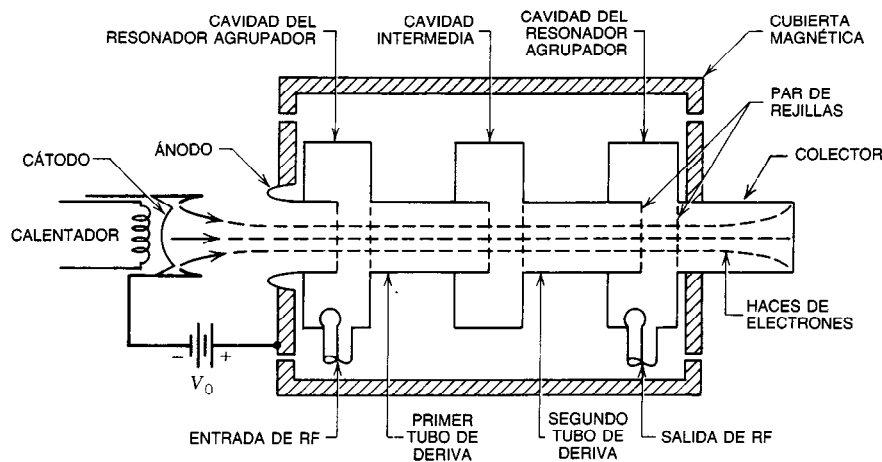


Fig. 18-14. Esquema de un amplificador clístron de tres cavidades.

Los *clístrones osciladores de dos cavidades* pueden funcionar de manera más eficiente y alcanzar una mayor salida que los reflejos. La retroalimentación requerida para la oscilación se obtiene a través de una estructura en forma de iris que acopla las cavidades. Dado que cuando se modifica la frecuencia de oscilación es necesario ajustar la frecuencia resonante de cada cavidad y el defasamiento en la trayectoria de retroalimentación, este tipo de oscilador suele ser de frecuencia fija, con un estrecho intervalo de sintonización.

Una de las formas del *amplificador clístron de cavidades múltiples* consta de *resonadores de tres cavidades* conectados por tubos de deriva, como se muestra en la figura 18-14. Un haz de electrones acelerados viaja por la primera cavidad, donde es modulado en velocidad por el campo de la señal RF de entrada. En el segundo tubo de deriva se aglomeran electrones con diferentes velocidades. En la tercera cavidad se modula la densidad del haz de electrones, y de un lado a otro de ella se aplica una corriente RF. Cuando esta cavidad se sintoniza a la frecuencia de la señal es posible extraer potencia de ella, y se obtiene la señal de

salida amplificada. La adición de más cavidades, algunas de ellas desintonizadas, permite una ganancia de señal acumulativa hasta de 60 dB, y es posible lograr efectos de ensanchamiento de banda hasta el 35% de sintonización.

Se ha informado que para un amplificador de dos cavidades con potencia promedio el rendimiento es hasta de 500 kW, la potencia pulsada es de 30 MW, la eficiencia es del 40% y la ganancia de potencia es de 30 dB a 10 GHz<sup>5</sup>.

La estructura de onda lenta periódica usada comúnmente para el *amplificador de tubos de ondas progresivas* (TWTA, de *TWT amplifier*)<sup>6</sup> es helicoidal, como se observa en la figura 18-15. La onda electromagnética viaja a una velocidad muy próxima a la de la luz a lo largo del alambre helicoidal, mientras que el haz de electrones, enfocado por un campo magnético constante, viaja por el eje. Dado que los electrones y la onda RF viajan a la misma velocidad promedio, son posibles interacciones continuas que pueden transferir energía del haz de electrones a la señal progresiva de RF, lo que da por resultado una amplificación de RF.



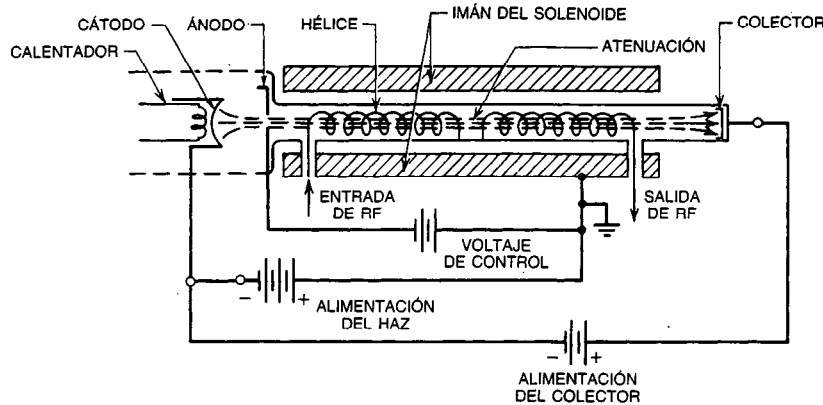


Fig. 18-15. Esquema de un tubo de ondas progresivas helicoidal tipo O.

El límite de amplificación de baja frecuencia es impuesto por la no sincronización, que ocurre cuando la onda viaja con mayor rapidez que el haz. El límite de baja frecuencia es determinado por la reducción en el acoplamiento entre la hélice y el haz, debido a que la amplitud de la onda varía apreciablemente sobre el ancho del haz a medida que la longitud de onda tiende al diámetro de la hélice.

La principal ventaja del TWT sobre el clístron es su banda de frecuencia de operación relativamente ancha. Otras estructuras de onda lenta, tales como las de tipo cargadas por disco o de disco sobre barra, son dispersivas; es decir, en ellas las velocidades de fase varían con la frecuencia.

Los TWTA de hélice, como los clístrones, están diseñados tanto para la operación CW como para la pulsada. Las unidades pueden producir ganancias de 30 a 60 dB sobre un octavo de frecuencia. La capacidad promedio de manejo de potencia va de los miliwatts a los kilowatts.

Los TWTA de bajo ruido están siendo sustituidos por amplificadores de estado sólido, tales como los transistores bipolares o amplificadores MESFET, que presentan menor ruido, circuitos más simples, menor tamaño y mayor confiabilidad.

Los TWT de cavidades acopladas<sup>7,8</sup> son dispositivos capaces de generar muy altas potencias de microondas, hasta de 10 MW. Se han demostrado dos tipos de circuitos de cavidades acopladas en TWT. Los circuitos de onda anterógrada de hoja de trébol y de ciempiés presentan acoplamiento inductivo mutuo negativo entre las cavidades y operan con el armónico espacial fundamental. Estos circuitos se emplean normalmente para aplicaciones de potencia pico del orden de los megawatts. El segundo tipo, en el cual el primer circuito del armónico espacial implica un acoplamiento mutuo positivo entre cavidades, es para aplicaciones pulsadas y CW. El TWTA de cavidades acopladas es limitado por el ancho de banda, en virtud de que la ganancia decae bastante rápidamente en las orillas de la banda. En la figura 18-16 se presenta un ejemplo de estructura acoplada por cavidades.

El *amplificador tuistrón*<sup>9</sup>, un dispositivo híbrido que se ilustra en la figura 18-17, consta de una sección impulsora de entrada con un clístron de cavidades múltiples sintonizado en zigzag y una sección de salida de ondas progresivas. La combinación de las características de clístron de alta ganancia de banda ancha y de tubo de ondas progresivas de alta eficiencia, que dan por resultado rendimiento de ganancia plana, se em-

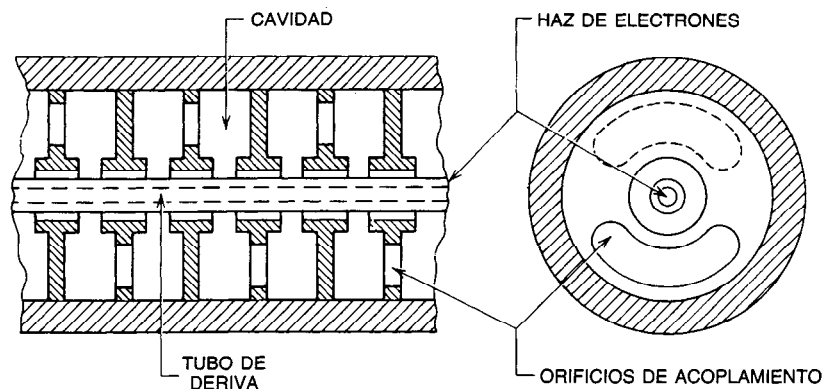
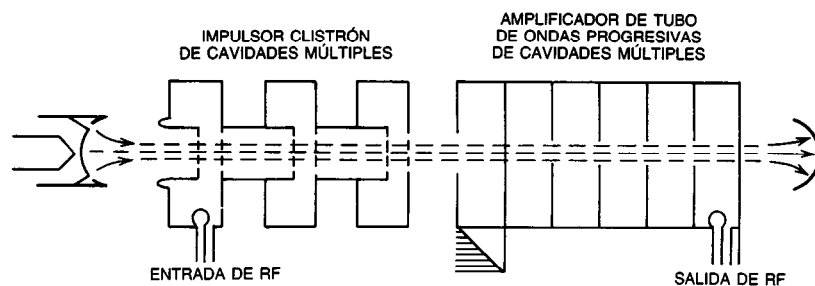
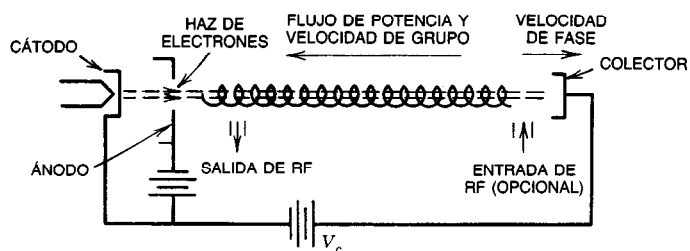


Fig. 18-16. Estructura acoplada por cavidades en un tubo de ondas progresivas.



**Fig. 18-17.** Esquema de un amplificador tuistrón.



**Fig. 18-18.** Representación simplificada de un oscilador o amplificador de onda retrógrada helicoidal.

plea en aplicaciones de transmisor de radar de alta potencia. Puede lograrse una potencia pico de 1 a 10 MW y potencia promedio de 1 a 30 kW en las bandas S y C.

Se obtiene un *oscilador de ondas retrógradas* (BWO, de *backward-wave oscillator*) de haz lineal (tipo O) si se dota a un TWTA de retroalimentación continua con la fase correcta a lo largo del circuito. En la figura 18-18 se presenta esquemáticamente un BWO con la estructura helicoidal de onda lenta. El BWO tiene su acoplamiento de salida en el extremo del cátodo. El tubo es capaz de oscilar a cualquier voltaje del haz, y por tanto puede sintonizarse en un amplio intervalo de frecuencia ajustando el voltaje.

Cuando se emplea como amplificador, el dispositivo puede ajustarse para la operación en un ancho de banda reducido, cuya frecuencia central puede modificarse cambiando el voltaje del haz.

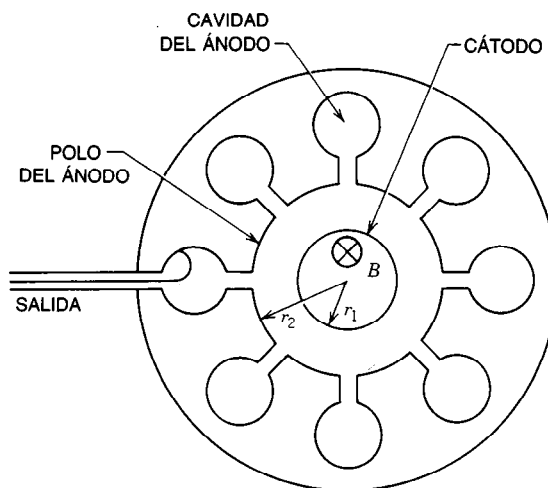
El BWO tiene relativamente bajo ruido de AM, FM y espurio. Una de sus muchas aplicaciones es como generador de banda ancha electrónicamente sintonizable para instrumentos con barrido de frecuencia. También se han empleado BWO de potencia como fuentes de señales desde la banda K hasta más de 100 GHz. En esta aplicación de potencia, en vez de circuitos helicoidales se emplean, por ejemplo, tipos de cavidades inductivamente acoplados.

### Tubos de campos cruzados

La estructura básica de un *magnetron*<sup>10</sup> ordinario consta de varios resonadores idénticos dispuestos en un patrón cilíndrico, como se muestra en la figura 18-19. Como en otros tubos de microondas, en un magnetron parte de la energía que gana un electrón acelerado por un potencial eléctrico CD se convierte en energía RF.

Los potenciales CD y RF actúan sobre los electrones simultáneamente en el espacio interactivo de un magnetrón, mientras que en el TWT tipo O y en el BWO los electrones son preacelerados antes de entrar en la estructura interactiva; por tanto, son convertidores de energía cinética. Además, para la operación de un magnetrón, es esencial un campo magnético perpendicular al campo eléctrico, mientras que en los dispositivos de haz lineal se aplica un campo magnético para confinar el haz.

El magnetrón puede sintonizarse introduciendo partes metálicas extra que interfieran el campo eléctrico o



**Fig. 18-19.** Esquema de un magnetrón cilíndrico.

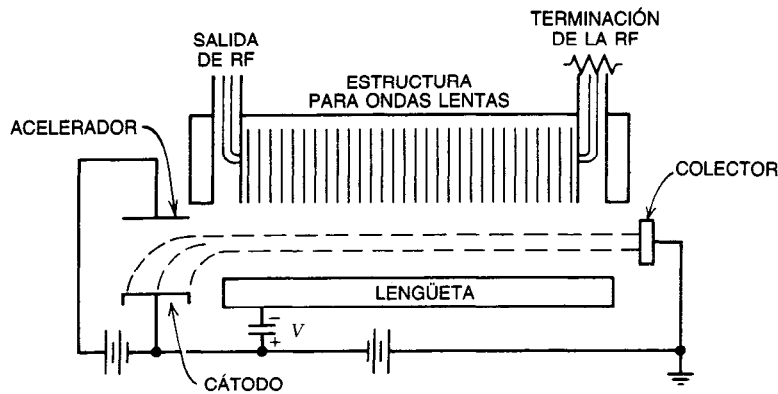


Fig. 18-20. Esquema de un oscilador carcinotrón M lineal.

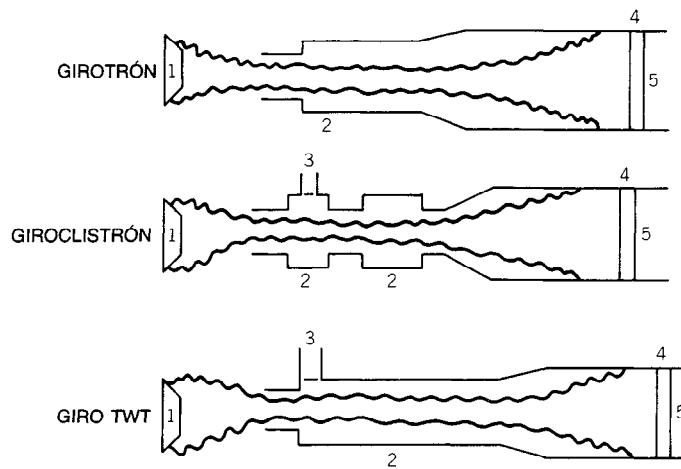


Fig. 18-21. Esquema de algunos girodispositivos. 1. Cátodo. 2. Circuitos de interacción. 3. Guía de onda de entrada. 4. Ventana de salida. 5. Guía de onda de salida. Reimpreso con permiso de Jory<sup>13</sup>.

magnético de las cavidades. La potencia CA puede acoplarse desde una de las cavidades por medio de una línea o lazo (bucle) coaxiales o con una guía de onda.

Los osciladores magnetrón son capaces de generar pulsos RF de alto pico, por ejemplo, de 40 MW a 10 GHz con voltaje de 50 kV CD. Las salidas de potencia promedio son hasta de 300 W en la banda X, y la eficiencia de conversión de CD a RF varía del 40 al 70%. Los magnetrones se usan como balizas y transmisores, en sistemas Doppler, aéreos y de misiles, y en la principal aplicación comercial, los hornos de microondas.

Los osciladores carcinotrón M y de onda retrógrada M<sup>11</sup> son tipos no resonantes de haz de inyección. En la figura 18-20 se presenta una versión lineal. Los electrones emitidos en el cátodo son dirigidos hacia la región de interacción entre la estructura de ondas lentas y el electrodo negativo (también llamado electrodo direccional de campo o lengüeta) por un campo magnético CD. El haz de electrones interactúa con un ar-

mónico espacial de onda retrógrada del circuito. Como en el caso de los BWO de haz lineal, la sintonización de frecuencia puede lograrse variando el voltaje de ánodo a lengüeta. Estos osciladores se han empleado como fuentes de señales de potencia con potencia promedio mayor de 100 W en la banda X. Dado que el carcinotrón M es un dispositivo de campo cruzado, pueden lograrse eficiencias del 30 al 60%.

Los amplificadores de campo cruzado (CFA)<sup>12</sup> pueden agruparse con referencia a su fuente de flujo de electrones en los tipos de lengüeta emisora y de haz inyectado. El modo de operación puede ser de onda anterógrada o retrógrada. Los CFA tienen de bajas a moderadas ganancia y anchura de banda y elevada eficiencia, y se usan principalmente en radares.

### Girotrones

Basándose en desarrollos recientes, se ha predicho que el girotrón<sup>13</sup> tendrá una salida de cientos de kilowatts a longitudes de onda milimétricas. La frecuencia de la

salida de este dispositivo es determinada por la intensidad del campo magnético en el tubo más que por las dimensiones físicas de una estructura resonante. También en este caso el haz y los circuitos de microondas requieren una gran área, y es necesario implementar un elaborado esquema de enfriamiento para lograr la elevada potencia de salida. En el girotrón, un efecto relativista provoca la acumulación del haz de electrones. En la actualidad se investigan dos tipos: las estructuras amplificadoras giroclatrón y el giro-TWT. En los osciladores girotrón se ha demostrado una potencia de salida por encima de 1 kW para frecuencias mayores que 100 GHz. En la figura 18-21 se presentan esquemáticamente tres estructuras distintas de girodispositivos. En las figuras 18-22 y 18-23 se muestra el rendimiento de los girodispositivos y los tubos de microondas ordinarios.

### 18.2.2 Dispositivos semiconductores

Los avances recientes en las tecnologías de fabricación de materiales semiconductores y en su calidad, y la introducción de nuevas estructuras y conceptos de dispositivos, han incrementado enormemente la importancia y las aplicaciones de los dispositivos de estado sólido en comunicaciones por microondas<sup>14</sup> y en otros sistemas<sup>15</sup>. Pueden emplearse dispositivos semiconductores y sus circuitos de microondas asociados para generar, amplificar, detectar, modular y conmutar señales de microondas. Es posible utilizar un transistor de efecto de campo (FET) o diodo de microondas para mezclar dos señales y producir señales con la suma y diferencia de las frecuencias en un esquema hetero-

dino; la frecuencia de la señal entrante modulada (portadora de información) puede convertirse de manera ascendente o descendente. Por último, es posible generar señales armónicas para obtener potencia a un múltiplo de la frecuencia fundamental.

En la tabla 18-5 se enumeran los diversos dispositivos de estado sólido para microondas que se utilizan en la actualidad.

El desarrollo de los dispositivos semiconductores<sup>16,17</sup> ha ocurrido en términos generales en dos categorías. La primera tendencia es la ampliación continua de los límites superiores de frecuencia de dispositivos existentes, tales como transistores bipolares y transistores de efecto de campo, en virtud del control cada vez más fino de los tamaños de electrodos y la mejora en la calidad de los materiales. La segunda tendencia es el avance más errático en dispositivos nuevos basados en diferentes estructuras y principios nuevos o modificados. Dos ejemplos son los dispositivos de electrones de transferencia y los transistores balísticos y de base permeable.

### Diodos no lineales y de plasma

**Varactores.** La utilidad de los varactores (de *variable reactors*)<sup>18</sup> proviene de la no linealidad de la capacitancia; esto es, la no linealidad de las características de carga-voltaje. La reactancia variable es resultado de la variación del ancho de la región de agotamiento con el voltaje de polarización externo. La rápida respuesta de la no linealidad reactiva y la baja pérdida RF de estos diodos permiten su uso en varias aplicaciones de microondas.

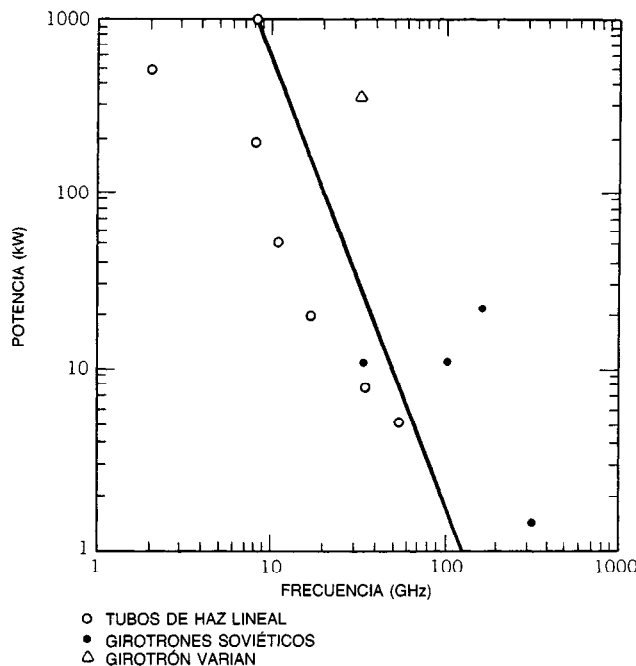


Fig. 18-22. Rendimiento de onda continua de tubos de haz lineal ordinarios y girotrones. Reproducido con permiso de Jory<sup>13</sup>.

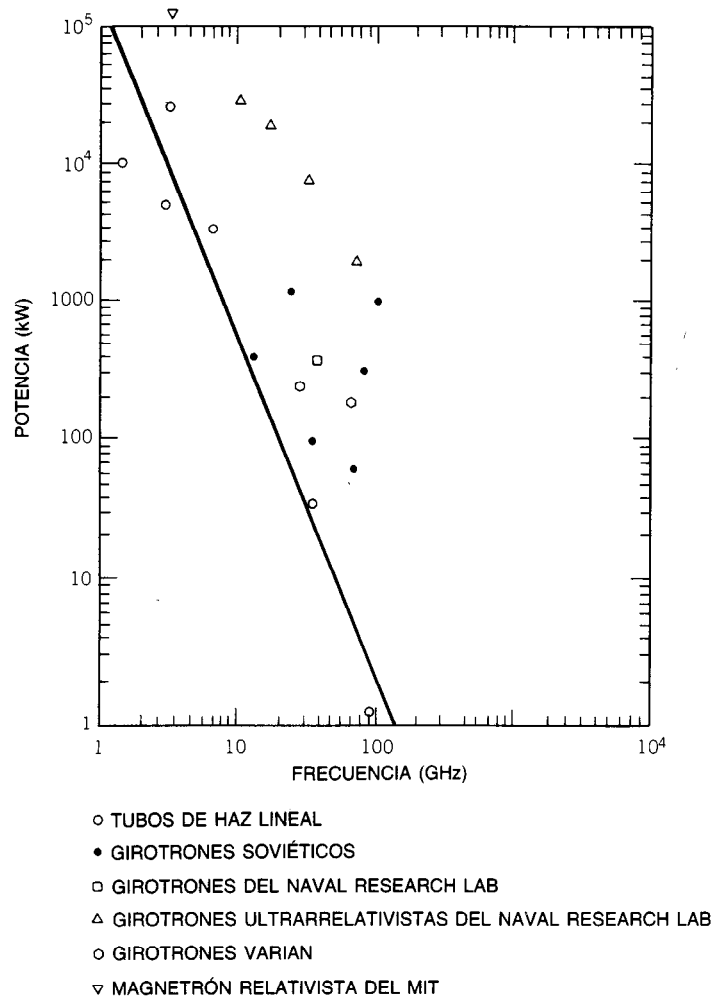


Fig. 18-23. Rendimiento pulsado de tubos de haz lineal ordinarios y girotrones.  
Reimpreso con permiso de Jory<sup>13</sup>.

Los dos semiconductores más usados en los varactores son el silicio (Si) y el arseniuro de galio (GaAs), siendo este último el preferido. Se eligen debido a su constante dieléctrica relativamente baja para minimizar la capacitancia, su alta movilidad (por lo menos para un portador) a fin de lograr una baja resistencia eléctrica, y sus grandes huecos de banda para bajas corrientes de saturación y razonables conductividades térmicas.

Los diodos varactores pueden fabricarse por un proceso de difusión dentro de una capa epitaxial tipo  $n$  sobre sustratos  $n^+$ .

Los tipos de varactores de GaAs que se emplean en la actualidad son las estructuras difundidas y de barrera Schottky, en las que se incorporan ya sea un material formado epitaxialmente o sustratos no epitaxiales.

En la figura 18-24 se presenta un diodo típico y su circuito equivalente.

Las relaciones de potencia de Manley-Rowe<sup>19</sup> son una herramienta analítica útil para predecir y comprender los principios de aplicaciones de los varactores, tales como los amplificadores paramétricos, generadores de armónicos y convertidores ascendentes y descendentes de frecuencia. Estas ecuaciones generales relacionan la potencia que fluye hacia y desde elementos de reactancia no lineales y predicen la ganancia de potencia y eficiencia de conversión. Para cualquier reactancia no lineal sin pérdidas excitada por dos señales que dan por resultado corriente y voltaje con componentes de frecuencia, las relaciones son:

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_2} = 0$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_2} = 0$$

donde  $m$  y  $n$  son enteros y  $P_{mn}$  es la potencia promedio que fluye hacia la reactancia no lineal univaluada a las frecuencias  $\pm [m\omega_1 + n\omega_2]$ .

La capacidad de frecuencia de un varactor es limitada por dos factores. El primero es la frecuencia dieléctrica de relajación del semiconductor, que es inversamente proporcional a la constante dieléctrica. El segundo es el valor finito de la velocidad en saturación de los electrones.

Los diodos varactores se utilizan para muchas funciones. La variación de la reactancia a través de una polarización aplicada externamente permite *conmutar* o *modular* una señal de microondas. Cuando el diodo se coloca en un circuito de cavidad oscilante, la frecuencia de oscilación puede sintonizarse por medio de la capacitancia variable del diodo modificando el voltaje de polarización. Estas aplicaciones suelen ser limitadas por los bajos niveles de potencia ( $< 0$  dBm). Además del problema de destrucción por calentamiento, las características de capacitancia de algunos diodos pueden cambiar apreciablemente a medida que se eleva el nivel de potencia de la señal RF.

Se ha hecho extenso uso de los varactores *generadores de armónicos*<sup>20, 21</sup> en fuentes de microondas de estado sólido a altas frecuencias, en las que la generación directa es difícil o inconveniente. En general, un oscilador transistorizado controlado por cristal suministra una frecuencia de referencia estable para la cadena multiplicadora. La temperatura del oscilador puede controlarse con un horno o por medios electrónicos durante cambios ambientales o toda la vida de servicio.

El funcionamiento de los osciladores armónicos se basa en el principio de que siempre que una fuente sinusoidal acciona una reactancia no lineal, la capacitancia varía instantáneamente con la corriente o el voltaje. Este dispositivo puede generar armónicos con eficiencias limitadas por las pérdidas del circuito y cercanas al 100%. En comparación, los dispositivos en los que se emplean efectos de resistencia no lineales, tales como los varistores, tienen eficiencias proporcionales a  $1/n^2$  (donde  $n$  es el orden del armónico) debido a las pérdidas inherentes de la resistencia.

Otras aplicaciones de los diodos varactores son la amplificación paramétrica y la conversión ascendente de una de dos señales de microondas de diferentes frecuencias aplicadas a los diodos.

En el *amplificador paramétrico*<sup>18,22</sup> se hace uso de un elemento no lineal para mezclar la señal de bombeo, la señal de entrada y la frecuencia complementaria o auxiliar. La aplicación más común de este dispositivo se da en una configuración no degenerada en amplificadores de bajo ruido. La frecuencia de la fuente bombeada suele ser varias veces la frecuencia complementaria. Dado que las señales de salida y de entrada tienen la misma frecuencia en la misma puerta, un dispositivo no recíproco, tal como un circulador, generalmente separa la salida de la entrada. En otra técnica para separar las potencias de salida y de entrada se emplean circuitos híbridos. En la figura 18-25 se presenta el circuito equivalente de un amplificador paramétrico.

Tabla 18-5. Dispositivos de microondas de estado sólido comunes

Diodos no lineales y de plasma	Dispositivos de efecto túnel	Dispositivos de electrones de transferencia (TED)	Dispositivos de efecto avalancha, de inyección por barrera y tiempo de tránsito	Transistores	Dispositivos de electrónica cuántica
Varactores Schottky De epitaxia	Diodos de efecto túnel	Efecto Gunn	IMPATT (tiempo de tránsito de avalancha por ionización debida a impacto)	BJT (transistor bipolar de unión)	MASER (amplificación de microondas por emisión estimulada de radiación)
		LSA (acumulación limitada de carga espacial)	TRAPATT (tránsito activado por avalancha de plasma atrapado)	FET (transistor de efecto de campo) JFET (FET de unión) MESFET (FET a base de semiconductor de metal)	
Varistores De contacto puntual Schottky PIN			BARITT (inyección por barrera y tiempo de tránsito)		

En el intervalo de microondas de baja frecuencia, el ancho de banda de un amplificador no degenerado con ganancia de 20 dB puede ser mayor del 20%. Limitada por la baja frecuencia autorresonante de los varactores encapsulados, el ancho de banda máximo de amplificadores de frecuencia superior es aproximadamente del 10%. Se están realizando mejoras para ampliar este límite.

Un *amplificador paramétrico degenerado* permite que la terminación de entrada sea común para las bandas de señal y complementaria cuando éstas se superponen parcial o totalmente, debido a que la frecuencia de bombeo es alrededor de dos veces la frecuencia de la señal.

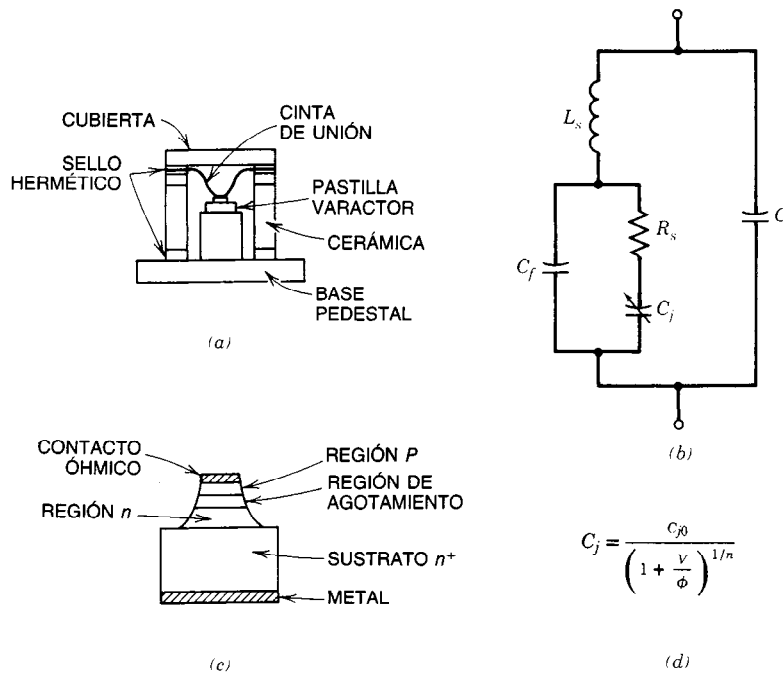
El diseño de un amplificador depende de requisitos del sistema, tales como muy bajo ruido, gran ancho de banda, alta confiabilidad y buen grado de linealidad. Entre los criterios para elegir un varactor se incluyen los siguientes:

- Una impedancia capacitiva del mismo orden que para el circulator.
- Un elevado factor dinámico de calidad a la frecuencia de la señal.
- Una frecuencia autorresonante tan elevada como pueda alcanzarse.
- Una característica constante del varactor para el intervalo de temperatura de operación, en particular para aplicaciones a baja temperatura.

La temperatura efectiva del ruido de entrada de los varactores amplificadores paramétricos puede reducirse sustancialmente enfriando el amplificador a la temperatura del nitrógeno líquido y aún más a la temperatura del helio líquido.

Los amplificadores paramétricos se han empleado en sistemas radiométricos de radioobservatorios, estaciones terrestres para satélites, sistemas de comunicaciones y radares de largo alcance. Sin embargo, las características de ganancia y transmisión son susceptibles a variaciones en la impedancia de la fuente de bombeo y circuito, y en la temperatura ambiental. En algunas aplicaciones de bajo ruido los amplificadores paramétricos están siendo sustituidos por los amplificadores de transistores de efecto de campo (FETA) de microondas, en rápida evolución, que operan en configuraciones enfriada o no enfriada. Los FETA de microondas presentan circuitos más simples, mayor estabilidad de ganancia con la temperatura y menores costos que los amplificadores paramétricos.

Un circuito convertidor ascendente básico produce después del mezclado una señal de salida  $f_0$ , a una frecuencia mayor que una de las dos entradas de frecuencia más baja  $f_i$ , donde la otra frecuencia es  $f_u$ . El convertidor ascendente de banda lateral superior (USUC, de *upper sideband up-converter*) genera una señal a  $f_0 = f_u + f_i$ , y el convertidor descendente de banda lateral inferior (LSUC, de *lower SUC*) genera una señal a  $f_0 = f_u - f_i$ .



**Fig. 18-24.** Diodo varactor: a) dispositivo encapsulado; b) circuito equivalente encapsulado; c) pastilla del dispositivo; d) relación de capacitancia de la unión:  $C_{j0}$ , capacitancia a polarización cero.  $V$ , voltaje de polarización.  $\Phi$ , potencial de contacto.  $n$ , factor que depende del perfil de impurificación (2 para la unión abrupta, 3 para la unión graduada linealmente).

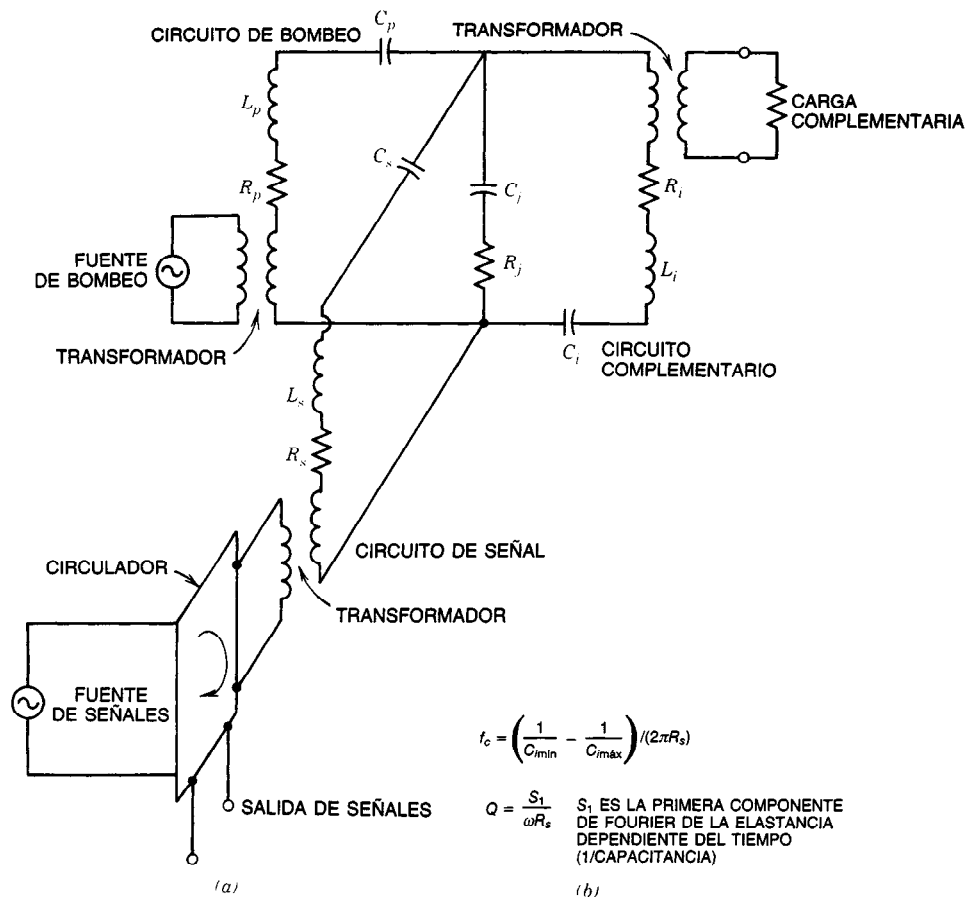


Fig. 18-25. Amplificador paramétrico: a) circuito equivalente general; b) valores dinámicos importantes.

Los convertidores ascendentes de señal pequeña, en los que la única señal grande es la de bombeo, se usan en aplicaciones de bajo ruido. Los convertidores ascendentes de señal grande, en los cuales las tres frecuencias corresponden a grandes amplitudes de voltaje y corriente del varactor, están diseñados para una alta eficiencia y elevada salida de potencia.

Los diodos de *recuperación abrupta*<sup>23,24</sup> se usan generalmente en multiplicadores de frecuencia de alto orden (comúnmente por ocho) cuando se desea simplicidad circuital y no se requiere la máxima potencia de salida. La variación de la reactancia está confinada casi por completo a la región de polarización directa. El tiempo de transición, o sea el tiempo necesario para que concluya el retiro de la carga cuando el voltaje de polarización cambia de directo a inverso, caracteriza la calidad de estos diodos. Con un diseño óptimo del perfil de impurezas, este tiempo de transición puede reducirse de los valores típicos de algunos cientos de segundos a unos cuantos picosegundos. El periodo de transición, un transitorio de conmutación rico en armónicos, permite multiplicar frecuencias sin circuitos complementarios, aunque pueden existir frecuencias complementarias.

**Varistores.** Los *varistores* (de *variable resistors*) son notables por sus características no lineales de corriente-voltaje. La resistencia no lineal puede derivarse de los contactos de metal a semiconductor, como en los diodos de contacto por puntas o los diodos de barrera Schottky.

Dos aplicaciones importantes de estos diodos se dan en los circuitos detectores y mezcladores, como se observa en las figuras 18-26 y 18-27, en virtud de que satisfacen los requisitos para el buen rendimiento: baja inyección de portadores minoritarios, baja resistencia en serie y baja capacitancia de unión.

El diodo detector<sup>25</sup> puede emplearse en la etapa frontal de un receptor de microondas, para convertir una señal de microondas modulada en amplitud directamente en la envolvente de modulación portadora de información de baja frecuencia. La sensibilidad de tal esquema es limitada por el ruido que se genera dentro del diodo y en el amplificador que sigue al detector. La resistencia en serie y la capacitancia de unión limitan la sensibilidad del detector. Otro factor es el acoplamiento de impedancia de entrada/salida de las microondas.

Los diodos varistores empleados como mezcladores en un esquema heterodino pueden mejorar la sensibili-



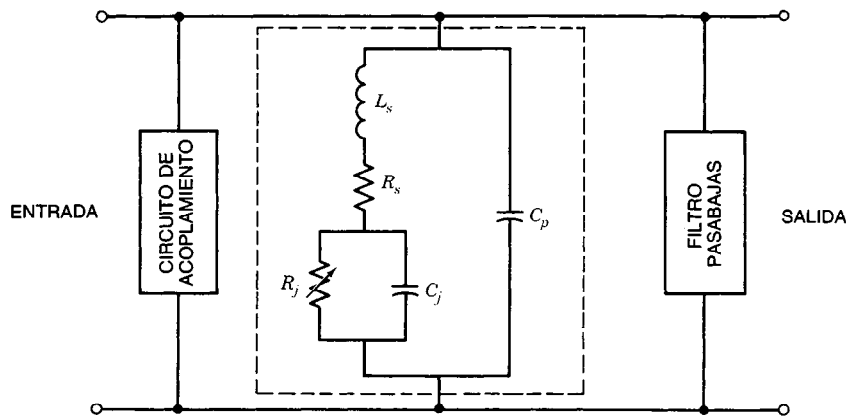


Fig. 18-26. Detector varistor; se presenta el circuito equivalente del diodo.

dad del receptor. La señal modulada (en frecuencia o amplitud) se mezcla primero con la señal de un oscilador local. La señal de diferencia resultante (o señal de frecuencia intermedia) puede fijarse lo suficientemente por encima del espectro de ruido  $1/f$  del diodo. Entonces se amplifica la señal de frecuencia intermedia (IF) y se detecta en consecuencia.

En los mezcladores de un solo extremo o no compensados se utiliza un solo diodo, mientras que en los de dos extremos o compensados se emplean dos diodos. Los mezcladores compensados tienen tres ventajas:

- Cancelan la potencia reflejada del oscilador local desde el mezclador hacia las terminales de entrada.
- Cancelan el ruido modulado en amplitud del oscilador local en la puerta de salida de IF.
- Produce valores muy altos de rechazo de intermodulación.

Los mezcladores de una sola banda lateral superior (o inferior) reciben una banda de frecuencias por encima (o por debajo) de la frecuencia del oscilador local. La pérdida de conversión para una banda lateral doble suele ser ligeramente mayor que la de los mejores mezcladores de una sola banda lateral.

En contraste con los varactores convertidores ascendentes de una sola banda lateral superior e inferior, los convertidores descendentes de una sola banda lateral superior e inferior a base de varistores suelen tener valores de pérdida de conversión similares.

Otras aplicaciones de los varistores son la conversión descendente de frecuencia y la limitación y detección de alta velocidad.

Los diodos de *contacto de punta*<sup>26</sup> (diodos varistores de onda milimétrica) se usan principalmente para ondas milimétricas. Como resultado de la pequeña área de contacto de punta, la capacitancia puede hacerse muy pequeña; en consecuencia, la frecuencia de corte puede ser muy alta. La inductancia y capacitancia parásitas procedentes de los conductores de contacto y del apoyo para la región activa pueden minimizarse.

Los varistores de contacto de punta también se utilizan en un circuito recortador para limitar señales de potencia comparativamente baja en receptores de FM. La ventaja para este fin de los varistores respecto a los varactores radica en que el varistor no presenta una conversión de modulación de amplitud a fase.

**PIN.** El diodo *PIN*, que se ilustra en la figura 18-28, tiene capas *p* y *n* altamente impurificadas, separadas por una región de material semiconductor de alta resistividad (10 a 200  $\mu\text{m}$  de grosor), que es aproximadamente intrínseco. La impedancia del diodo a frecuencias de microondas puede cambiarse de un valor alto para una polarización cero o inversa a un valor muy bajo para polarización moderada directa.

Una de las principales aplicaciones de los diodos *PIN* es como elemento de conmutación en sistemas de transmisión de microondas, como radares de alineamiento en fase o transponderadores de comunicaciones por satélite. Los interruptores, básicamente redes reactivas, emplean una diferencia de reflexión en vez de la disipación. De este modo, el pequeño diodo disipa poca potencia para controlar cantidades de potencia relativamente grandes. En general, a niveles de potencia mayores que aproximadamente 1 W sólo los diodos *PIN*, que típicamente tienen un área de tableta mayor que los otros tipos y un elevado voltaje de ruptura, pueden soportar los grandes voltajes y corrientes RF. En la tabla 18-6 se presentan los niveles de potencia de operación y velocidades de conmutación de varios tipos de diodos.

Los diodos *PIN* también se emplean como limitadores conmutados<sup>27</sup> en aplicaciones como protectores para impedir que la elevada potencia del transmisor dañe receptores de radar sensibles. A bajas frecuencias (< 500 MHz), el diodo *PIN* de derivación puede emplearse pasivamente. Sin embargo, a mayores frecuencias debe emplearse una polarización externa para producir la acción limitante adecuada. A fin de incrementar la capacidad de potencia, puede ser necesario emplear algunos diodos en paralelo. En la tabla 18-6 también se presenta una comparación del rendimiento del limitador a diodo *PIN* con el de otros dispositivos.

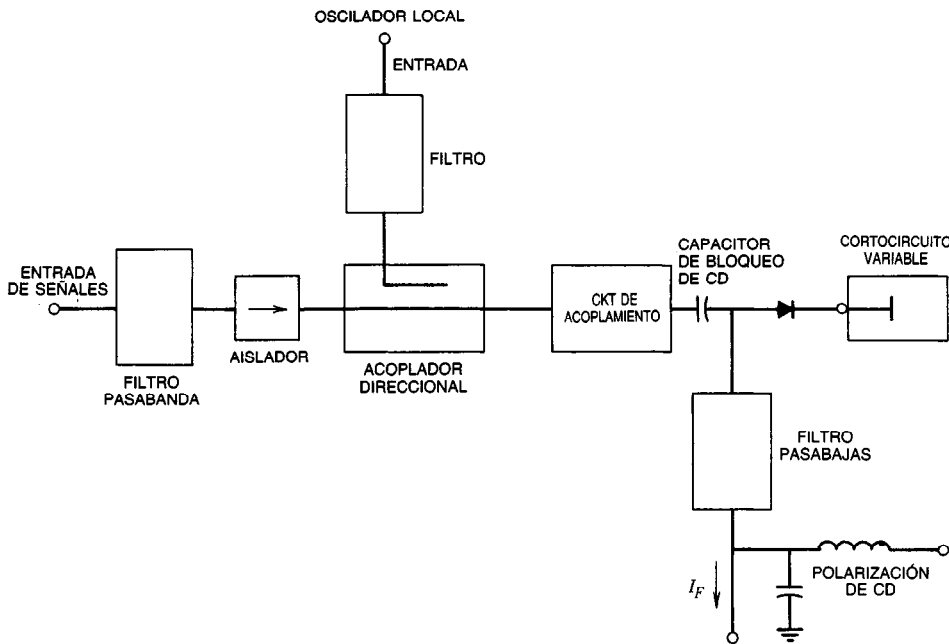


Fig. 18-27. Circuito mezclador de diodo descompensado (un solo extremo).

Cuando se aplica una polarización directa a un diodo PIN se produce una resistencia controlada por corriente en paralelo con el efecto capacitivo en la región intrínseca, y pueden formarse circuitos atenuadores acoplados<sup>28</sup>. Los atenuadores PIN se usan en ciclos (bucles) niveladores para fuentes con barrido de fre-

cuencia, moduladores de pulsos, y fuentes de bombeo para amplificadores paramétricos. Suelen construirse en configuración compacta con intervalos dinámicos hasta de 80 dB con corrientes de polarización de 0 a 10 mA y tiempos de respuesta de 30 a 100 ns.

Los diodos PIN también se utilizan en circuitos defasadores controlados electrónicamente para sistemas de radar de alineamiento en fase<sup>29</sup>. La configuración defasadora no dispersiva es una longitud conmutable de línea de transmisión. En este caso pueden usarse un circulador o un acoplador híbrido para dirigir señales hacia adentro y afuera del conmutador a diodo y las líneas de transmisión en cortocircuito.

El defasador dispersivo produce un cambio de fase independiente de la frecuencia dentro de la banda establecida. Una configuración consiste en una línea de transmisión montada en derivación periódicamente, que se dispone para la operación binaria con incrementos de los valores de cambio de fase, al mismo tiempo que sigue produciendo una baja razón de onda estacionaria de voltaje (VSWR, de *voltage standing wave ratio*) para cualesquiera estados de fase. Tales circuitos pueden manejar kilowatts de potencia en pulsos de 120  $\mu$ s en el intervalo bajo de los gigahertz.

#### Dispositivos de efecto túnel

Los diodos de efecto túnel<sup>30,31</sup> tienen una impurificación muy intensa en los lados  $p$  y  $n$  y una transición abrupta en la unión. Cuando se aplica polarización directa al diodo a ciertos voltajes, los electrones pueden crear un túnel (regido por la mecánica cuántica) a través de la barrera de potencial de la unión para pasar a estados de energía del lado opuesto. El fenómeno de tunelización o efecto túnel es un efecto de los porta-

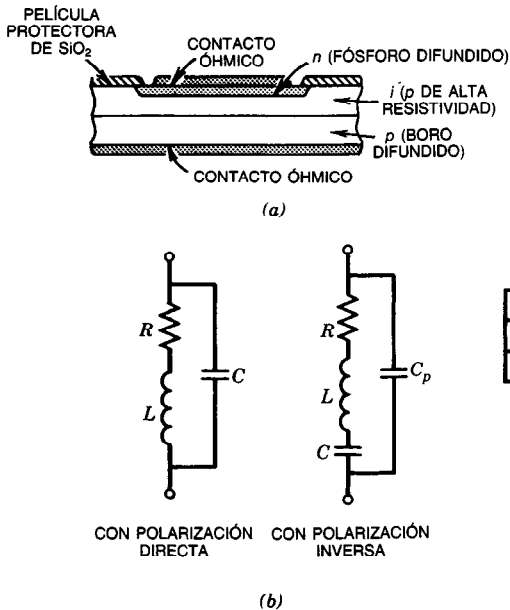


Fig. 18-28. Diodo PIN: a) estructura típica de la tableta; b) circuito equivalente.

**Tabla 18-6. Comparación del rendimiento de los diodos de microondas como interruptores o limitadores**

Estructuras a diodo o tipo de tubo	Interruptor		Limitador		Constante de tiempo térmica ( $\mu s$ )
	Potencia CW máxima (W)	Rapidez de conmutación ( $\mu s$ )	CW máxima (W)	Pico de potencia de entrada (kW)	
PIN	50.0	50-500	500	100	2 000
Varactor de epiunión	0.5	1-100	} 10	} 10	} 20
Barrera Schottky	0.2	0.02-2.0			
De efecto túnel	0.001	0.01-2.0	5 000	1 000	
Tubo T/R					

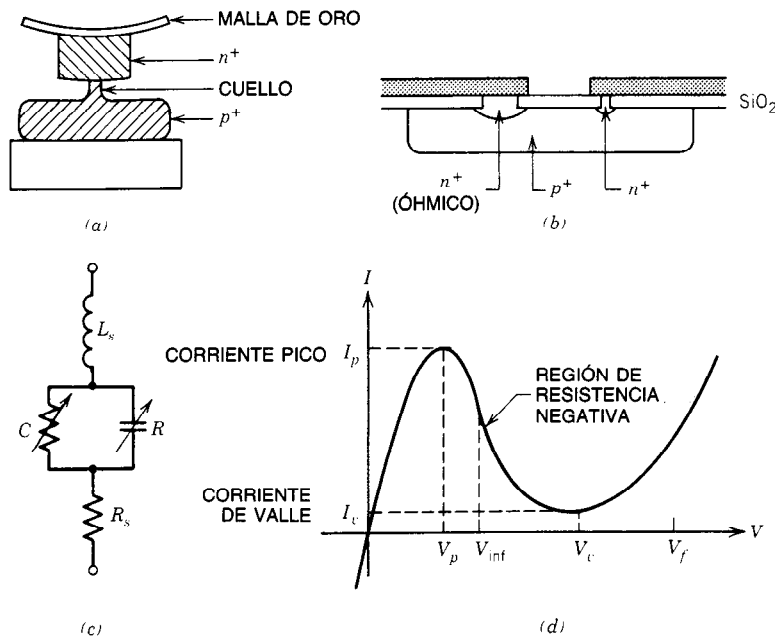
dores mayoritarios, el cual, junto con la estructura de las bandas de energía, produce una resistencia negativa sobre una parte de la característica directa de corriente y voltaje. Incluso a bajos voltajes inversos ocurre una gran conducción de corriente. El material más usado es el germanio. Se han estudiado otros, como arseniuro de galio, antimoniuro de galio y silicio. En la figura 18-29 se ilustra una estructura a diodo de efecto túnel para microondas, su circuito equivalente, y la característica  $I$ - $V$  directa.

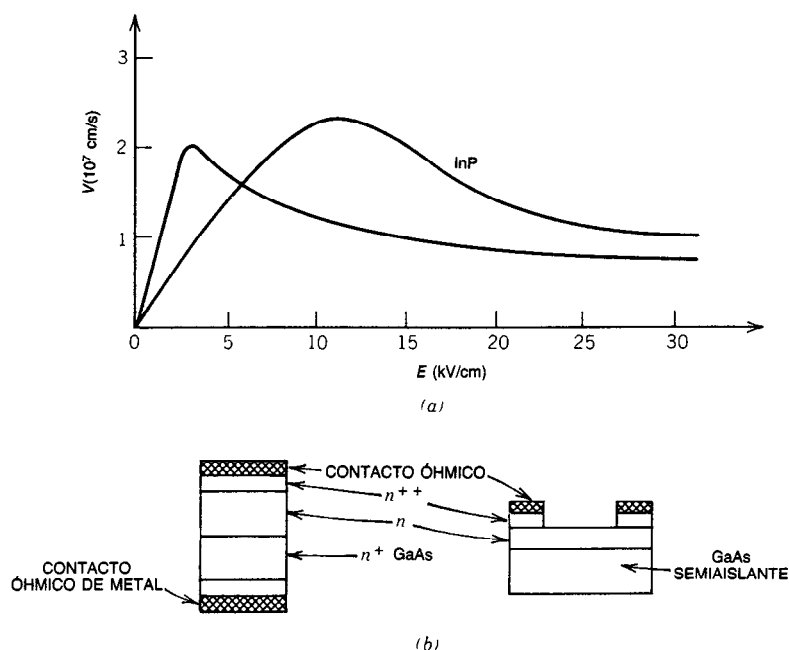
Debido a su rápido mecanismo de operación, los diodos de efecto túnel se han usado en diferentes aplicaciones hasta la región de las ondas milimétricas. Los diodos construidos con bajas corrientes pico tienen características  $I$ - $V$  no lineales con una elevada curvatura alrededor de la polarización cero y una gran corriente

inversa, lo que permite su funcionamiento pasivo en aplicaciones de detectores, mezcladores y conversión de frecuencia de bajo ruido. Estos dispositivos suelen llamarse *diodos inversos*.

Los diodos de efecto túnel que se usan activamente en el intervalo de resistencia negativa de la característica de polarización directa se aplican en amplificadores de ruido intermedio para microondas y osciladores económicos. Suelen denominarse *diodos Esaki*, en honor al pionero en el estudio analítico de estas estructuras.

Dado que las características de los diodos son muy sensibles a los perfiles de impurificación y a los niveles de energía de los semiconductores, es necesario atender cuidadosamente el diseño mecánico y eléctrico de un circuito a diodo de efecto túnel a fin de prevenir el


**Fig. 18-29. Diodo de efecto túnel: a) estructura típica; b) estructura planar; c) circuito equivalente; d) características  $I$ - $V$ .**



**Fig. 18-30.** Dispositivos de efecto volumétrico: a) campo de velocidad en función del campo eléctrico de los dispositivos de GaAs e InP; se observa la movilidad diferencial negativa; b) configuraciones geométricas esquemáticas de dos muestras.

esfuerzo mecánico, radiación de alto nivel o descargas estáticas en el dispositivo. Es necesario considerar en especial el aseguramiento de la estabilidad del circuito y la variación de ganancia (como en un amplificador) con los cambios de temperatura. Por último, los diodos de efecto túnel tienen baja capacidad de manejo de potencia. Como resultado, están siendo reemplazados gradualmente por transistores de microondas en aplicaciones de amplificadores y osciladores y por diodos de barrera Schottky en mezcladores y detectores.

#### Dispositivos de efecto volumétrico

**Dispositivos de electrones de transferencia (TED).** Los TED (de *transfer electron devices*)<sup>32-34</sup> son estructuras de material masivo con contactos óhmicos. No tienen uniones  $pn$ , como se ilustra en la figura 18-30. Su funcionamiento se basa en el efecto de conductancia negativa diferencial que ocurre en varios semiconductores. Los materiales más investigados son los de arseniuro de galio (GaAs) tipo  $n$  y de fosfuro de indio (InP)<sup>35</sup> tipo  $n$ . Dicho efecto también se ha observado en compuestos binarios, ternarios o cuaternarios de germanio (Ge).

Los TED operan con electrones "calientes" (de alta energía), con energías mucho mayores que la energía térmica.

Los dispositivos de efecto Gunn, como se denomina en ocasiones a los TED, fueron descubiertos experimentalmente por J. B. Gunn en 1963. Se observaron fluctuaciones coherentes de corriente en el intervalo de las microondas a través de los materiales de GaAs e

InP tipo  $n$  cuando el voltaje aplicado superaba cierto valor crítico de algunos miles de volts por centímetro. La frecuencia de oscilación era aproximadamente igual al recíproco del tiempo de tránsito en la longitud de la muestra. En las primeras predicciones teóricas, hechas por Ridley y Watkins, y también por Hilsum, se había establecido que se produce una resistencia diferencial negativa en virtud de la reducción en la velocidad de deriva de los electrones al aumentar el campo eléctrico, debido a la transferencia gradual de una parte de los electrones de la banda de estado de mayor energía y baja movilidad. Kroemer indicó que el efecto teórico de los electrones transferidos era consistente con el efecto Gunn experimental. Más tarde, Copeland demostró por computadora y experimentalmente la ocurrencia de oscilaciones que no eran limitadas por el tiempo de tránsito. De esta forma, la propiedad volumétrica (o masiva) se amplió a otros modos de operación.

Se han estudiado distintos modos de operación en base a la densidad y uniformidad de la impurificación, dimensiones de la región activa, propiedad de contacto del cátodo, condición de polarización y configuración del circuito. El modo de campo uniforme implica que no se estimula el cambio de espacio interno, y las características  $I$ - $V$  del dispositivo se vinculan directamente con la relación entre velocidad y campo. Las eficiencias máximas ideales son del 30% (con GaAs) y del 45% (con InP), y son independientes de la frecuencia de operación cuando ésta es menor que los recíprocos de los tiempos de relajación de energía y de dispersión interna.

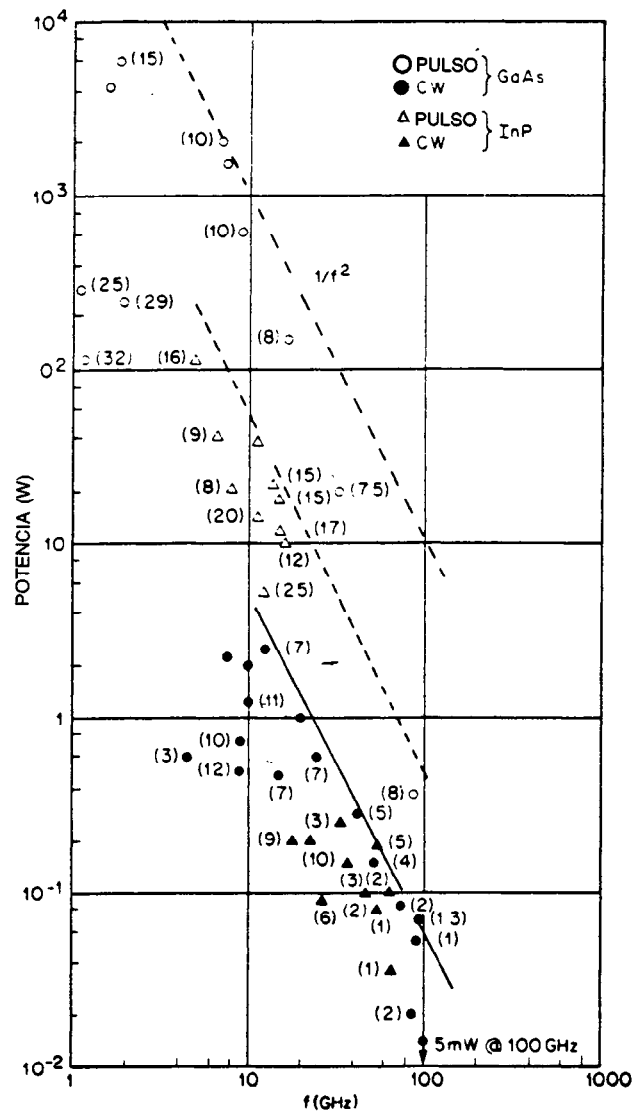


Fig. 18-31. Resumen del rendimiento de un dispositivo de electrones de transferencia (TED). Los números entre paréntesis indican la eficiencia de conversión de CD a RF, en porcentaje. Reimpreso con permiso de Sze<sup>16</sup>.

Un TED de una muestra ligeramente impurificada o pequeña con un producto  $n_0L$  menor que  $10^{12} \text{ cm}^{-2}$  (donde  $n_0$  es la concentración de impureza y  $L$  es la longitud de la muestra) presenta una distribución estable del campo y resistencia CD positiva. Cuando se conecta a un circuito resonante paralelo (antirresonante) con resistencia de carga apropiada, el TED puede oscilar en el modo de acumulación de tiempo de tránsito con una eficiencia casi del 10%.

El modo de capa dipolar de tiempo de tránsito se presenta cuando el producto  $n_0L$  es mayor que  $10^{12} \text{ cm}^{-2}$ . Las capas dipolares maduras se forman cerca del cátodo como resultado de perturbaciones de la carga espacial del material, que aumentan exponen-

cialmente en el espacio y tiempo y se propagan al ánodo. Este dispositivo suele colocarse en derivación con un circuito resonante de  $Q$  elevada.

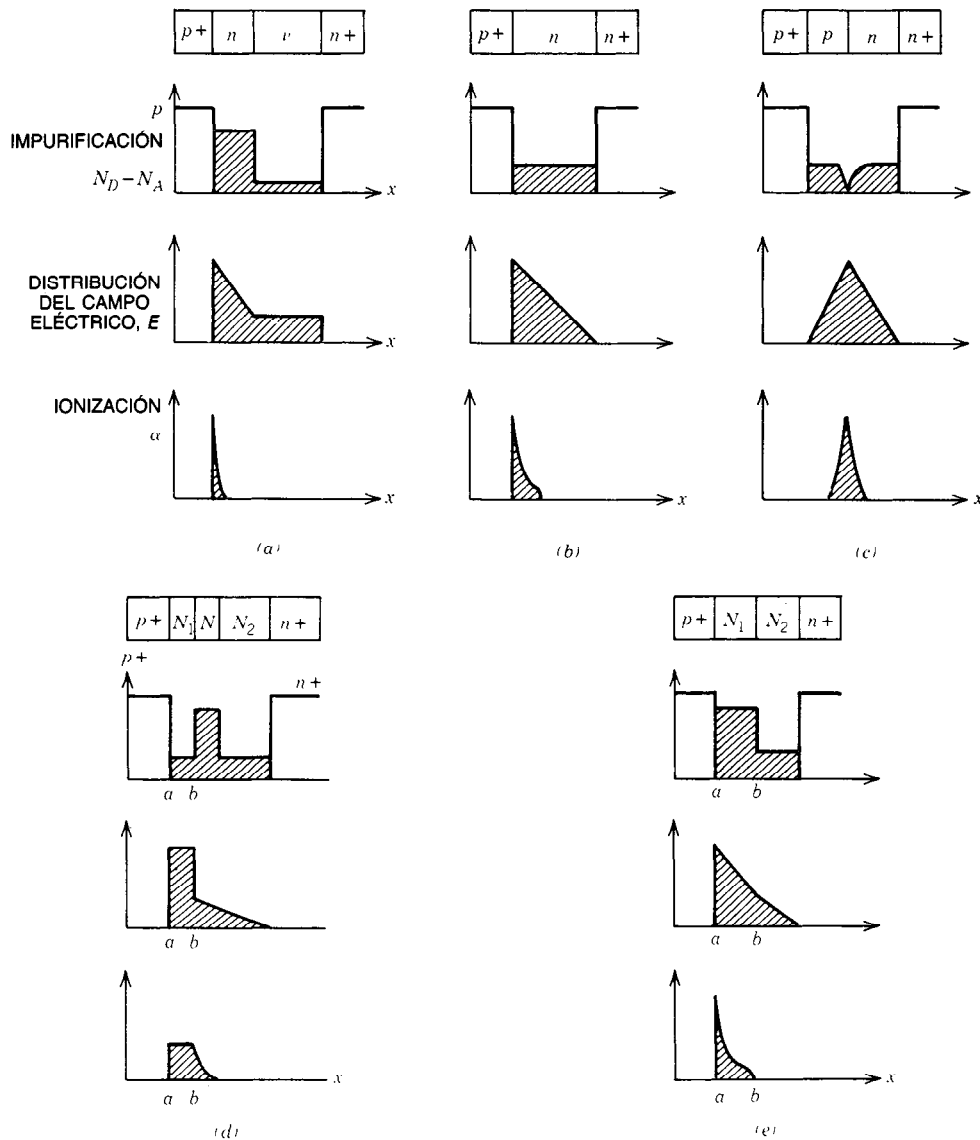
El modo de extinción de la capa dipolar se produce con un TED en un circuito resonante si la capa dipolar de campo intenso se extingue antes de llegar al ánodo. Puede ocurrir oscilación a frecuencias  $f$  del orden de la frecuencia de relajación dieléctrica y mayores que la frecuencia del tiempo de tránsito; esto es, cuando  $fL > 2 \times 10^7 \text{ cm/s}$ . La eficiencia teórica puede ser del 13%.

Otro modo de operación importante, en especial para la aplicación de pulsos de potencia pico, es el modo de acumulación limitada de carga espacial (LSA,

de *limited-space-charge accumulation*). El campo eléctrico de un lado a otro del dispositivo aumenta desde debajo del umbral y cae de nuevo con tal rapidez que las capas dipolares de campo intenso no tienen tiempo de formarse. Sólo se forma la capa de acumulación primaria cerca del cátodo, y se extingue durante un ciclo RF. Para GaAs e InP, las relaciones limitantes son  $10^4 < n_0/f < 10^5$  s/cm<sup>3</sup>. Por tanto, el modo de operación es altamente dependiente del circuito. La máxima frecuencia de operación de los TED LSA es mucho menor que la de los dispositivos de tiempo de tránsito,

con un límite superior de 20 GHz aproximadamente para el GaAs y mayor frecuencia para el InP.

Los TED, con sus características de ruido razonablemente bajo (AM y FM) y banda ancha, se han usado ampliamente en osciladores locales para instrumentos de microondas, alarma contra robo y fuentes de bombeo para amplificadores paramétricos. Los amplificadores y osciladores de potencia TED se han aplicado en sistemas de radar. En la figura 18-31 se presenta un resumen de su rendimiento para la operación CW y en pulsos en función de la frecuencia. En general, se ha



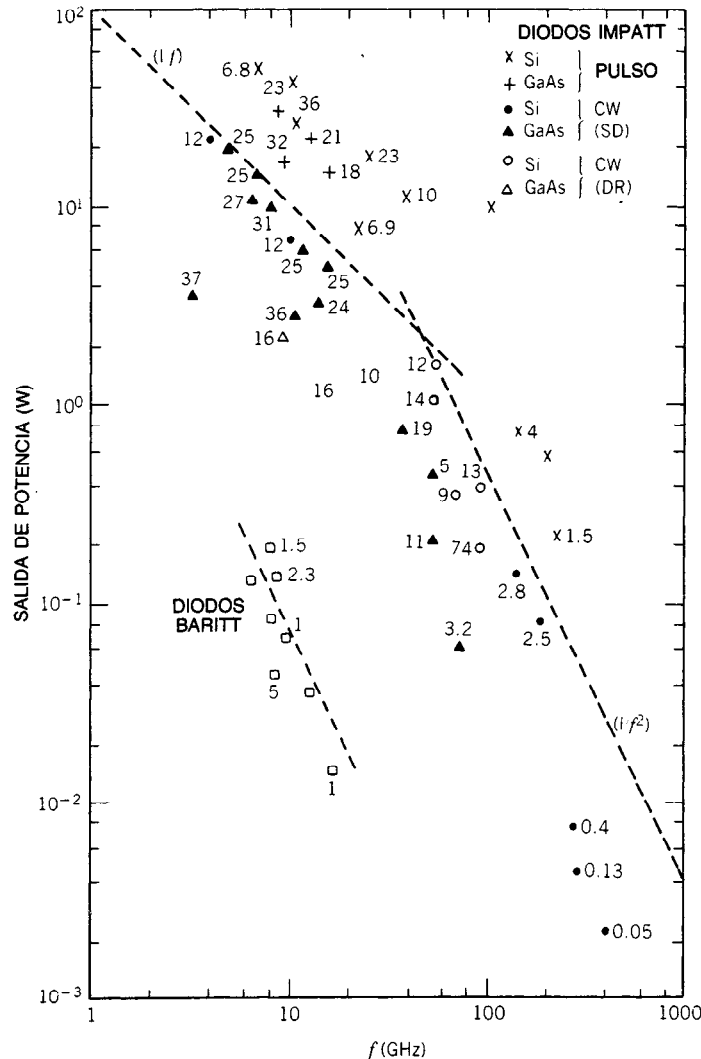
**Fig. 18-32.** Perfil de impurificación, distribución del campo eléctrico e integrando de ionización en la disrupción en avalancha de algunas estructuras a diodo IMPATT (tiempo de tránsito de avalancha por ionización debida a impacto): a) Read; b)  $pn$  abrupta; c) doble deriva; d) Read lo-hi-lo (bajo-alto-bajo) modificada; e) Read hi-lo modificada.

demostrado que el intervalo de frecuencia de operación va desde menos de 1 GHz hasta más de 100 GHz. Se ha logrado el manejo desde unos cuantos miliwatts hasta más de 2 W de potencia continua con eficiencias hasta del 15%, y de potencia pulsada de 1 W a 6 kW con eficiencias desde unos cuantos puntos de porcentaje, hasta un 30%. Los TED cuentan con un límite superior de frecuencia estimado de unos 150 GHz aproximadamente.

Los TED también se han aplicado en operaciones digitales y analógicas de alta velocidad<sup>36, 37</sup>. Una configuración de estos dispositivos funcionales tiene el área transversal no uniforme. El segundo caso consta de uno o más electrodos extra a lo largo del dispositivo para controlar las formas de onda de la corriente.

### Dispositivos de tiempo de tránsito de avalancha y de inyección por barrera

La operación de los dispositivos de tiempo de tránsito de avalancha<sup>38, 39</sup> depende de dos mecanismos para la producción de resistencia negativa a frecuencia de microondas. La disrupción en avalancha debida a la ionización por impacto genera una corriente de avalancha demorada con respecto al voltaje de la terminal. El tiempo de tránsito de estas cargas a través de la región de deriva causa una demora extra. Con un diseño adecuado, la diferencia de fase total resultante puede ser de 180°, lo que produce una resistencia negativa. Estos dispositivos se llaman IMPATT (de *impact ionization avalanche transit time*, tiempo de tránsito de avalancha debida a ionización por impacto).



**Fig. 18-33.** Rendimiento de los diodos IMPATT (tiempo de tránsito de avalancha por ionización debida a impacto) y BARITT (inyección por barrera y tiempo de tránsito). La eficiencia en porcentaje está dada por el número adyacente a cada punto experimental. Reproducido con permiso de Sze<sup>16</sup>.

En 1954, Shockley consideró por primera vez la resistencia negativa que se genera por efecto del tiempo de tránsito en un diodo de semiconductor. En 1958, Read propuso una estructura ( $p^+-n-v-n^+$  o  $n^+-p-p^+-p^+$ ) capaz de generar oscilaciones de alta frecuencia, consistente en una estrecha zona de avalancha combinada con una región de deriva de resistencia relativamente alta. Desde 1965 se han presentado varias estructuras de la familia IMPATT, como la unión  $pn$  de un solo lado, el diodo PIN, el diodo de doble deriva y las estructuras de Read modificadas (diodos lo-hi-lo e hi-lo), de las que se presentan esquemas ilustrativos en la figura 18-32.

Se han usado ampliamente materiales como el Si y GaAs, y también se ha informado la construcción de dispositivos IMPATT de germanio (Ge). En los diseños de diodos de unión IMPATT se emplean técnicas de fabricación tales como la difusión, doble epitaxia por difusión, o epitaxia por haz molecular (MBE, de *molecular beam epitaxy*), así como los procesos de barrera Schottky y de implantación de iones. Si bien los dispositivos de silicio siguen presentando las mayores capacidades de potencia de salida, los dispositivos IMPATT de GaAs presentan menor ruido, y los de estructuras de Read modificadas, mayor eficiencia.

En la figura 18-33 se presentan algunas de las mejores propiedades de los dispositivos IMPATT. Para operaciones CW, la limitación térmica da por resultado una potencia de salida inversamente proporcional a la frecuencia, mientras que la limitación electrónica hace que la potencia disminuya como  $1/f^2$  a frecuencias superiores. En condiciones pulsantes, en que el efecto térmico es pequeño, el aspecto electrónico limita la salida de potencia. La eficiencia máxima esperada para los dispositivos de Si de deriva sencilla es aproximadamente del 15%, para dispositivos de doble deriva es del 21%, y para los diodos de GaAs de deriva sencilla es de alrededor del 38%. De manera general, para una potencia de salida dada, tal como 1 W, los diodos IMPATT de GaAs presentan aproximadamente 10 dB menos de ruido de FM que los dispositivos IMPATT de Si.

Los diodos TRAPATT (de *trapped plasma avalanche-triggered transit*, tránsito activado por avalancha de plasma atrapado)<sup>40,41</sup> permiten la generación de microondas con muy alta potencia pulsátil (hasta 1.2 kW a 1.1 GHz) y eficiencia de CD a RF (hasta del 75% a 0.6 GHz). Su operación se basa en un diodo de unión  $pn$  de semiconductor con polarización inversa para densidades de corriente mucho mayores que las de la operación en avalancha normal, y no depende de retardos de transporte e inyección para producir una resistencia negativa. La impurificación de la región de agotamiento suele ser tal que los diodos "se perforan" en la disrupción, con el resultado de campos eléctricos de CD en esa región justo antes de la disrupción, muy por encima del nivel saturado de velocidad de deriva. La avalancha ocurre en la región de campo intenso y barre por completo los diodos, dejándolos virtualmente llenos de un plasma de huecos y electrones.

En la figura 18-34 se presenta esquemáticamente el modo de operación del diodo TRAPATT, y en la fi-

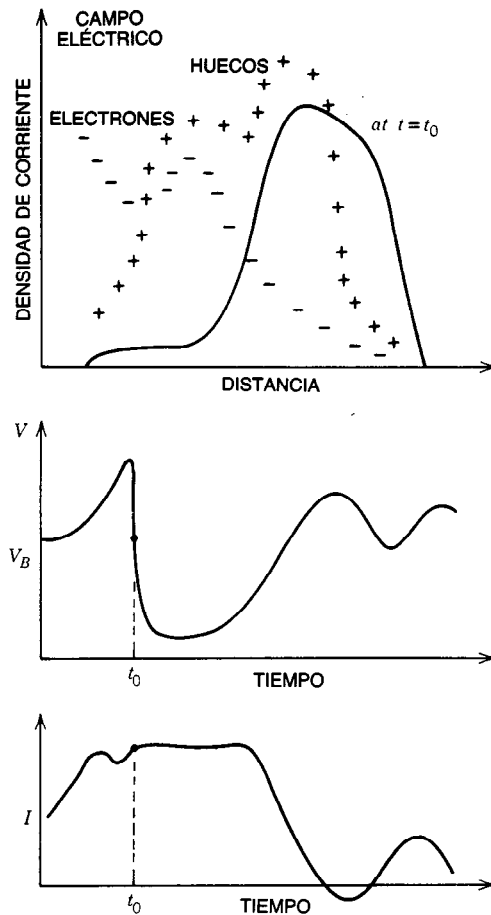


Fig. 18-34. Cálculo numérico de la densidad de portadores de campo eléctrico en función de la distancia, así como voltaje y corriente en función del tiempo de un diodo TRAPATT (tránsito activado por avalancha de plasma atrapado). Reimpreso con permiso de Evans<sup>41</sup>.

gura 18-35 se muestra una gráfica del rendimiento en función de la frecuencia de los TRAPATT más modernos.

Para la operación de los diodos TRAPATT se requiere un diseño circuital relativamente complicado y el control de las propiedades del dispositivo para conciliar la resistencia negativa efectiva del diodo con la carga a la frecuencia de operación, al mismo tiempo que se terminan reactivamente las frecuencias mayores que las de oscilación. Aunque estos dispositivos presentan mayores frecuencia pulsátil y eficiencia que los diodos IMPATT, generalmente producen mayores niveles de ruido y eficiencias de operación sustancialmente menores que la frecuencia de tiempo de tránsito, por lo cual sus aplicaciones se han limitado a frecuencias menores que 10 GHz.

Las estructuras de diodo BARITT (de *barrier injection and transit time*, inyección por barrera y tiempo de tránsito)<sup>42,43</sup>, como las de metal- $n$ -metal,  $p$ - $n$ - $v$ - $p$  y



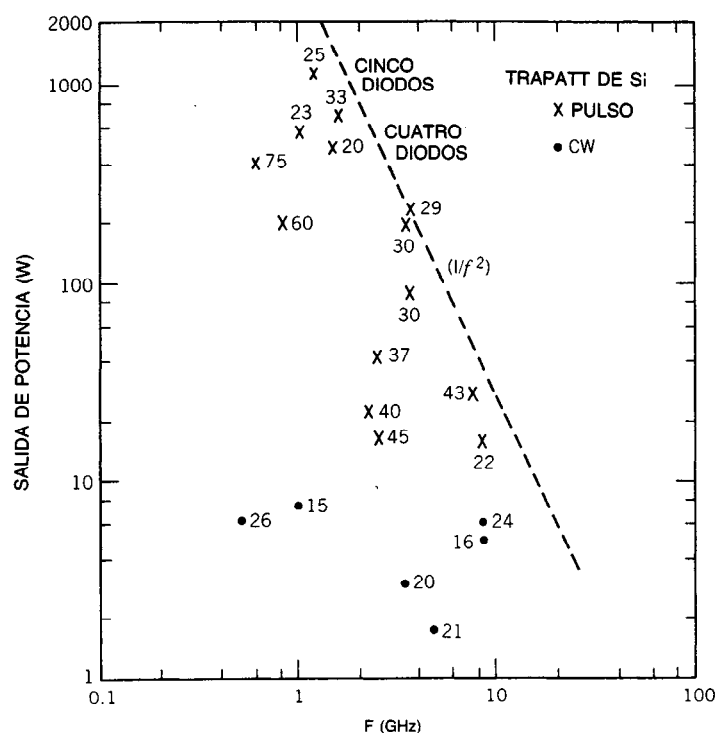


Fig. 18-35. Rendimiento del diodo TRAPATT (tránsito activado por avalancha de plasma atrapado). El número adyacente a cada punto experimental indica la eficiencia, en porcentaje. Reimpreso con permiso de Sze<sup>16</sup>.

*p-n-p*, tienen regiones de deriva similares a las de los dispositivos IMPATT y TRAPATT, pero con un ángulo de tránsito de  $3\pi/2$ . Sin embargo, los portadores minoritarios difundidos que atraviesan la región de deriva son inyectados termoiónicamente desde la barrera con polarización directa. Debido a que no hay fenómenos de avalancha, los osciladores BARITT presentan menores cifras de ruido y menores eficiencias que los dispositivos IMPATT. Su uso es limitado por su baja potencia de salida y sus anchos de banda relativamente pequeños; no obstante, se han aplicado en osciladores locales estables y detectores de microondas. En la figura 18-33 se presenta su rendimiento.

Se ha propuesto otro dispositivo de tiempo de tránsito, el diodo DOVETT (de *double velocity transit time*, tiempo de tránsito de doble velocidad). En este dispositivo, la velocidad de los portadores cerca de la terminal de inyección es mucho menor que cerca de la terminal de colección. Como resultado, la demora en el tiempo de tránsito en la región de inyección de baja velocidad aumenta. Se espera que los diodos DOVETT produzcan mayor resistencia negativa y por tanto mayores eficiencias que los diodos BARITT<sup>44,45</sup>.

#### Transistores de microondas

Para la amplificación de microondas empleando los dispositivos de dos terminales ya presentados se requiere un circulator o circuitos híbridos para separar la

salida de la señal de entrada. Los **transistores** (de *transfer resistors*, resistores de transferencia), ya sean bipolares o unipolares (de efecto de campo), son dispositivos de tres terminales capaces de deslindar la salida respecto de la entrada. En los dispositivos bipolares tanto los portadores mayoritarios como los minoritarios participan en el proceso de conducción de corriente, mientras que en los unipolares predominan los portadores mayoritarios.

Los BJT (de *bipolar junction transistors*, transistores bipolares de unión) de microondas requieren dimensiones mucho menores (en el intervalo de los micrómetros), procesos de fabricación más delicados y consideraciones térmicas más rigurosas que los dispositivos de baja frecuencia, aunque los principios de operación son similares. En la actualidad casi todos los BJT son del tipo *n-p-n* de silicio, dado que la movilidad de los electrones es mayor que la de los huecos. Para reducir la resistencia en serie del colector se emplea un sustrato epitaxial *n* en *n*<sup>+</sup>. Suele depositarse en la superficie una capa protectora de SiO<sub>2</sub>. Estos transistores tienen una de las tres configuraciones geométricas planares generales siguientes<sup>46,47</sup>: interdigitada, sobrepuesta y en malla, que caracterizan las configuraciones del emisor y la base (fig. 18-36). Estos formatos permiten la reducción del ancho de la tira del emisor y del grosor de la capa de la base para la operación a alta frecuencia conservando la capacidad de corriente y potencia.

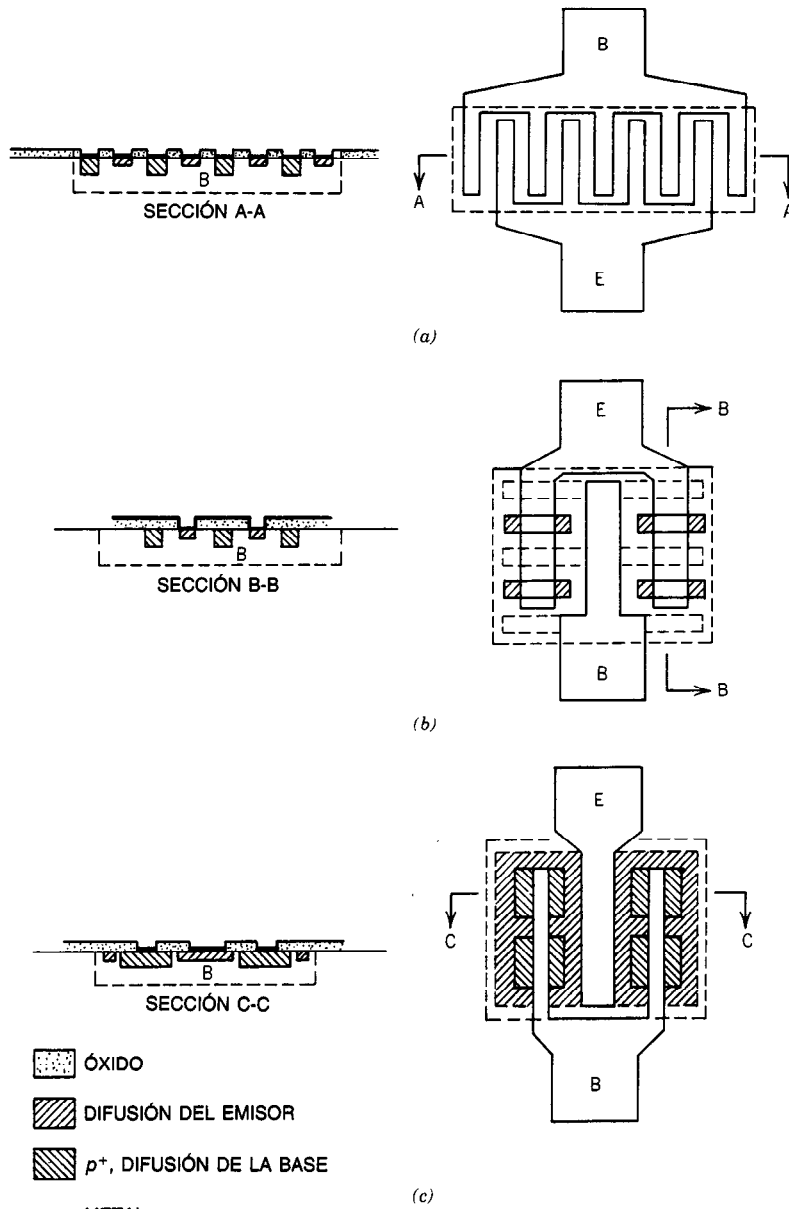


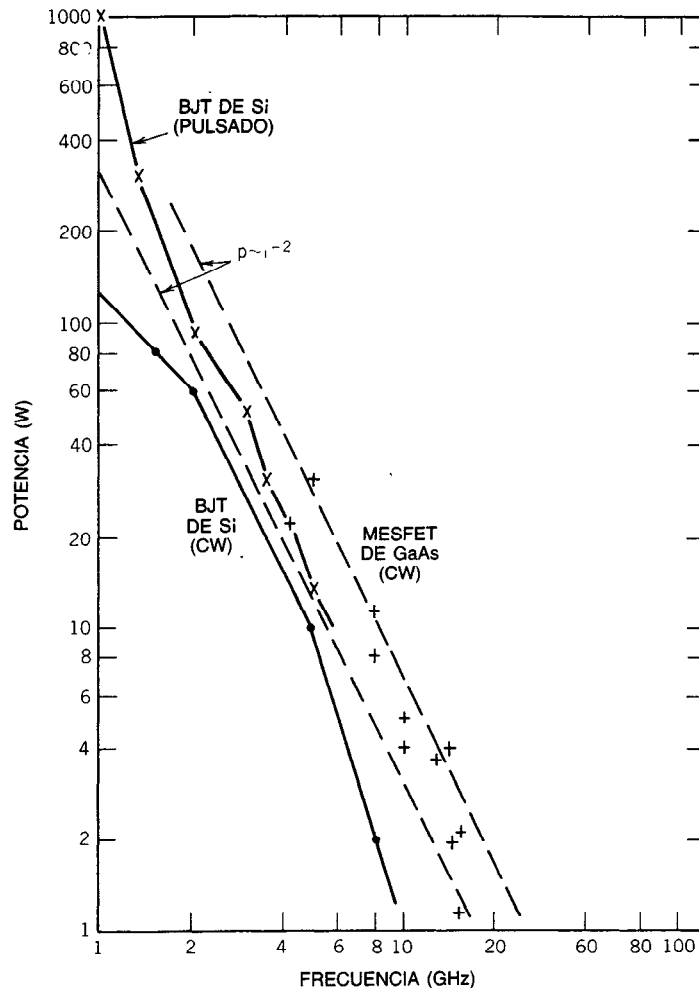
Fig. 18-36. Tipos generales de configuración geométrica de transistores de microondas: a) interdigitada; b) sobrepuesta; c) entremezclada. Tomado de Cooke<sup>46</sup>, con permiso.

Un indicador importante del rendimiento es la frecuencia máxima de oscilación,  $f_{m\acute{a}x}$ , que se deduce extrapolando hasta la unidad la curva de ganancia de potencia unilateral en función de la frecuencia. Considerando que el patrón de los electrodos del emisor y la base de un transistor se define en términos de la separación entre electrodos  $S$ , la longitud  $L$  y el ancho  $W$  de los electrodos, y la resistencia de la base por unidad de área  $r_0$  y la capacitancia del colector  $C_0$ ,  $f_{m\acute{a}x}$  está dada por:

$$f_{m\acute{a}x} \approx \frac{1}{2S} \left( \frac{f_T}{2\pi r_0 C_0} \right)^{1/2}$$

donde  $f_T$ , la frecuencia de corte a la cual la ganancia de corriente en cortocircuito del emisor común se hace la unidad, es inversamente proporcional al tiempo de retardo del emisor al colector<sup>48</sup>.

En la década pasada se desarrollaron numerosos métodos para incrementar el rendimiento de los transistores bipolares abatiendo la capacitancia intrínseca



**Fig. 18-37.** Rendimiento de los dispositivos de potencia de BJT (transistor bipolar de unión) de silicio y MESFET (transistor de efecto de campo a base de semiconductor de metal) de arseniuro de galio.

colector-base o para reducir las dimensiones laterales implementando diversas técnicas de autoalineado. También se han implementado diferentes estructuras para reducir el ancho efectivo de la tira del emisor y la resistencia de la base, con el resultado de elevadas frecuencias de corte y bajas cifras de ruido.

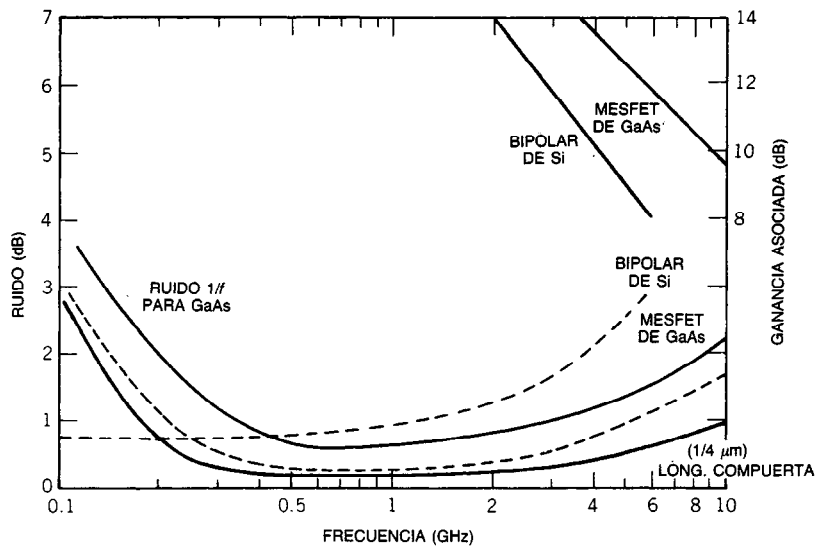
En la figura 18-37 se presenta el rendimiento de la potencia de salida de los transistores bipolares. Como se observa, la potencia cae como  $1/f^2$  debido a la velocidad de saturación de los portadores y las limitaciones de la disrupción en avalancha. Para la operación en CW se ha informado una potencia de 1.5 W a 10 GHz. Pueden alcanzarse hasta 500 W de potencia pulsátil a 1 GHz.

En las figuras 18-38 y 18-39 se presenta el rendimiento de bajo ruido y como oscilador. El transistor bipolar de silicio sigue siendo el mejor dispositivo discreto para aplicaciones de osciladores por debajo de la banda

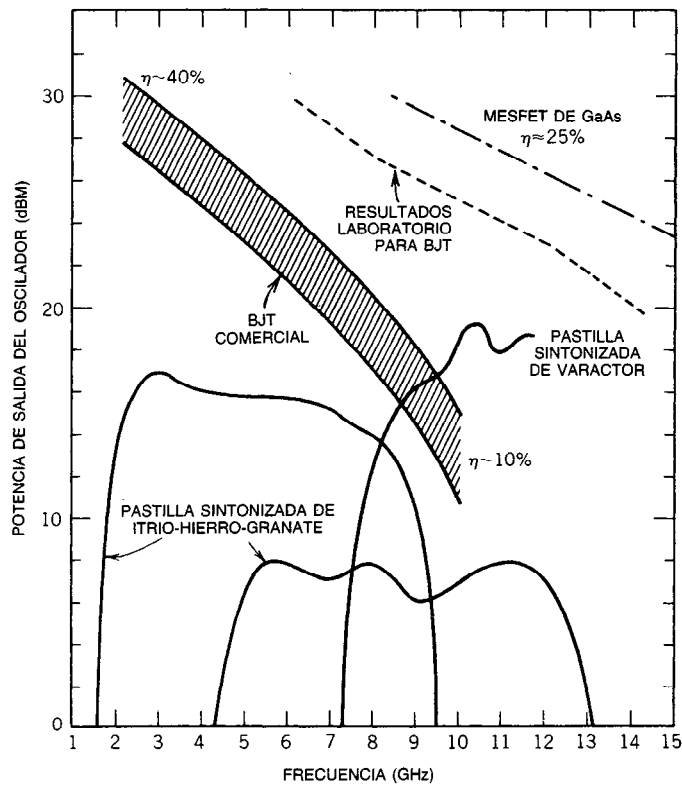
X debido a sus propiedades de bajo ruido  $1/f$ . Sin embargo, para aplicaciones de bajo ruido y de potencia por encima del intervalo inferior de las microondas, el transistor de efecto de campo de microondas se ha convertido gradualmente en el dispositivo dominante.

Se han explorado otras estructuras de tres terminales tipo transistor bipolar, tales como el transistor de heterounión<sup>49</sup> con un emisor de  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ , base de GaAs tipo *p* y colector de GaAs tipo *n*; transistores de electrones de alta energía, tales como la estructura metal/aislador (M-I-M-I-M)<sup>50</sup>; y un transistor con base permeable<sup>51</sup> en el que se emplea un proceso de cuatro capas de GaAs/metal. El objetivo que se persigue con todas estas estructuras es mejorar el rendimiento y elevar la frecuencia de operación.

El FET (de *field-effect transistor*, transistor de efecto de campo)<sup>52,53</sup> es esencialmente un resistor controlado por voltaje. En la actualidad, los MESFET (de *metal*



**Fig. 18-38.** Rendimiento de bajo ruido del BJT (transistor bipolar de unión) de silicio y el MESFET (transistor de efecto de campo a base de semiconductor de metal) de arseniuro de galio.



**Fig. 18-39.** Rendimiento como oscilador del BJT (transistor bipolar de unión) y el MESFET (transistor de efecto de campo a base de semiconductor de metal) de arseniuro de galio.

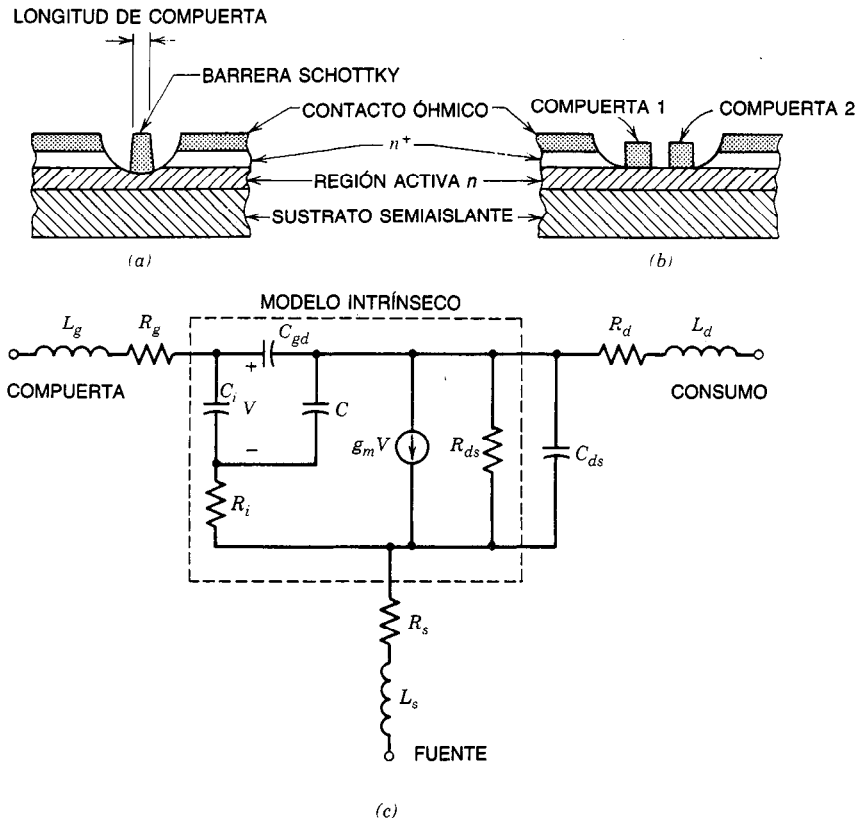
*semiconductor field effect transistors*, transistores de efecto de campo a base de semiconductor de metal) planares de arseniuro de galio (GaAs) dominan la mayor parte de las aplicaciones de microondas. En el electrodo de compuerta se usa un contacto de rectificación a base de metal y semiconductor (barrera Schottky) en vez de una unión *pn*, como en el caso del JFET (de *junction field effect transistor*, transistor de efecto de campo de unión). En la configuración normal de amplificador de fuente común, la compuerta recibe polarización inversa y la impedancia de entrada es alta. Cuando se aplica a la entrada una señal de microondas, el ancho de la capa de agotamiento se modula. Esta modulación hace variar el canal de conducción, lo cual a su vez causa la gran variación en el consumo de corriente de salida a través de la carga. En la mayor parte de los dispositivos se emplea material de GaAs tipo *n* debido a que la movilidad de los electrones es mayor en este material que la de los huecos y portadores en el silicio. En los dispositivos MESFET se han observado oscilaciones cercanas a los 60 GHz.

Los MESFET se caracterizan por procesos de fabricación más simples, menor resistencia del dispositivo para aplicaciones de bajo ruido y buena disipación de calor para la operación a alta potencia, comparados

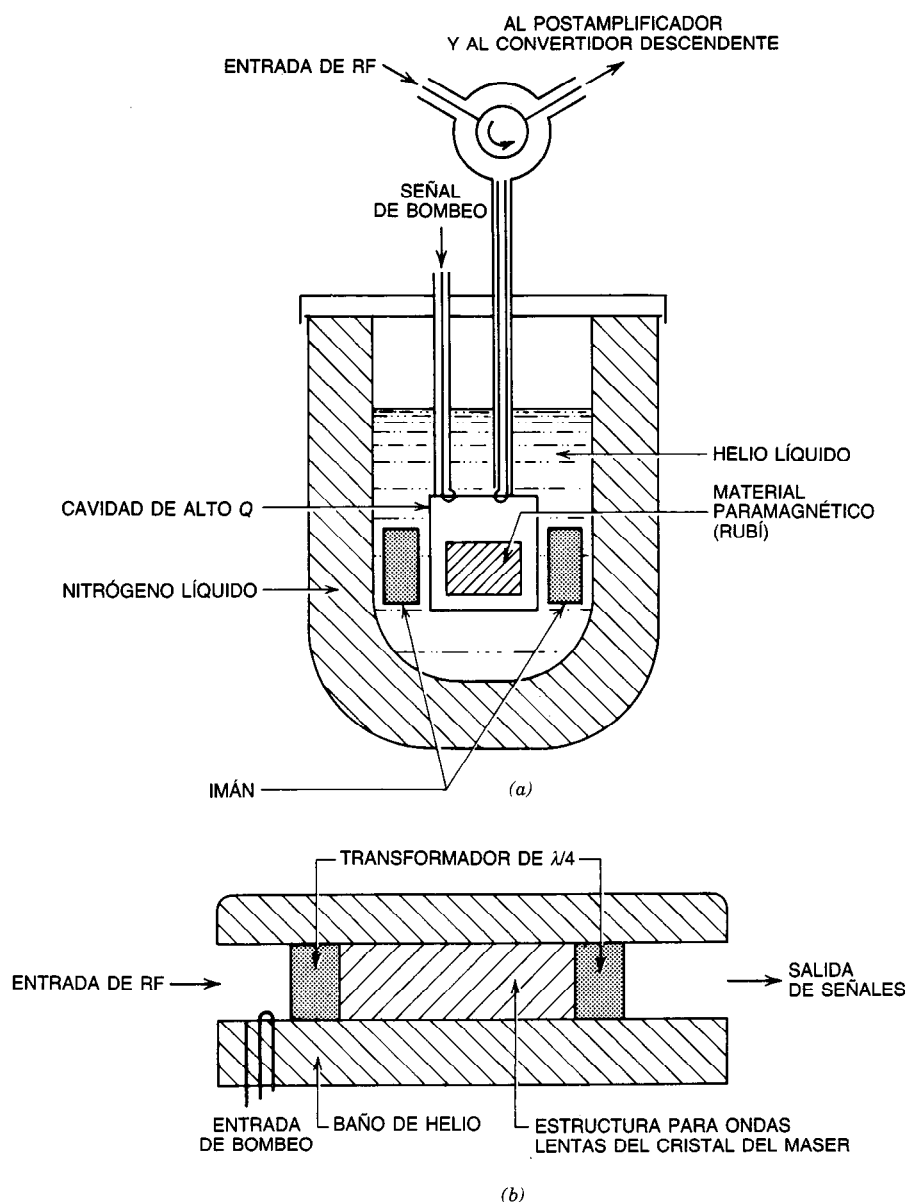
con los JFET. Estos últimos, por otro lado, pueden fabricarse con una configuración de heterounión o de compuerta de capa amortiguada, lo cual significa un potencial de mejor rendimiento a alta frecuencia.

En la figura 18-40 se presenta esquemáticamente el corte transversal de un MESFET, así como un modelo de circuito equivalente para la operación de señal pequeña en el que se muestran los elementos parásitos. Se han fabricado MESFET con longitud de compuerta excavada de menos de un cuarto de micrón y este desarrollo ha mejorado el rendimiento de bajo ruido y ha ampliado las aplicaciones de alta frecuencia de estos dispositivos.

Actualmente se están usando técnicas nuevas de fabricación, como litografía con haz de electrones e implantación de iones, así como métodos en deposición de materiales, tales como la epitaxia de haz molecular (MBE, de *molecular beam epitaxy*) y deposición química de vapores de óxido metálico (MOCVD, de *metal-oxide chemical vapor deposition*) y técnicas de Czochralski de encapsulado en líquido (LEC, de *liquid-encapsulated Czochralski*) para lograr las reducidas dimensiones y la capacidad de manufactura de los dispositivos. En la tecnología de los MESFET de potencia se han probado dispositivos con anchos de com-



**Fig. 18-40.** Estructuras de MESFET (transistor de efecto de campo a base de semiconductor de metal): a) compuerta excavada única; b) de compuerta doble; c) circuito equivalente de un dispositivo de una sola compuerta.



**Fig. 18-41.** Esquema de un dispositivo MASER (amplificación de microondas por emisión estimulada de radiación): *a*) MASER de cavidad; *b*) MASER sencillo de ondas progresivas.

puerta de algunos milímetros y voltajes de disrupción de consumo de más de 40 V. Esto ha sido posible por el diseño adecuado de los dispositivos con estructura excavada de la compuerta, a través de la disipación de calor por medio de huecos chapeados y técnicas de montaje de pastillas reversibles. Un método de acoplamiento en las pastillas que permite el acoplamiento de impedancia muy cerca del dispositivo ha dado por resultado la creación de pastillas de celdas múltiples con operación de banda ancha.

Las pastillas MESFET y los dispositivos encapsulados se han empleado principalmente con líneas planares de transmisión tales como la línea de microcinta y circuitos de elementos concentrados. Los avances en la tecnología de los dispositivos han dado por resultado el dominio de este tipo de dispositivos en las aplicaciones de bajo ruido para frecuencias hasta de 30 GHz. Mediante el uso de técnicas de enfriamiento con dispositivos termoelectrónicos o criogénicos, se han obtenido cifras de ruido comparables a las de los am-

plificadores paramétricos enfriados. En la figura 18-38 se presenta el rendimiento de los MESFET en función de la frecuencia.

Los amplificadores de potencia MESFET con dispositivos de configuración con múltiples prolongaciones interdigitadas están sustituyendo gradualmente a los amplificadores de tubo de ondas progresivas (TWTA) en la banda de comunicaciones de 4 GHz. Existen en el mercado amplificadores con salida de potencia hasta de 40 W en la banda C, y se han demostrado salidas de potencia hasta de alrededor de 2 W en la banda 20. Los amplificadores de potencia de estado sólido (SSPA, de *solid-state power amplifiers*), como se llama en ocasiones a estos amplificadores MESFET, presentan mejores características de no linealidad y mayor confiabilidad que los TWTA. Sin embargo, las eficiencias de conversión de CD a RF son todavía menores, aunque los SSPA requieren mucho menos voltaje de CD. En la figura 18-37 se presenta el estado actual de estos dispositivos.

Además de los usos de amplificación de bajo ruido y alta potencia, los MESFET también se aplican en mezcladores, divisores de potencia, combinadores, osciladores e interruptores de microondas. Aún se realizan estudios para reducir el problema del ruido  $1/f$  asociado con los osciladores MESFET de GaAs. Se ha empleado una configuración de doble compuerta (dos compuertas en paralelo entre las terminales de fuente y consumo) tanto para aplicaciones de mezcladores e interruptores como en amplificadores de control de ganancia automático (AGC, de *automatic gain control*), lo que permite un mayor control del dispositivo.

También se han desarrollado circuitos lógicos MESFET y JFET; el avance ha sido más rápido para el GaAs que para el Si. Estos veloces circuitos lógicos han encontrado aplicaciones en el desarrollo de nuevas técnicas de procesamiento de señales de microondas.

Se han informado otras configuraciones FET, tales como el JFET de heterounión<sup>54</sup> (estructura  $p$ -GaAs/ $p$ -AlGaAs/ $n$ -GaAs) y el MESFET de doble heteroestructura<sup>55</sup> (AlInAs/GaInAs/AlInAs/InP), las cuales se han empleado en aplicaciones de bajo ruido y alta velocidad. Las estructuras no planares, como el FET de silicio con ranura en V, tienen probadas aplicaciones de amplificación de potencia. Estos dispositivos presentan mayor transconductancia y menor resistencia al encendido que los de FET planares ordinarios.

#### Dispositivos de electrónica cuántica

En los MASER (de *microwave amplification by stimulated emission of radiation*, amplificación de microondas por emisión estimulada de radiación)<sup>56</sup> se aprovechan las características cuánticas de la materia para la amplificación o generación de microondas. La principal ventaja de los amplificadores MASER comparados con otros amplificadores de microondas es su ruido extremadamente bajo, causado solamente por la emisión espontánea a partir del material paramagnético. En contraste con el ruido de perdigoneo (también llamado de granalla) en los dispositivos ordinarios de haz de electrones, a las temperaturas del helio líquido este tipo de ruido es muy pequeño a frecuencias de

microondas. Los MASER se han empleado como receptores de bajo ruido para amplificar señales débiles en aplicaciones de radioastronomía y estaciones terrestres de satélite. También operan como osciladores, proporcionando patrones de tiempo o frecuencia muy exactos, debido a sus características de extrema estabilidad de frecuencia y reducido ancho de banda.

En la figura 18-41 se presenta el diagrama esquemático de un MASER de cavidad de tres niveles de rubí para la aplicación de bajo ruido. La cavidad resonante, limitada por su ancho de banda utilizable, puede ser sustituida por una estructura de ondas lentas. El campo electromagnético de este MASER de ondas progresivas<sup>57</sup> se acopla débilmente a la estructura, y se produce interacción en una distancia y un tiempo considerables, lo cual da por resultado una alta ganancia de señal. Cuando opera a una densidad suficientemente elevada de haz en el gas, el MASER de dos niveles de amoníaco funciona como un oscilador y produce un patrón de frecuencia exacto<sup>58</sup>.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. *Proc. IEEE*, usos especiales en tubos de microondas, **61**(3).
2. E. Okress, ed., *Crossed-Field Microwave Devices*, Vols. 1 y 2, Academic, Nueva York.
3. D. R. Hamilton, J. K. Knipp y J. B. H. Kuper, *Klystrons and Microwave Triodes*, McGraw-Hill, Nueva York.
4. J. E. Beggs y N. T. Lavoo, "High Performance Experimental Power Triodes", *IEEE Trans. Elec. Dev.* **ED-13**:502.
5. D. H. Priest, "Annular Circuits for High Power Multiple Tube RF Generators at VHF and UHF", *Proc. IRE* **38**:515-520.
6. S. Y. Liao, *Microwave Devices and Circuits*, Prentice-Hall, Englewood, Cliffs, NJ.
7. J. R. Pierce, *Traveling Wave Tubes*, D. Van Nostrand, Princeton, NJ.
8. J. T. Mendel, "Helix and Coupled-Cavity Traveling-Wave Tubes", *Proc. IEEE* **61**(3):280-289.
9. A. Staprans y otros, "High-Power Linear-Beam Tubes", *Proc. IEEE* **61**(3): 299-330.
10. G. B. Collins, *Microwave Magnetrons*, McGraw-Hill, Nueva York.
11. J. V. Gewartowsky y H. A. Watson, *Principles of Electron Tubes*, D. Van Nostrand, Princeton, NJ.
12. J. F. Skowran, "The Continuous-Cathode (Emitting-Sole) Cross-Field Amplifier", *Proc. IEEE* **61**:330-356.
13. H. Jory, "Gyro-Device Developments and Applications", Intl. Electron Devices Meet., *Tech. Digest*, pp. 182-185.
14. H. A. Watson, *Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications*, McGraw-Hill, Nueva York.
15. R. Bowers y J. Frey, "The Impact of Solid State Devices", *Adv. Electron. Electr. Phys.* **38**:147-194.
16. S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2.ª ed., Wiley, Nueva York.

17. M. J. Howes y D. V. Morgan, eds., *Microwave Devices Device Circuit Interactions*, Wiley, Nueva York.
18. P. Penfield Jr. y R. P. Rafuse, *Varactor Applications*, MIT, Cambridge, MA.
19. J. M. Manley y H. E. Rowe, "Some General Properties of Nonlinear Elements, I: General Energy Relations", *Proc. IRE* **44**:904.
20. D. Leenov y A. Uhlin Jr., "Generation of Harmonics and Subharmonics at Microwave Frequencies with P-N Junction Diodes", *Proc. IRE* **47**:1724.
21. R. P. Rafuse, "Recent Developments in Parametric Multipliers", *Proc. Nat. Electron. Conf.* **19**:461.
22. K. K. N. Chang, *Parametric and Tunnel Diodes*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
23. J. L. Moll, S. Krakauer y R. Shen, "P-N Junction Charge Storage Diodes", *Proc. IRE* **50**:45-53.
24. H. T. Friis, "Analysis of Harmonic Generator Circuits for Step-Recovery Diodes", *Proc. IEEE* **55**:1192-1194.
25. A. M. Cowley y H. O. Sorensen, "Quantitative Comparison of Solid-State Microwave Detectors", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-14**:588-602.
26. C. A. Burrus, "Millimeter-Wave Point Contact and Junction Diodes", *Proc. IEEE* **54**:575-587.
27. D. Leenov, "The Silicon PIN Diode as a Microwave Radar Protector at Megawatt Levels", *IEEE Trans. Elect. Dev.* **ED-11**:53.
28. J. K. Hunton y A. G. Ryals, "Microwave Variable Attenuators and Modulators Using P-i-n Diodes", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-10**:262.
29. R. W. Burns y L. Stark, "P-i-n Diodes Advance High-Power Phase Shifting", *Microwaves* **4**:38.
30. W. F. Chow, *Principles of Tunnel Diode Circuits*, Wiley, Nueva York.
31. S. P. Gentile, *Basic Theory and Application of Tunnel Diodes*, D. Van Nostrand, Princeton, NJ.
32. L. F. Eastman, *Gallium Arsenide Microwave Bulk and Transit-Time Devices*, Artech House, Dedham, MA.
33. B. G. Bosch y R. W. H. Engelmann, *Gunn-Effect Electronics*, Wiley, Nueva York.
34. H. W. Thim, "Solid State Microwave Sources", en C. Hilsun, ed., *Handbook on Semiconductors*, Vol. 4, *Device Physics*, North-Holland, Amsterdam.
35. H. D. Rees y K. W. Gray, "Indium Phosphide: A Semiconductor for Microwave Devices", *Solid State Elect. Dev.* **1**.
36. M. Shoji, "Functional Bulk Semiconductor Oscillator", *IEEE Trans. Elect. Dev.* **ED-14**:535.
37. H. Hartnagel, *Gunn-Effect Logic Devices*, American Elsevier, Nueva York.
38. G. Haddad, *Avalanche Transit-Time Devices*, Artech House, Dedham, MA.
39. H. A. Haus, H. Statz y R. A. Pucel, "Optimum Noise Measure of IMPATT Diodes", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-19**.
40. B. C. DeLoach Jr. y D. L. Scharfetter, "Device Physics of TRAPATT Oscillators", *IEEE Trans. Elect. Dev.* **ED-17**:9.
41. W. J. Evans, "Circuits for High-Efficiency Avalanche Diode Oscillators", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-17**:1060.
42. H. W. Ruegg, "A Proposed Punch-Through Microwave Negative Resistance Diode", *IEEE Trans. Elect. Dev.* **ED-15**:577.
43. D. J. Coleman Jr. y S. M. Sze, "The Baritt Diode-A New Low Noise Microwave Oscillator", *IEEE Device Res. Conf., Ann Arbor, MI*: "A Low-Noise Metal-Semiconductor-Metal (MSM) Microwave Oscillator", *Bell Syst. Tech. J.* **50**:1695.
44. J. E. Stieh, A. Majerfeld, P. N. Robson y F. Hasegawa, "Transit-Time-Induced Microwave Negative Resistance in GaAlAs-GaAs Heterostructure Diodes", *Electron. Lett.* **11**:457.
45. J. E. Stieh y P. N. Robson, "Efficiency of BARITT and DOVETT Oscillators", *Sol. State Electron. Dev.* **1**:31.
46. H. F. Cooke, "Microwave Transistor: Theory and Design", *Proc. IEEE* **59**:1163.
47. C. P. Snapp, "Bipolars Quietly Dominate", *Micro. Sys. News*, pp. 45-67.
48. R. L. Pritchard, J. B. Angell, R. B. Adler, J. M. Early y W. M. Webster, "Transistor Internal Parameters for Small-Signal Representation", *Proc. IRE* **49**:725-738.
49. W. Shockley, U.S. Patent 2569347.
50. C. A. Mead, "Tunnel-Emission Amplifier", *Proc. IRE* **48**:359.
51. C. O. Bozler, G. D. Alley, R. A. Murphy, D. C. Flanders y W. T. Lindley, "Fabrication and Microwave Performance of the Permeable Base Transistor", *IEEE Tech. Dig., Int. Electron. Dev. Mtg.*, p. 384.
52. C. A. Liechti, "Microwave Field-Effect Transistor", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-24**, (empleado especialmente en los transistores de efecto de campo).
53. J. V. DiLorenzo y D. Khandelwal, eds., *GaAs FET Principles and Technology*, Artech House, Dedham, MA.
54. S. Umebachi, K. Ashahi, M. Inoue y G. Kano, "A New Heterojunction Gate GaAs FET", *IEEE Trans. Electron Dev.* **ED-12**:613.
55. J. Barnard, C. E. C. Wood y L. F. Eastman, "Double Heterojunction  $\text{Ga}_{0.47}\text{In}_{0.53}\text{As}$  MES-FETs with Submicron Gates", *IEEE Electron. Dev. Lett.* **EDL-1**:174.
56. A. E. Siegman, *Microwave Solid-State Masers*, McGraw-Hill, Nueva York.
57. R. W. Degrasse, E. O. Schulz-DuBois y H. E. D. Scovil, "The Three-Level Solid State Traveling-Wave Maser", *Bell Syst. Tech. J.* **38**:105.
58. J. P. Gordon, H. J. Zeiger y C. H. Townes, "The Maser-New Type of Microwave Amplifier Frequency Standard and Spectrometer", *Phys. Rev.* **99**:1264-1274.



### 18.3 CIRCUITOS INTEGRADOS DE MICROONDAS (MIC)

Aunque muchos de los dispositivos de potencia y control de bajo ruido de estado sólido están sustituyendo gradualmente a los tubos de vacío en los sistemas de microondas, sigue existiendo la necesidad de reducir el tamaño global, especialmente en el caso de los complejos radares aéreos de alineamiento en fase. Los circuitos integrados de microondas híbridos se introdujeron originalmente para satisfacer esta necesidad. En fechas más recientes, la investigación y desarrollo en el campo de los circuitos integrados de microondas monolíticos se ha ampliado para incluir otras aplicaciones, tales como el procesamiento de señales de microondas analógicas y digitales.

#### 18.3.1 Circuitos integrados de microondas híbridos<sup>1,2</sup>

Dos clases de MIC (de *microwave integrated circuits*) híbridos son la línea de transmisión distribuida y los circuitos de elementos concentrados. También se emplea una combinación de estos dos enfoques. En estos MIC, los elementos activos se fabrican independientemente a partir de los componentes pasivos y circuitos de acoplamiento de impedancia a la entrada y salida del dispositivo, con materiales metálicos y semiconductores generalmente distintos.

**Circuitos distribuidos.** Se usan principalmente configuraciones de línea de microcinta para los circuitos de acoplamiento de sustratos, tales como la sílice o alúmina fundidos o duroide. Sin embargo, se han ido aceptando en aplicaciones MIC las guías de onda coplanares, la línea de ranura y los enfoques de sustrato suspendido. Los componentes pasivos, resistores y capacitores para polarización de CD o bloqueo u otros fines pueden incorporarse en los MIC por deposición directa o unión de componentes de pastilla.

**Circuitos de elementos concentrados.** Se logra el acoplamiento de impedancia con componentes cuyas dimensiones son una pequeña fracción de la longitud de onda. Estos componentes funcionan como un resistor, inductor y capacitor, y sus valores son independientes de la frecuencia en el ancho de banda designado. Este enfoque ha sido posible gracias a nuevas tecnologías de fabricación, tales como el fresado iónico para la metalización y la litografía avanzada, que permite definiciones de líneas finas. Pueden lograrse interconexiones con alambre entre pastillas de elementos concentrados pasivos; dichas interconexiones también pueden depositarse simultáneamente con algunos de los componentes impresos, como los inductores. Como en el caso de los circuitos distribuidos, los dispositivos activos en forma de pastilla o de encapsulados herméticamente sellados, que se fabrican independientemente de los circuitos, se unen normalmente con alambre o se sueldan en su sitio, o ambas cosas.

Los MIC híbridos permiten cierta flexibilidad en la manufactura de circuitos, ya que es posible realizar

cambios que requieren afinación de los circuitos y adición de componentes después de fabricado el componente de microondas<sup>3</sup>. Con MIC híbridos se han manufacturado subsistemas completos: receptores, convertidores ascendentes y descendentes con componentes individuales, tales como preamplificadores, mezcladores, moduladores, atenuadores y osciladores locales.

#### 18.3.2 Circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC)<sup>4-6</sup>

La tecnología analógica de las microondas ha avanzado rápidamente desde los MIC híbridos hasta los circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC, de *monolithic microwave integrated circuits*). Para el enfoque monolítico se requiere mayor integración de todos los circuitos activos, los circuitos pasivos de acoplamiento y las interconexiones formadas en la superficie de una capa epitaxial activa o un sustrato semiaislante por alguna técnica de fabricación, tal como la implantación iónica, epitaxia, evaporación, bombardeo iónico, difusión, etc. La mayor parte de los MMIC se fabrican con materiales semiconductores de silicio (Si), silicio sobre zafiro (SOS, de *silicon-on-sapphire*) y arseniuro de galio (GaAs).

Los elementos activos más comúnmente usados son los transistores bipolares y los MESFET. Debido a las propiedades de menor movilidad del silicio, el uso de los MMIC de este material se ha limitado al intervalo inferior de frecuencia de microondas, en el que los circuitos de GaAs han encontrado aplicaciones hasta el intervalo de las ondas milimétricas.

El enfoque monolítico presenta las siguientes ventajas: tamaño y peso reducidos, bajo costo y mayor confiabilidad, capacidad de reproducción del diseño de circuito flexible, y rendimiento de banda ancha multifuncional en una sola pastilla. Muchas funciones circuitales disponibles con MMIC de GaAs no son probables con el uso de la tecnología MIC híbrida ordinaria. Dos ejemplos son la necesidad de muchos FET de pequeño ancho de compuerta en un circuito y las situaciones en que el diseño de los dispositivos activos discretos no es adecuado para los usos que han de dárseles.

Se ha trabajado intensamente con amplificadores monolíticos para aplicaciones de bajo ruido y alta potencia. También se está dedicando considerable esfuerzo al desarrollo de un transmisor y receptor monolítico completo con interruptores T/R (de *transmitter and receiver*) para sistemas de radar. Con el uso de elementos agrupados o enfoques de acoplamiento activo (o ambas cosas), se han fabricado amplificadores de banda ancha con frecuencia desde la propia de la CD hasta 12 GHz y algunos cuantos decibels de ganancia de potencia en etapas<sup>7</sup>. El concepto de acoplamiento activo con el uso de los FET para sustituir elementos concentrados pasivos o líneas de transmisión distribuidas para acoplamiento de impedancia circuital y filtrado está logrando aceptación gradualmente en los MMIC, a medida que mejoran las tecnologías y el modelado de dispositivos, y aumenta la demanda de reducción en la inversión en circuitos a fin de mejorar la efectividad de costo y la confiabilidad. Los circuitos

monolíticos son especialmente adecuados para aplicaciones de ondas milimétricas, dado que con ellos es posible minimizar la mayor parte de los efectos indeseables, tales como la inductancia de la unión de alambre y la capacitancia parásita, que degradan seriamente el rendimiento a alta frecuencia. En la actualidad es posible crear un receptor de entrada completo en una sola pastilla de GaAs<sup>8</sup>.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. L. Young y H. Sobol, eds., *Advances in Microwaves*, Vol. 8, Academic, Nueva York.
2. H. Sobol, "Applications of Integrated Circuit Technology to Microwave Frequencies", *Proc. IEEE* **59**:1200-1211.
3. R. S. Pengelley, "Hybrid vs. Monolithic Microwave Circuits", *Micro. Sys. News*, pp. 77-114.
4. R. A. Pucel, "Design Consideration for Monolithic Microwave Circuits", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-29**:513-534.
5. J. E. Davey y J. G. Oakes, eds., Joint special issue on GaAs ICs, *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-30**.
6. R. A. Murphy, ed., *IEEE 1982 Microwave and Millimeter-Wave and Monolithic Circuits Symposium*.
7. E. Strid y K. R. Gleason, "A DC-12 GHz Monolithic GaAs FET Distributed Amplifier", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **MTT-30**:969-975.
8. A. Chu y otros, "GaAs Monolithic Circuit for Millimeter Wave Receiver Applications", *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp. 144-145.