

6.1 SENSORES BASADOS EN UNIONES SEMICONDUCTORAS

En este capítulo se verán otros sensores basados también en uniones semiconductoras. Su interés es doble: por una parte la aplicación de los procesos de fabricación en gran escala permite pensar en unos precios más que competitivos; por otra parte, la posibilidad de incorporar los circuitos para el acondicionamiento de señal y corrección de errores en el mismo circuito integrado, dando lugar a los llamados sensores inteligentes, permiten pensar en una aplicación aún mayor de los microprocesadores a los sistemas de medida y control.

6.1.1 Termómetros basados en uniones semiconductoras

La característica directa de un diodo depende de la temperatura, y si bien esto se considera un inconveniente en muchos casos, es posible utilizar dicha dependencia para medir la temperatura u otras magnitudes que se puedan asociar a un cambio de temperatura. Sin embargo dicha dependencia ni es lineal ni es suficientemente repetitiva de acuerdo con las exigencias de los sistemas de medida. Se prefiere por ello emplear la dependencia térmica de la tensión base-emisor de un transistor cuya corriente de colector sea constante. De acuerdo con el modelo de Ebers-Moll, la corriente de colector de un transistor ideal es

$$i_c = \alpha_F I_{ES} (\exp \{qV_{BE} / KT\} - 1) - I_{CS} (\exp \{-qV_{CB} / KT\} - 1) \quad (1.1)$$

donde:

α_F	es la relación de transferencia directa de corriente
I_{ES}	es la corriente de saturación de emisor
q	es la carga del electrón
V_{BE}	es la tensión base-emisor
k	es la constante de Boltzmann
T	es la temperatura absoluta
I_{CS}	es la corriente de saturación de colector
V_{CB}	es la tensión colector-base

El producto $\alpha_F I_{ES}$ se designa como I_s . En la zona activa, $i_c \gg I_s$, y si además la tensión colector-base se hace cero, de (1.1) se deduce

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{I_s} \quad (1.2)$$

Esta ecuación muestra ya la dependencia de V_{BE} con la temperatura, pero I_s es también función de T .

$$I_s = BT^3 \exp(-qV_{g0} / kT) \quad (1.3)$$

donde: B es una constante que depende del nivel de dopado y de la geometría, y es independiente de la temperatura y V_{g0} es la anchura de banda prohibida (1,12 V a 300 K para el silicio).

Combinando las dos fórmulas anteriores se obtiene

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{BT^3} + V_{g0} \quad (1.4)$$

Si a la tensión base-emisor corresponde a una corriente de colector constante I_{c0} a una temperatura dada T_0 , se la denomina V_{be0} , se tiene

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{I_{c0}} \left(\frac{T_0}{T}\right)^3 + (V_{BE0} - V_{g0}) \frac{T}{T_0} + V_{g0} \quad (1.5)$$

Resulta que la relación entre V_{be} y T no es lineal, y depende del valor de la corriente de colector. Para analizar la no linealidad, se deriva respecto a la temperatura en un punto de corriente constante de colector. Para $i_c = I_{c0}$, se obtiene

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_{BE0} - V_{g0}}{T_0} - \frac{3k}{Q} \left(1 + \ln \frac{T}{T_0}\right) \quad (1.6)$$

El primer término del segundo miembro corresponde a la sensibilidad, mientras que el segundo término indica la no linealidad. Para el silicio son del orden de $-2,1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ y $0,34 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Esta fuerte no linealidad y la necesidad de trabajar con una corriente de colector que debe mantenerse constante con el tiempo, la temperatura, etc., hacen que esta solución sea poco atractiva en sistemas de alta precisión.

La alternativa preferida consiste en emplear dos transistores bipolares cuyas densidades de corrientes de emisor tengan una relación constante. Un método para ello consiste en emplear dos transistores idénticos con corrientes de colector distintas, tal como se indica en la figura 6.1 a. Suponiendo los dos transistores a la misma temperatura, la diferencia entre las tensiones base-emisor respectivas será

$$V_d = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_{s1}} - \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{c2}}{I_{s2}} \quad (1.7)$$

Si los dos transistores se suponen idénticos, de tendrá $I_{s1} \cong I_{s2}$, y queda

$$V_d = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_{c2}} \quad (1.8)$$

Así, si I_{c1}/I_{c2} es constante, V_d será proporcional a T , sin necesidad de mantener una fuente de corriente perfectamente estable. Basta con que sea constante la relación la relación entre dos fuentes de corriente. En la figura 6.1a, $I_{c1}/I_{c2} = 2$, de modo que $V_d/T = 59,73 \mu\text{V}/\text{K}$. Con un amplificador diferencial de ganancia 167,4, la tensión de salida es de $10 \text{ mV}/\text{K}$. En la figura 6.1 b se presenta un diseño práctico para las fuentes de corriente de 5 y $10 \mu\text{A}$.

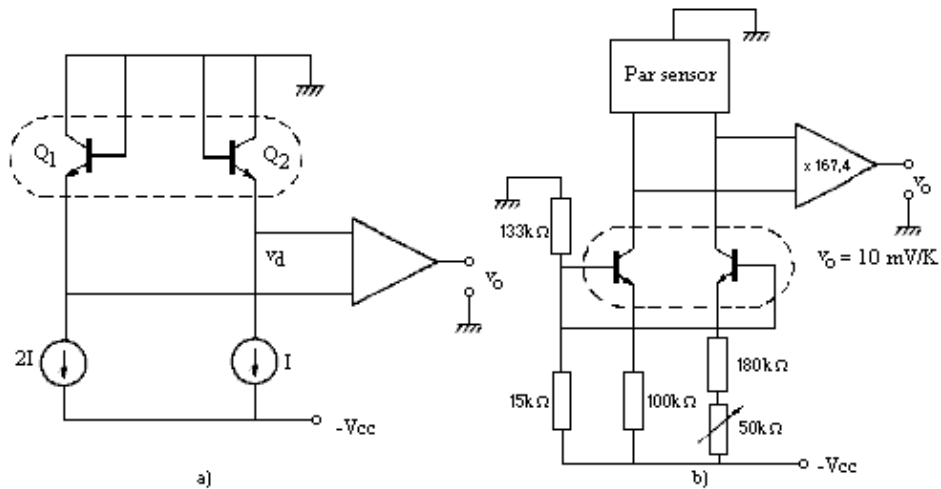


Figura 6.1 a) Termómetro basado en la dependencia de la tensión base-emisor con la temperatura en un transistor bipolar. El empleo de dos fuentes de corriente con una relación dada permite prescindir de una referencia y confiere mayor linealidad. b) Esquema de las fuentes de corriente.

Otro método consiste en emplear dos transistores con áreas de emisor distintas, pero con la misma corriente de colector. En la figura 6.2 se presenta el esquema simplificado de un sensor de este tipo que es un convertidor temperatura-corriente que ha encontrado amplio uso. Su circuito equivalente es una fuente de corriente de dos terminales que deja pasar corriente numéricamente igual a la temperatura absoluta. Los transistores Q3 y Q4 son iguales y constituyen un espejo de corriente, de modo que

$$I_{c1} = I_{c2} = I_T/2 \quad (1.9)$$

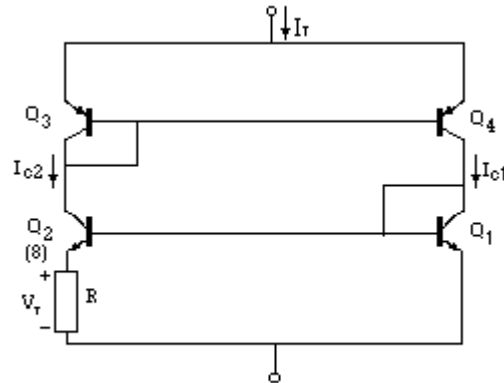


Figura 6.2 Esquema simplificado de un conversor temperatura-corriente

Q2 está constituido por 8 transistores en paralelo, iguales entre sí y a Q1. De este modo la densidad de corriente de emisor es 8 veces mayor en Q1 que en Q2. Si se designa como I_1 la corriente de colector del transistor Q1 y como I_2 la corriente de colector de cada uno de los transistores Q2, la tensión de salida será

$$V_T = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{K}{q} (\ln 8) T = 179 \times T [\mu V] \quad (1.10)$$

La corriente de entrada será

$$I_T = 2I_{c2} = 2 \frac{V_T}{R} \quad (1.11)$$

Si se ajusta R hasta que sea 358Ω , se tendrá, con independencia de la tensión aplicada

$$\frac{I_T}{T} = 1 \mu A / K \quad (1.12)$$

Tener una salida en forma de corriente es una ventaja para las medidas remotas, ya que la longitud de los cables y las posibles tensiones de interferencia debidas a acoplamiento capacitivos no afectarán porque el circuito tiene baja impedancia de entrada. En la figura 6.3 se presentan tres aplicaciones de un sensor de este tipo. La primera de ellas es un termómetro que ofrece una salida en forma de tensión. La segunda muestra varios sensores conectados en serie, de modo que la tensión de salida es proporcional a la temperatura mínima. La tercera consiste en la conexión de varios sensores en paralelo, con lo que se obtiene una tensión proporcional a la temperatura media.

En el cuadro 6.1 se recogen las características de estos sensores de temperatura y de otros basados en principios similares. Su uso es frecuente en sondas de medida de temperatura para multímetros digitales. Por tener poca masa son rápidos (1,5 a 10 seg de respuesta para cambiar de temperatura de respuesta de $50^\circ C$) y, si la sonda está aislada eléctricamente, permite medir la temperatura de componentes activos en funcionamiento.

Dado que su margen de medida incluye la temperatura ambiente, se emplean también en la compensación de la unión de referencia en circuitos de termopares o en la compensación térmica de otros circuitos.

El TMP-01 integra, en un circuito monolítico, el sensor, el amplificador y los comparadores que permiten definir dos temperaturas de consigna (alta/baja). Las salidas de los comparadores son en colector abierto y pueden drenar hasta 20mA, suficiente para activar relés conectados a cargas de hasta 10W.

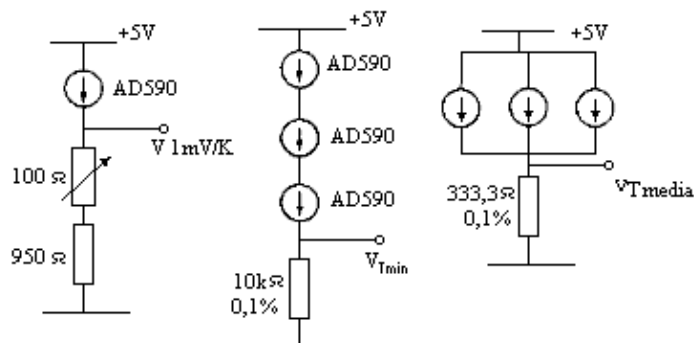


Figura 6.3 Distintas aplicaciones de un convertidor temperatura-corriente

Cuadro 6.1 Características de diversos sensores de temperatura

Modelo	Sensibilidad	Margen [°C]	Exactitud
AD592CN	1 $\mu\text{A/K}$	- 25 a + 105	0,3 °C
LM35	$\pm 10 \text{ mV/K}$	- 55 a +150	$\pm 0,25 \text{ °C}$
LM335A	10 mV/K	- 40 a + 100	$\pm 1 \text{ °C}$
MMBTS 102	- 2,25 mV/K	- 40 a + 150	$\pm 2 \text{ °C}$
REF -02A	2,1 mV/K	- 55 a + 125	$\pm 0,5 \text{ °C}$
TMP-01	5 mV/K	- 55 a + 125	$\pm 0,6 \text{ °C}$

El LM334-3 (National) es una fuente de corriente ajustable de tres terminales, cuya corriente de salida es proporcional a la temperatura absoluta,

$$I_s = \frac{227(\mu\text{A} / \text{K}) \times T(\text{K})}{R_s} \quad (1.13)$$

Su error de temperatura máximo es de $\pm 3^\circ\text{C}$.

6.1.2 Magnetodiodos y magnetotransistores

Las características I-V de un diodo cambian cuando, debido a un campo magnético, los portadores de carga experimentan una fuerza que los desvía de su trayectoria rectilínea. Si se diseña un diodo de manera que los portadores desviados vayan a parar a una zona donde la recombinación sea alta, se tiene un magnetodiodo. La sensibilidad al campo magnético es tanto mayor cuando más distintas sean las características de recombinación de las zonas de alta y baja recombinación.

Este mismo principio se podría aplicar al diseño de magnetotransistores, pero se prefiere otra estructura en la que hay una base, un emisor y dos colectores. En ausencia de campo magnético, las corrientes de colector son iguales. Pero cuando se aplica un campo magnético, el dispositivo se puede diseñar de forma que la corriente de un colector aumente a expensas de la otra. La diferencia entre ambas da una medida de la intensidad del campo aplicado.

Otra alternativa consiste en emplear un elemento Hall y dos transistores. El elemento Hall constituye la base de ambos transistores y tiene dos contactos: uno con cada base. Cuando la presencia de un campo magnético genera una tensión Hall entre dichos contactos, la tensión de base de un transistor es mayor que la del otro, provocando el desequilibrio de las corrientes de colector, que da una medida del campo aplicado. También es posible disponer el elemento Hall de forma que controle la tensión de puerta de un transistor de efecto de campo.

Ninguno de estos dispositivos ha encontrado por el momento una comercialización extensa, debido sobre todo a sus problemas de repetibilidad, baja sensibilidad y desequilibrio con los procesos habituales de fabricación de circuitos integrados.

6.1.3 Fotodiodos y fototransistores

El efecto fotoeléctrico interno en una unión p-n produce un cambio en el potencial de contacto de la unión o en la corriente de cortocircuito, que depende de la intensidad de la radiación incidente.

Los fotodiodos se basan en el mismo principio, pero, en lugar de utilizarlos como sensores generadores, es posible aplicarles una tensión de polarización inversa.

De esta manera, la anchura de la región desierta es controlable y se hace mucho mayor que en las células fotoeléctricas. A la vez, el diseño persigue una mayor velocidad de respuesta.

En la figura 6.4 se muestra la estrechura de un fotodiodo. Dado que las zonas no desiertas (p y n) son conductoras, cualquier tensión aplicada lo es de hecho a la zona desierta, donde crea un campo eléctrico. Toda radiación incidente que sea absorbida produce pares electrón-hueco que bajo la acción de dicho campo se acumulan en las zonas n y p , produciendo una tensión. Si interesa la corriente de salida, dado que para recoger las cargas éstas tienen que migrar a la superficie del diodo, el tiempo de respuesta es lento, y cuanto mayor sea tanto más alta será la probabilidad de recombinación, reduciendo la sensibilidad.

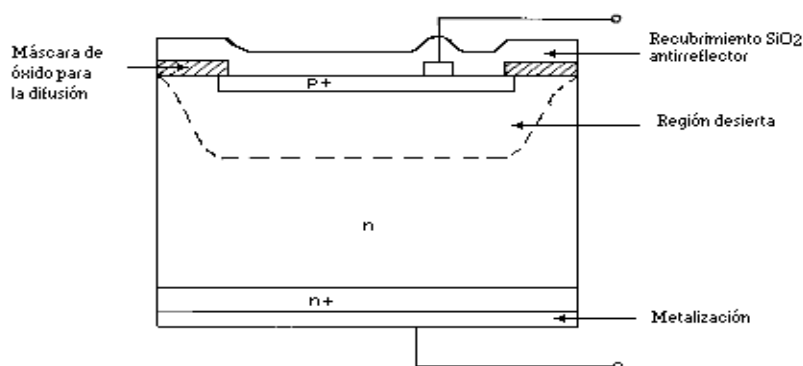


figura 6.4 Estructura de un fotodiodo

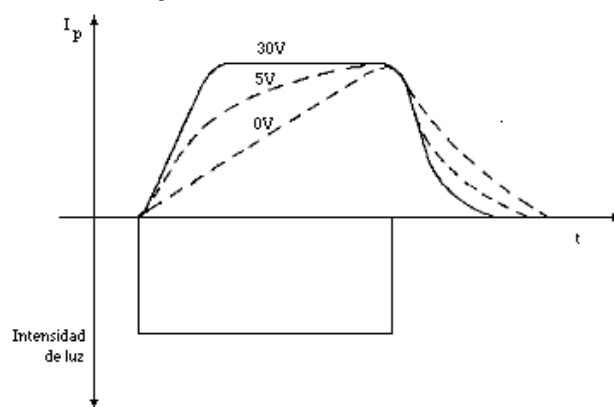


Figura 6.5 Velocidad de respuesta de un fotodiodo en función de la tensión de polarización inversa.

La figura 6.5 muestra la respuesta de un fotodiodo a un pulso de radiación con forma cuadrada. En ausencia de polarización, la respuesta es lenta debido a la lentitud de las cargas en su migración hacia la superficie. Cuando se aplica una tensión inversa pequeña (5V), las cargas generadas en la zona desierta son recogidas rápidamente y son responsables de la rápida respuesta inicial. Las carga producidas fuera de dicha zona

migran lentamente y son responsables de la parte lenta de la respuesta. Cuando la tensión aplicada es mayor, la zona desierta se extiende a toda la profundidad del dispositivo, dando un solo flanco de subida rápido.

La respuesta espectral de los fotodiodos depende de la absorción en la ventana y en el propio material detector. El silicio es transparente a las radiaciones con longitud de onda mayor de 1100nm y, por lo tanto, al no ser absorbidas dichas radiaciones tampoco podrán ser detectadas. Las longitudes de ondas menores a 400nm apenas penetran y son absorbidas en una capa superficial muy fina, por lo que se cuida especialmente el acabado superficial y se procura que la zona dopada sea muy fina.

La ventana de entrada del detector se elige para optimizar la respuesta a las longitudes de ondas de interés en la aplicación deseada.

En la figura 6.6 se muestra la distribución espectral de la radiación de distintas fuentes, la transmitancia de diversos materiales empleados en las ventanas, y la respuesta espectral del silicio. Para detectar radiación ultravioleta se emplea un recubrimiento plástico que bloquea la luz visible. En la banda de 800 a 1800nm, se emplean también el germanio.

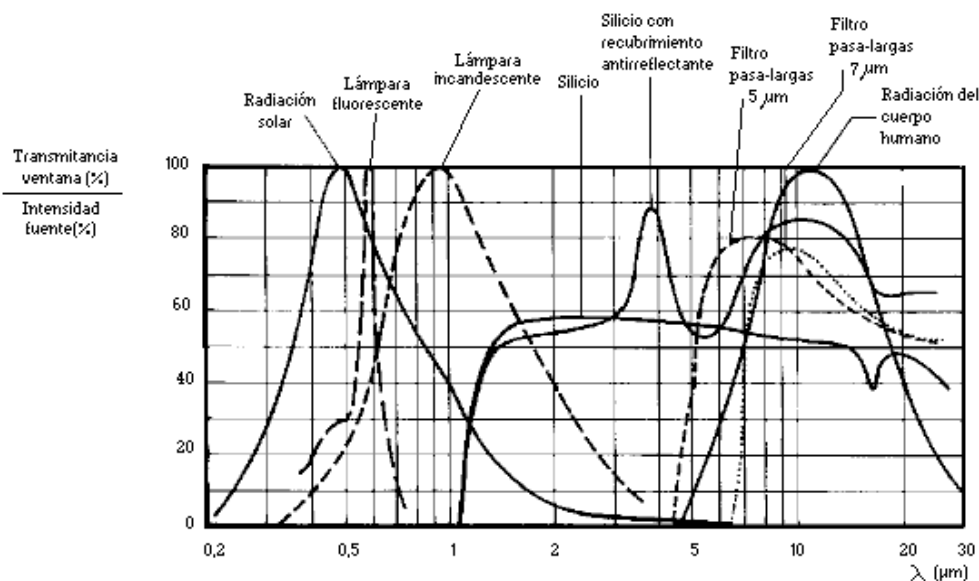


Figura 6.6 Distribución espectral de distintas fuentes de radiación óptica, transmitancia de diversas ventanas y respuesta espectral del silicio.

Para sensores de color, la luz incidente se hace pasar por un filtro rojo, azul o verde, antes de llegar al fotodiodo. El color se determina midiendo la fotocorriente generada por la luz que atraviesa cada filtro. El problema es que los filtros atenúan a la luz incidente.

Otro método consiste en emplear una ventana transparente y dos diodos p-i-n en cascada. La respuesta espectral de los diodos depende de la diferencia de potencial aplicada entre los extremos del conjunto; aplicando secuencialmente tres tensiones distintas, se detectan los tres colores básicos.

Al igual que en otros dispositivos electrónicos, el ruido limita la mínima señal detectable por los fotodiodos. Si se considera el ruido como si fuera una señal debida a una radiación incidente, la potencia de la radiación necesaria para producir dicha señal se denomina potencia equivalente de ruido. En el caso de un diodo polarizado, una fuente de ruido es la corriente de granalla asociada a la corriente de fuga o corriente a oscuras I_d . Dicha corriente de ruido viene dada por

$$i_{sh} = (2qI_d B)^{1/2} \quad (1.14)$$

donde q es la carga del electrón y B el ancho de banda considerado. Si la sensibilidad del detector a la longitud de onda considerada es S [A/W], se tendrá

$$NEP = i_{sh} / S \quad (1.15)$$

Si el diodo no está polarizado, la corriente de fuga es muy pequeña (pico amperios) de manera que predomina el ruido térmico asociado a la resistencia dinámica R_p , que es

$$i_t = (4KT B / R_p)^{1/2} \quad (1.16)$$

donde K es la constante de Boltzmann. Si la resistencia de carga que ve el diodo no es muy grande, Hay que sustituir R_p por la combinación paralelo de ambas. Al aumentar la tensión de polarización, aumentan tanto I_D como R_p , de manera que a tensiones altas predomina el ruido de granalla y a tensiones bajas el ruido térmico. A frecuencias bajas hay una corriente de ruido $1/f$ adicional.

La temperatura afecta al ruido porque aumenta la corriente de fuga debido a la generación térmica de pares electrón-hueco. Dicha corriente se dobla por cada 10°C de aumento.

En un fotodiodo no polarizado, el aumento de temperatura afecta tal como se deduce de la ecuación anterior y por la distribución de R_p debida a la generación térmica.

El ruido depende también del área del fotodiodo. Cuanto mayor sea el área, mayor es el ruido. Pero mientras el ruido aumenta según la raíz cuadrada de la capacidad eléctrica del diodo, la señal de salida aumenta proporcionalmente con el área, con lo que mejora la relación señal-ruido. Pero como la capacidad aumenta linealmente con el área, los diodos de área grande tienen menor velocidad de respuesta.

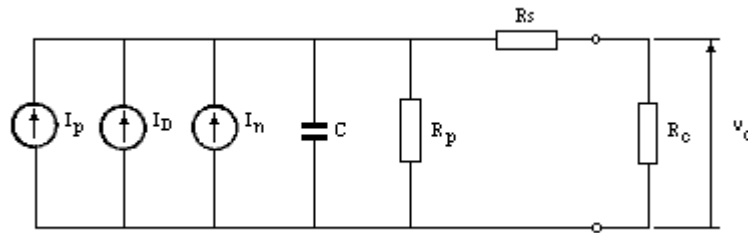


Figura 6.7 Circuito equivalente para un fotodiodo. I_p es la corriente de señal; I_D es la corriente de fugas; I_n es la corriente total de ruido; R_p es la resistencia dinámica; C es la capacidad del diodo; R_s es la resistencia serie; R_c es la resistencia de carga.

El circuito equivalente para un fotodiodo es el de la figura 6.7. Obsérvese que se trata de un circuito similar al de una célula fotoeléctrica, lo que se ha añadido la corriente de fugas y la de ruido. Si en la figura se prescinde de la corriente de ruido, la tensión de salida será

$$V_o = (I_p + I_D) \frac{R_c R_p}{R_c + R_p + R_s} \quad (1.17)$$

Las fuentes de corriente (inversa) son

$$I_p = \alpha q \phi A$$

$$I_D = I_o (\exp\{qV / kt\} - 1) \quad (1.18) \text{ y } (1.19)$$

donde

α	es el rendimiento cuántico del detector
q	es la carga del electrón
ϕ	es la densidad de flujo incidente
A	es el área del detector
I_o	es la corriente de saturación inversa
V	es la tensión aplicada al diodo
K	es la constante de Boltzmann
T	es la temperatura absoluta

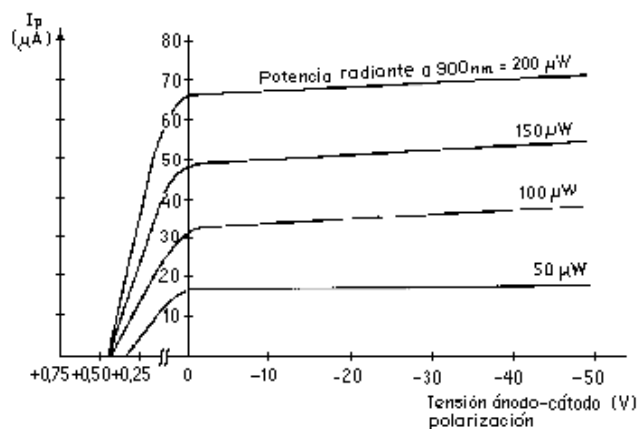
La corriente total a través del diodo, en función de la tensión en sus bornes, se da normalmente en forma de gráficas, como la de la figura 6.8. Para una determinada resistencia de carga, a partir de estas curvas y de la ecuación 1.17, se puede conocer la tensión de salida. La sensibilidad depende de la temperatura. Para tener

una sensibilidad constante hay que emplear una tensión de polarización que se ajuste automáticamente al cambiar la temperatura. Para fotodiodos no polarizados, se puede emplear el propio fotodiodo como sensor de temperatura y corregir la señal de salida.

Cuadro 6.2 Especificaciones de dos fotodiodos comerciales.

Parámetro	5082 - 4203 (p-i-n) Hewlett Packard	G1115 (GaAsP) Hamamatsu
Area efectiva	0,2 mm ²	1,7 mm ²
Sensibilidad	0,5 A/W a 770 nm	0,29 A/W a 560 nm
Corriente de fuga a 25°C	2,0 nA a -10 V	10 pF a -10 mV
C	1,5 pF a -25 V	600pF
R _S	50Ω	-
R _P	100 G Ω	20 GΩ
Tiempo de subida y bajada sin polarización	300ns	1500 ns
Tiempo de subida y bajada a -20 V y 50 Ω de carga	1 ns	-

Figura 6.8 Corriente en un fotodiodo p-i-n en función de polarización y la iluminación.



Para detectar la señal de un fotodiodo hay distintas opciones. Una posibilidad es no polarizar el diodo (modo fotovoltaico) y medir la tensión en vacío (figura 6.9a) o la corriente de cortocircuito mediante un amplificador de transimpedancia (figura 6.9 b) En ambos casos la ausencia de corriente de fuga hace que el ruido sea muy pequeño, pero el alto valor de C, al no haber tensión inversa aplicada, reduce el ancho de banda de la respuesta. R2 (y C2) puede ser una red en T. C2 permite obtener una respuesta plana, compensa la capacidad parásita del diodo. En las figuras 6.9b y c, R1 en la entrada no inversora se emplea cuando la resistencia de realimentación es tan alta que hay que igualar la resistencia que ven las corrientes de cada entrada del A.O. C1 limita entonces al ancho de banda del ruido de R1.

Cuando no hay polarización, la corriente generada la es en el sentido de la conducción directa del diodo, haciendo el ánodo positivo, por la que la tensión en vacío, V_o, se obtiene a partir de

$$O = I_p - I_0 (\exp\{qV_d / KT\} - 1) \quad (1.20)$$

de donde

$$V_d = \frac{KT}{q} \ln\left(1 + \frac{I_p}{I_0}\right)$$

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) KT \ln\left(1 + \frac{I_p}{I_0}\right)$$
(1.21 y 1.22)

La respuesta es logarítmica. Si, en cambio, se mide la corriente de cortocircuito (figura 6.9b), la tensión de salida es

$$V_0 = I_p R_1$$
(1.23)

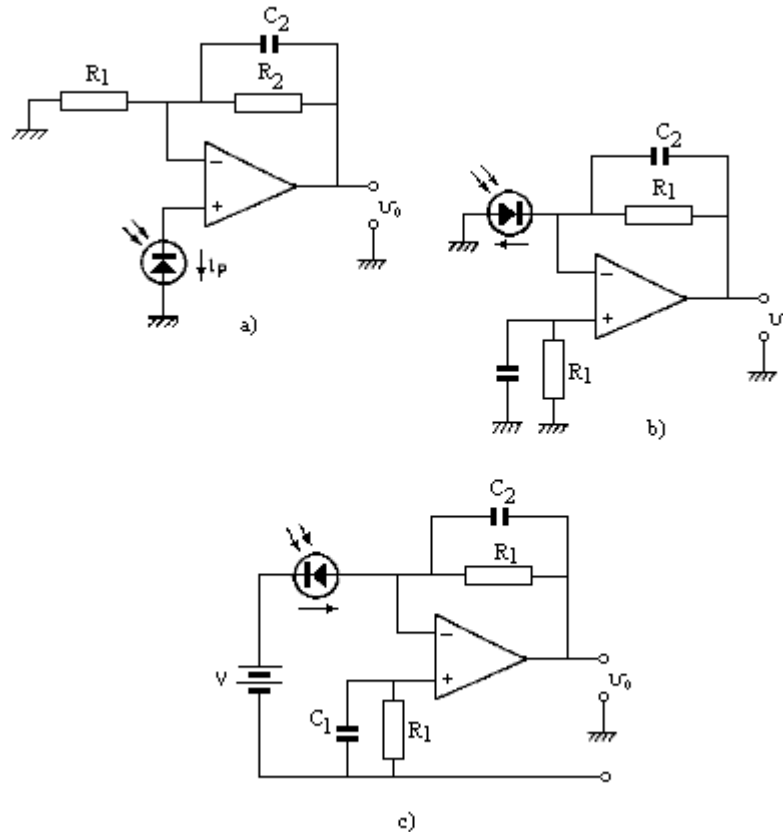


Figura 6.9 Circuito para detectar la señal de un fotodiodo: sin polarización (a y b), y con polarización inversa(c)

Si se polariza el diodo, el modelo de la figura 6.7 sugiere que se mida la corriente de salida. En la figura 6.9c se muestra un posible esquema. El sistema tiene mayor ruido, pero también mayor velocidad que cuando no se emplea polarización. La salida es ahora

$$V_0 = -(I_p + I_D) R_1$$
(1.24)

Con la integración se reduce los problemas debidos a corrientes de fugas, interferencias y picos de ganancia debidos a capacidades parásitas. Los TSL220 y TSL230 tienen salida en forma de frecuencia variable.

Además de los elementos individuales hay también redes formadas por varios fotodiodos montados juntos, con una separación mínima de 1mm, u obtenidos difundiendo varios de ellos en la misma oblea.

Los fotodiodos se emplean no sólo en comunicaciones ópticas y fotómetros, sino también para control de iluminación y brillo, control remoto por infrarrojo, monitorización de llamas de gas y de petróleo, enfoque automático y control de exposición en cámaras.

Combinados con una fuente de luz, se emplean en codificadores de proximidad y de presencia. Los sensores de color se emplean para inspección y control de calidad. Las agrupaciones de sensores se utilizan para el reconocimiento de formas, manipulación de papel, lectoras de tarjetas codificadas y codificación de posición absoluto.

Si en una unión p-n incide una radiación no uniforme, la fotocorriente máxima estará en la zona de mayor intensidad, y aparece una diferencia de potencial lateral. Si la polarización se realiza inversamente y una de sus dos capas se emplea como una simple resistencia estableciendo contactos óhmicos en extremos opuestos, se tiene un potenciómetro optoelectrónico o PSD (position-Sensitive Detector), figura 6.10a. Si se aplica el mismo potencial a cada extremo, la corriente generada se divide en dos componentes I_1 e I_2 tales que:

$$V_0 = -(I_p + I_D)R_1 \quad (1.25)$$

Si el punto de incidencia máxima se designa por x , $-1 \leq x \leq +1$ (figura 6.10b) entonces se puede determinar el punto de máxima radiación a partir de

$$X = \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1} = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} \quad (1.26)$$

Un fototransistor es una combinación integrada de fotodiodo y transistor *npn* donde la base recibe la radiación óptica. La corriente de colector es

$$I_c = (\beta + 1)(I_p + I_D) \quad (1.27)$$

donde I_p e I_d vienen dadas por las ecuaciones (1.18 y 1.19) y B es la ganancia de corriente del transistor en montaje de emisor común. Dicha ganancia no es constante sino que depende de la corriente y, por lo tanto, del nivel de iluminación. Esta falta de linealidad, y también su menor ancho de banda respecto a los fotodiodos, hacen que sean menos empleados que éstos para la medida. Son, en cambio, interesantes para aplicaciones de conmutación por su ganancia de corriente. Si se desean ganancias mayores, se pueden utilizar los foto-Darlington, que son una combinación integrada de fotodiodo y transistor Darlington.

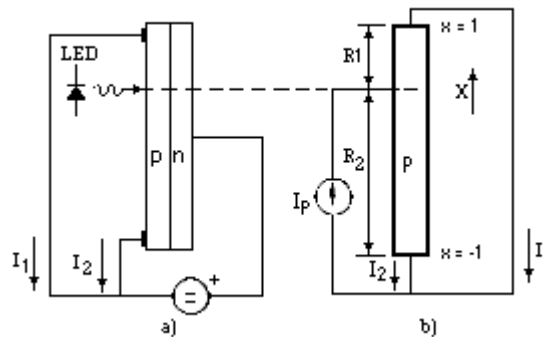


Figura 6.10 a) Fundamento del potenciómetro optoelectrónico. b) Circuito equivalente

6.2 SENSORES BASADOS EN TRANSISTORES MOSFET

La corriente de drenador, I_D , de un transistor MOSFET de canal n, en régimen lineal ($V_{GS} > V_T$, $V_{DS} < V_{GS} - V_T$), viene dada por

$$I_D = \beta V_{DS} (V_{GS} - V_T - V_{DS}/2) \quad (2.1)$$

La expresión correspondiente en la zona de saturación es

$$I_D = \beta (V_{GS} - V_T)^2 / 2 \quad (2.2)$$

donde

$$\beta = \mu C_{ox} w / l \quad (2.3)$$

siendo:

μ	la movilidad del electrón en el canal
C_{ox}	la capacidad de la puerta (óxido) por unidad de área
W	la anchura del canal
L	la longitud del canal
V_{gs}	la tensión aplicada entre puerta y surtidor
V_{ds}	la tensión aplicada entre drenador y surtidor

V_t es la tensión umbral a partir de la que se forma un canal de inversión. Su valor es de 1 a 6V y viene dado por

$$V_T = \frac{\phi_M - \phi_S}{q} - \frac{Q_{SS}}{C_{ox}} + 2\phi_F - \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (2.4)$$

donde

$\phi_M - \phi_S$	es la diferencia de la función trabajo entre metal y semiconductor
ϕ_F	es el nivel de Fermi del sustrato
Q_{SS}	es la densidad superficial de carga
Q_B	es la densidad de carga de la zona desierta
q	es la carga del electrón

Cuando se utiliza el MOSFET como dispositivo electrónico, se supone que todos los parámetros en las ecuaciones (2.1) y (2.4) son constantes. Se obtiene así una relación bien definida entre la salida I_d y la entrada V_g .

En sensores interesa, en cambio, la determinación de magnitudes que influyan en algunos de dichos parámetros, alterando la relación entrada-salida. La temperatura y las radiaciones, por ejemplo, afectan a μ y ϕ_f . Sin embargo, este hecho es común en los dispositivos electrónicos, y no se recurre a dispositivos MOSFET en estas aplicaciones. La singularidad de los dispositivos MOSFET radica en la dependencia entre V_t y la función trabajo del metal. Aquellos FET que son sensibles a sustancias químicas, se designan genéricamente como chemFET.

Si se controla la función trabajo de la puerta metálica mediante un parámetro externo, el transistor MOS actuará como sensor de dicho parámetro. Si, por ejemplo, se emplea paladio como metal de puerta en vez de aluminio, el paladio absorbe hidrógeno que difunde en la interfase paladio-óxido, de manera que la tensión umbral es una medida de la concentración de hidrógeno. El dispositivo se hace trabajar a temperatura elevada (50 a 150°C) para favorecer la acción catalítica del paladio. Las concentraciones de monóxido de carbono, metano y de amoníaco también se pueden medir con este método. El nombre genérico para estos dispositivos es el de GASFET (figura 6.11a).

Otros sensores basados en MOSFET, la mayoría aún en desarrollo, se fundamentan en modificaciones de la puerta de un MOSFET convencional, compatibles con las tecnologías de fabricación ordinarias.

Un OGFET (Open Gate FET) es un transistor MOSFET sin puerta que se expone a una atmósfera gaseosa. La corriente de drenador varía entonces en función de la presión parcial de los gases. Una versión mejorada es el ADFET (AdsorptionFET), en el que el óxido tiene un grosor inferior a 5nm (figura 6.11b). Este dispositivo responde a la concentración de gases que tienen un momento dipolar permanente. La razón de la sensibilidad está en el control de la corriente de drenador a través del campo eléctrico creado por las moléculas dipolares absorbidas en la capa de óxido. Tratando químicamente la superficie de éste, parece que es posible tener una respuesta selectiva. hay otras variantes orientadas a solucionar el problema de las interferencias eléctricas

debidas a la ausencia del electrodo de puerta (que cuando está presente actúa como apantallamiento eléctrico).

Si en un MOSFET convencional el electrodo de puerta se separa del óxido en dirección vertical, las expresiones (2.1) a (2.4) siguen siendo válidas, pero en (2.3) hay que emplear la capacidad equivalente C_{eq} en vez de la capacidad del óxido, C_{ox} . Toda magnitud que provoque un cambio en C_{eq} será entonces detectada por el dispositivo. En la figura 6.11c se presenta el esquema de un sensor de presión basado en este principio (PresSet), en el que la presión aplicada varia la distancia entre el electrodo y el óxido. Sobre éste hay depositado un material polarizado eléctricamente (electret), de modo que no es necesario la aplicación de una tensión externa. Como variante, en lugar de dicho material y la cámara de aire se puede disponer un material piezoeléctrico.

Un ISFET (ión-sensitive fet) es un transistor mosfet que en vez de; electrodo de puerta tiene en dicha zona un recubrimiento membrana químicamente selectiva. Como resultado, al sumergirlo en un electrólito, el potencial; en el aislante (óxido) depende de la concentración del ion detectado.

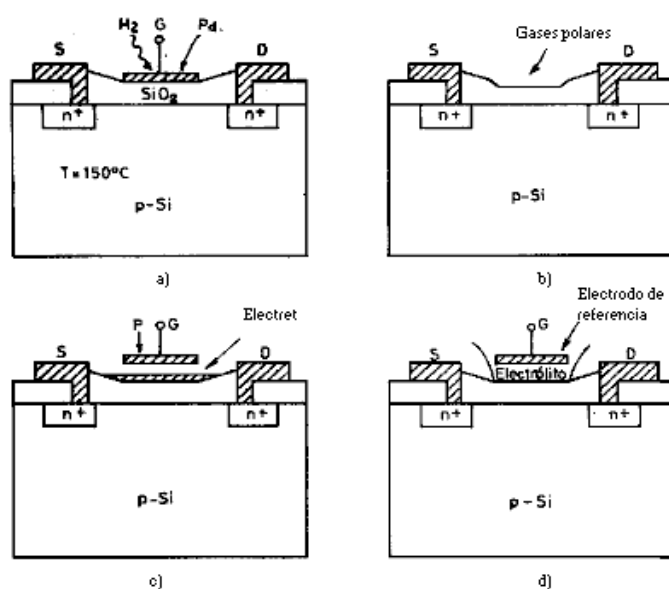


Figura 6.11 Esquema de diversos sensores basados en MOSFET: a) GasFet, con paladio en vez de aluminio en la puerta. b) AdFet sin puerta y con solo 5nm de óxido; c) PresSET con un electrón sobre el óxido y la puerta separada, d) ISFET con un electrólito en contacto con el aislante en la zona de la puerta y con un electrodo metálico de referencia.

Dicho potencial cambia la tensión umbral y con ella la corriente de drenador. El electrodo metálica de referencia, que se sumerge en el mismo electrólito, puede ser considerado como el equivalente del electrodo de puerta (de que carece el dispositivo). De éste modo el ISFET es como un mosfet que en vez de óxido tiene un sistema óxido-electrólito, figura 6.11d. Sus principales limitaciones son la poca selectividad y adhesión de la membrana, la estabilidad y fotosensibilidad del material de la puerta, y el encapsulado, que debe permitir el contacto con el líquido en que se mide pero sin que este penetre y afecte a los circuitos electrónico internos. Los comercializan Mitsubishi, NEC e Hitachi.

6.3 SENSORES BASADOS EN DISPOSITIVOS DE ACOPLAMIENTO DE CARGA (CCD)

6.3.1 Fundamentos

La invención de los dispositivos de acoplamiento de carga fue anunciada por los Bell Laboratorios en 1970. Un CCD consiste en una serie de condensadores MOS monolíticos muy próximos donde se transfieren una señal analógica en forma de carga (un paquete) de un condensador a otro, a modo de registro de desplazamiento analógico. La carga se almacena y transfiere entre posos de potencial en la interfase entre silicio y óxido de silicio, o cerca de ella (figura 6.12). Los pozos los forman condensadores MOS conectados a una señal de reloj polifásica. Las cargas transferidas son electrones ó agujero respectivamente, en dispositivo de canal n y de canal p. Dichas cargas pueden ser inducidas eléctrica u ópticamente, actuando en este último caso el CCD como sensor óptico. Los canales se forman alterando selectivamente la conductividad del silicio mediante difusión o creciendo una capa n epitaxial sobre el sustrato p.

Si en la figura 6.12 se aplica una tensión positiva al electrodo de puerta mientras los electrodos adyacentes se mantienen a un potencial inferior (instante T1) se forma un pozo de potencial-energía en el sustrato p, y se acumula carga -electrones- debajo del electrodo. Si a continuación se polariza uno de los electrodos adyacentes a un potencial mayor que el del electrodo anterior, se forma un pozo de potencial más profundo y la carga almacenada, que busca el potencial más bajo, se desplaza hacia él moviéndose a lo largo de la superficie del silicio. De esta forma, temporizando los potenciales de los electrodos podemos mover, en una dirección determinada, la carga almacenada inicialmente. Sin embargo, en el seno del silicio se producen, continuamente pares electrón-hueco de origen térmico, y a la carga los electrones llenan el pozo. Por lo tanto, un CCD es un dispositivo dinámico donde se puede almacenar un señal de carga sólo durante un tiempo más breve que el propio de relajación térmica de los condensadores MOS, cuyos valores, medidos a temperatura ambiente van desde 1seg. hasta varios minutos, dependiendo de la estructuras y de los procesos de fabricación.

Según el número de fases de reloj que necesita un CCD hay estructuras de 2 y 3 fases. Un sistema de 3 fases es como el de la figura 6.12 donde uno de cada 3 electrodos está conectado a la misma tensión y, por lo tanto, requiere 3 señales de reloj distintas. Dichas señales están solapadas y presentan un flanco ascendente brusco y un flanco descendente lineal que aumenta su eficiencia en la transferencia de carga

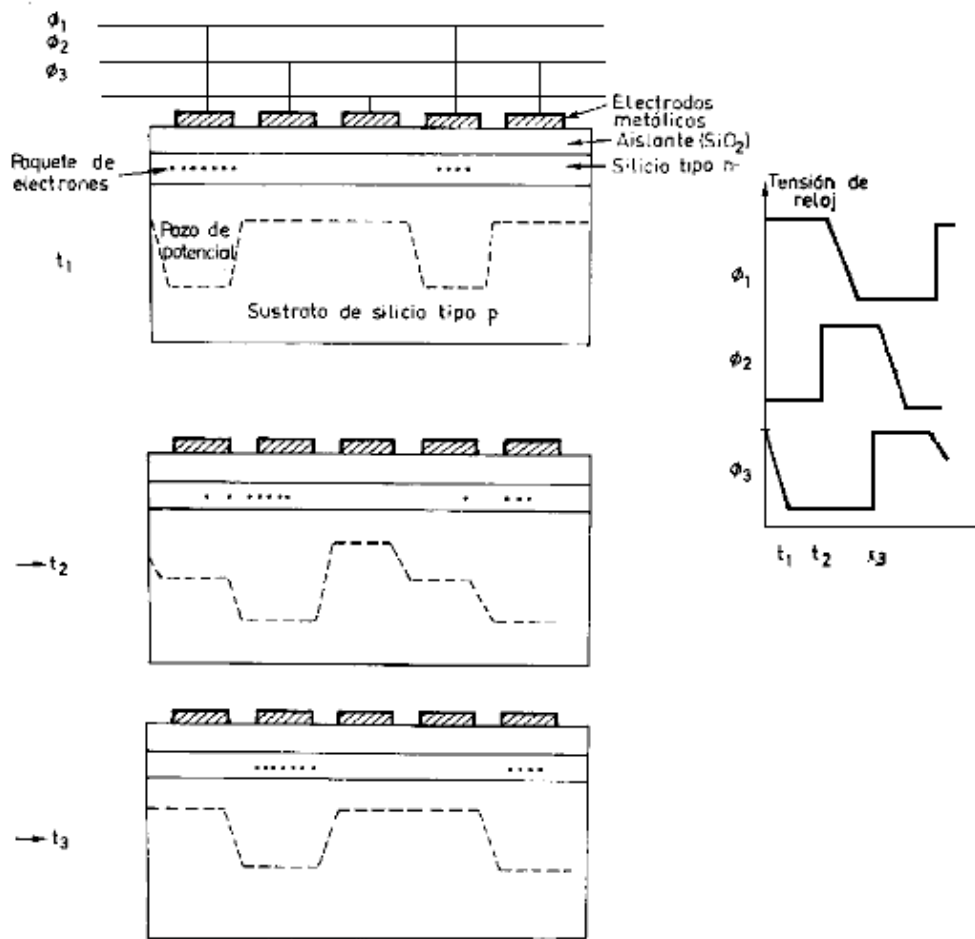


Figura 6.12 Fundamento de un dispositivo de acoplamiento de carga CCD. Las señales de reloj transfieren electrones acumulados en pozos de potencial.

La carga almacenada en los pozos debajo de los electrodos ϕ_1 en $T=T_1$, no necesariamente la misma en todos ellos, se extiende hacia los pozos adyacentes debajo de los electrodos ϕ_2 cuando se aplica a estos una tensión positiva. En T_2 la carga se ha repartido del todo y se empieza a reducir linealmente la tensión ϕ_1 , de manera que el potencial de los pozos debajo de los electrodos ϕ_1 crece despacio en vez de hacerlo en forma brusca. Esto facilita la transferencia de carga a los pozos debajo de los electrodos ϕ_2, ϕ_3 , y los demás conectados a la misma línea de reloj. En T_3 la transferencia ha acabado. Un potencial bajo en ϕ_3 durante el intervalo entre T_1 y T_3 garantiza una transferencia hacia la derecha sin que se desplace carga hacia la izquierda de los pozos. Repitiendo el mismo procedimiento con ϕ_2 y ϕ_3 , podemos mover la carga otra etapa, y otra más con ϕ_3 y ϕ_1 , y así sucesivamente. Invertiendo el orden de la secuencia, la carga se movería hacia la izquierda.

En un sistema de dos fases, el espesor del óxido no es uniforme sino gradual, o bien se crean regiones de tipo n con conductividades distintas, figura 6.13, de manera que los pozos de potencial debajo de cada electrodo son asimétricos. El transporte de carga es ahora siempre hacia la derecha. Los impulsos de reloj no tienen que solaparse como un sistema de tres fases, y la integración es más fácil por ser más simple el trazado físico de las líneas de reloj.

En los CCD de canal enterrado los procesos de almacenamiento y transferencia de carga no tienen lugar en la superficie del silicio debajo del óxido sino en un canal lejos de la interfase Si-SiO_2 , obtenido por implantación

iónica. Se logra así una mayor movilidad en los portadores y, por lo tanto, velocidad, y se evitan los fenómenos superficiales, que producen ruido y pérdida de carga.

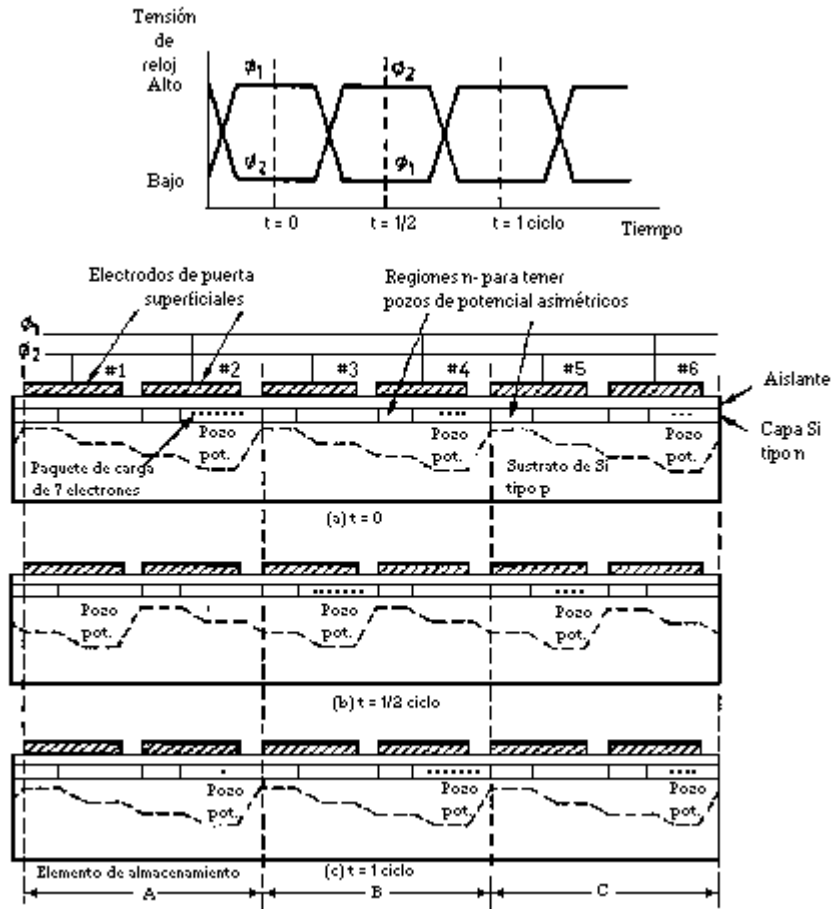


Figura 6.13 CCD de dos fases basado en regiones de tipo n de distinta conductividad

En un sensor de imagen CCD, la luz del objeto ilumina el CCD, bien por el lado de los electrodos, bien por el lado del sustrato, y por efecto fotoeléctrico se producen pares electrón-hueco en el silicio que es sensible a fotones con longitudes de onda entre 300 y 1100 nm

6.3.2 Tipos de sensores de imagen CCD y sus aplicaciones

Hay dos tipos de sensores de imagen CCD, el sensor de línea y el sensor de área. En un sensor de línea (figura 6.14) hay una línea de elementos sensores, denominados photosites o pixels (picture elements), con un electrodo común denominado fotopuerta. Dichos elementos están separados unos de otros por una región tipo p de alta concentración, denominada barrera de canal. El número de pixels en los modelos comerciales estándar va de 128 a 6000. Los modelos a la medida, con varias líneas contiguas, tienen su máxima longitud limitada por la anchura de una oblea (unos 10cm), pero se pueden ensamblar varios dispositivos hasta alcanzar la longitud de pixels deseada. En algunos modelos hay sensores adicionales, protegidos de la luz externa por una metalización opaca, de aluminio, que ofrece un nivel de referencia. Otro modelo incluyen además células de referencia de blanco, que consisten en diodos de entrada que ofrecen una señal de salida del 70% al 80% del nivel de saturación. Estas señales de referencia son útiles para los circuitos externos de restauración del nivel de continua y control automático de ganancia. El tamaño de los pixels va desde $32 \mu\text{m} \times 32 \mu\text{m}$ hasta $7 \mu\text{m} \times 7 \mu\text{m}$.

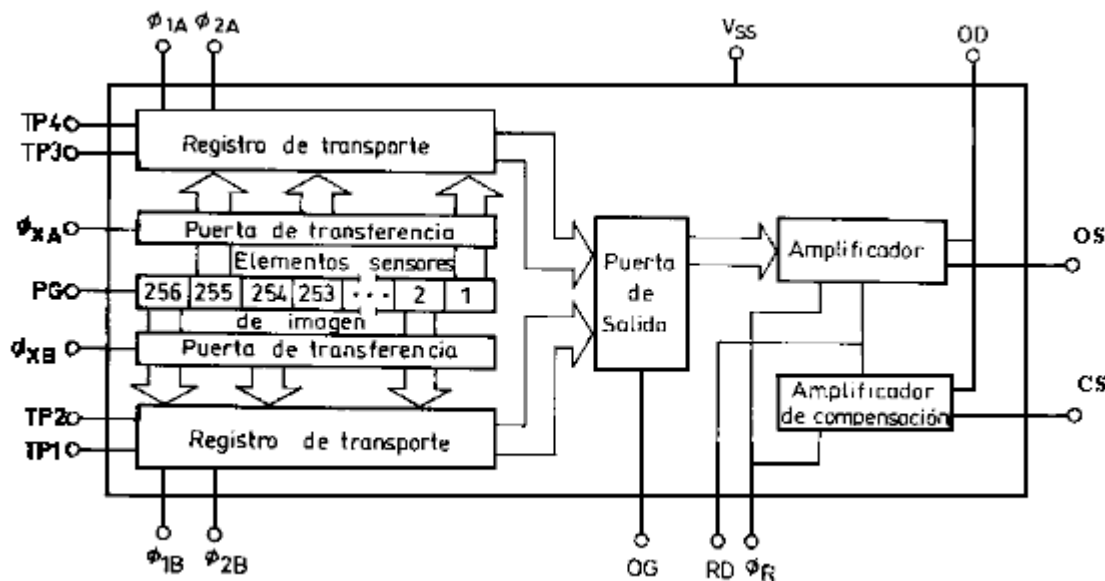


Figura 6. 14 Diagrama de bloques de un sensor de línea CCD

Junto a la línea de elementos sensores, hay una estructura denominada puerta de transferencia de carga, dispuesta en dos líneas, una a cada lado de la fila de sensores. Cuando la tensión de la puerta de transferencia es alta y la de la fotopuerta es baja, los paquetes de carga generados por los fotones, y acumulados en cada pixel cuando la tensión de la fotopuerta era alta, son transferidos al pozo de la puerta de transferencia de forma alternativa: los pixels impares a un lado y los pares al otro. Los paquetes de carga son transferidos luego desde la puerta de transferencia a los registros de transporte, y de ahí son desplazados uno tras otro hacia el amplificador de salida. La puerta de transferencia también controla el tiempo de integración. El uso de una puerta de transferencia evita que se emborrona la imagen; el emborronamiento es una limitación fundamental de los sensores CCD básicos y es debida a la capacitación de cargas espurias cuando, al ser transferidos los paquetes de carga, y la luz sigue incidiendo sobre los elementos sensores.

Las señales de reloj de reinicio y de transporte tienen fases complementarias, y ello, junto con la disposición geométrica de los registros de transporte, permite pasar alternativamente los paquetes de carga a la salida, restaurando así la secuencia de datos en la línea de imagen original. Algunos modelos incluyen dos registros CCD externos o un diodo periférico que reduce la corriente de ruido en la oscuridad en los registros internos. Los paquetes de cargas de salida son transportados a un diodo precargado, cuyo potencial cambia linealmente en respuesta a la cantidad de carga que se le entregue. Dicho potencial se aplica a la puerta de un transistor MOS de salida que ofrece una señal en forma de tren de pulsos de tensión. Un transistor de reinicio, activado por un reloj propio, recarga la capacidad del diodo de detección antes de que llegue el siguiente paquete.

Un sensor de línea necesita señales de reloj por lo menos para la transferencia, transporte y reinicio.

Los principales parámetros de línea son : la resolución espacial, la sensibilidad, el margen dinámico y la velocidad de datos de salida. La resolución espacial describe la capacidad de distinguir dos puntos muy próximos en la imagen. Una imagen consiste en variaciones periódicas de intensidad que se pueden analizar en términos de componentes frecuenciales espaciales mediante el método de Fourier.

La sensibilidad es la tensión de salida obtenida por unidad de exposición para una radiación con contenido espectral determinado. Se expresa como cociente entre tensión y exposición. La exposición es el producto de la irradiancia y el tiempo de exposición, que es el tiempo entre los flancos descendentes de los impulsos cualesquiera del reloj de transferencia. La variación de la sensibilidad con la longitud de onda constituye la respuesta espectral, cuyo máximo es hacia los 800nm ; es más ancha que la del ojo humano.

El margen dinámico es el cociente entre la exposición de saturación y la exposición equivalente al ruido, en valor eficaz, que se define como el nivel de exposición que da una señal de salida cuyo valor eficaz es igual al de la salida obteniendo en condiciones de oscuridad. Los mejores modelos tienen un margen dinámico de 94dB.

La máxima temperatura de funcionamiento es de unos 70°C, y de 55°C en algunos casos. La temperatura mínima es de -25°C.

La velocidad de datos de salida depende del número de terminales de salida que se tenga. A más de 10 Mhz hay dos salidas: una para los pixels pares y otra para los impares. La máxima frecuencia de salida es de 120 Mhz.

La desventaja es una pérdida de información sobre la amplitud de la señal en los pixels sobresaturados. El deslumbramiento puede evitarse mediante un electrodo adicional junto a la fotopuerta y polarizando ambos aproximadamente a la misma tensión. El exceso de carga generado en los fotosensores se vierte en un suministro de electrones próximos a través de la barrera de dicho electrodo.

Un sensor de área consiste en una matriz de fotosensores dispuestos con precisión en filas y columnas. Hay modelos con tamaños desde 192(H) por 165(V) hasta 4096(H) por 4096(V) (fabricados bajo pedido), y se investigan tamaños de hasta 5600 por 5600; varios modelos cumplen las normas requeridas por los diversos formatos de señal de TV. La transferencia de la imagen captada se puede hacer de varias maneras. Transferencia entrelazado, cada columna de sensores se conecta a un registro de transporte vertical, y todos éstos desembocan en un registro de transporte horizontal. Acabado el tiempo de exposición, se transfieren primero todos los paquetes de carga de los pixels impares de cada fila al registro de transporte vertical, y de ahí al registro de transporte horizontal, línea a línea, donde se mueven en serie hacia el amplificador de salida. Después de la lectura del campo impar, se leen los pixels pares.

En el método transferencia cuadro a cuadro, hay un área de imagen y un área (CCD) de almacenamiento. Al acabar el tiempo de exposición, la señal de carga es transferida a la zona de almacenamiento, y de ahí a un registro serie conectado al amplificador de salida. El siguiente cuadro de información se detecta mientras se está leyendo el anterior.

Algunos sensores son sensibles al color gracias a unos filtros de color en tira laminada dispuestos sobre el área fotosensible, finamente alineados con las columnas de fotodetectores. De esta forma se separan las columnas en tres grupos, correspondientes a los colores rojo, verde y azul empleados en el filtro.

Los sensores de imagen CCD se emplean en cámaras de TV de estado sólido y otros dispositivos de formación de imágenes que trabajen con radiación visible o infrarroja donde un sistema óptico enfoca la luz sobre el sensor. Una de las ventajas es su bajo consumo y que trabaja a baja tensión. Se utilizan por ejemplo, para inspección, medición, vigilancia, telecine, fotocopiadoras, facsímil, etc.

6.4 SENSORES BASADOS EN ULTRASONIDO

Los ultrasonidos son una radiación mecánica de frecuencia superior a las audibles (unos 20 Khz). Toda radiación, al incidir sobre un objeto, en parte se refleja, en parte se transmite y en parte es absorbida. Si, además, hay un movimiento relativo entre la fuente de radiación y el refractor, se produce un cambio en la frecuencia de la radiación (efecto Doppler).

6.4.1 Fundamentos

Cuando en un punto de un medio elástico se produce una deformación, ésta no permanece localizada en él, sino que se propaga sucesivamente a los puntos próximos. Si la deformación es debida a un movimiento vibratorio, éste queda caracterizado por su frecuencia f , amplitud a y velocidad instantánea de los átomos, y . La velocidad media de los átomos es, obviamente, cero.

La velocidad con que se propaga la perturbación de unos a otros puntos, o velocidad de onda c , depende del medio pero no de la frecuencia. Para gases y líquidos dicha velocidad viene dada por:

$$c^2 = K_m / \rho \quad (4.1)$$

donde K_m es el módulo de elasticidad volumétrica y ρ la densidad. Dado que ambos parámetros dependen de la temperatura, c también variará con esta.

Para un sólido, en el caso de ondas longitudinales, la velocidad viene dada por

$$c^2 = \frac{E(1 - \mu)}{\rho(1 + \mu)(1 - 2\mu)} \quad (4.2)$$

donde E es el modula de Young y μ el coeficiente de Poisson. Para el aire, $C=330\text{m/s}$; para el agua, $c=1500\text{m/s}$; para el acero $c=5900\text{m/s}$; para el aluminio $c=6320\text{m/s}$. para ondas transversales,

$$c^2 = \frac{E}{2\mu(1+\mu)} \quad (4.3)$$

Como resultado de la perturbación, la presión en un punto no es constante, sino que varía con respecto a un valor medio. La diferencia entre la presión instantánea y la media se denomina presión acústica, p. Al cociente entre p y v, se le denomina impedancia acústica, Z

$$Z = p / v \quad (4.3)$$

Cuando el medio de propagación no tiene pérdidas, p y v están en fase, de modo que Z es real y se demuestra que vale

$$Z = pc \quad (4.4)$$

Z es un parámetro característico de cada medio. Para el aire $z=4,3 \times 10^4 \text{ Pa.s.1/m}$.

La intensidad I de la radiación se define como la potencia por unidad de superficie, y viene dada por

$$I = pv = p^2 / Z \quad (4.5)$$

Al propagarse la radiación en un medio homogéneo, su intensidad sufre una atenuación exponencial de la forma

$$I = I_0 e^{-2\alpha x} \quad (4.6)$$

donde I_0 es la intensidad incidente, α es un coeficiente de atenuación que depende del medio y de la frecuencia, y x es la distancia recorrida en dicho medio.

Si, en lugar de tratarse de un medio homogéneo, la impedancia acústica varía de una a otras zonas, entonces la radiación, además de ser absorbida, es reflejada.

6.4.2 Aplicaciones

Las aplicaciones de los ultrasonidos a la medida de magnitudes físicas están normalmente relacionadas con la velocidad, su tiempo de propagación y, en algunos casos, con la atenuación o interrupción del haz propagado. Una de las aplicaciones más extendidas son los caudalímetros ultrasónicos, en particular los basados en efecto Doppler. El número de aplicaciones está en continuo aumento. La mayoría emplean cerámicas piezoeléctricas o polímeros como generadores y receptores.

El efecto Doppler consiste en el cambio de frecuencia que sufre una radiación cuando se refleja en un reflector móvil a la velocidad relativa emisor-reflector (figura 6.15a), de la forma

$$f_e - f_r = 2f_e \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (4.7)$$

donde

f_e	es la frecuencia emitida
f_r	es la frecuencia recibida
v	es la velocidad del flujo
c	es la velocidad de propagación de la radiación(sonido)
α	es el ángulo relativo entre la velocidad y la dirección de propagación

Como reflectores pueden actuar todas las sustancias que tengan una impedancia acústica diferente a la del fluido. Para tener una deflexión efectiva, el tamaño de los reflectores debe ser superior a un 10% de la longitud de onda del sonido en el fluido. Las frecuencias empleadas son del orden de 1Mhz, implicando longitudes de onda de decenas de micras. Para frecuencias superiores, la atenuación de la radiación en el medio sería excesiva.

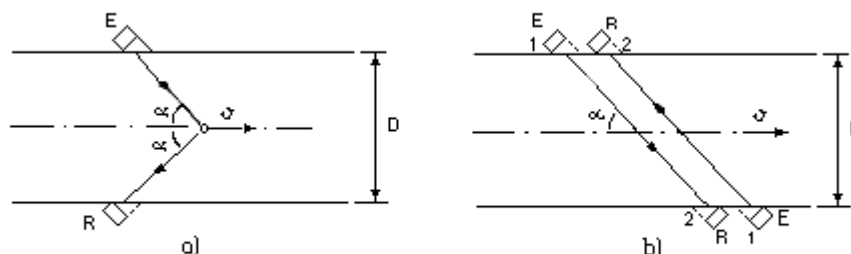


Figura 6.15 Fundamento de los caudalímetros ultrasónicas. a) Basados en el efecto Doppler. b) De tiempo de tránsito. E: emisor; R: receptor.

Para fluidos limpios se dispone de modelos basados en la radiación del tiempo de tránsito de la radiación entre emisor y receptor, el tiempo que tarda la radiación en alcanzar el receptor es

$$t_{12} = \frac{D / \operatorname{sen} \alpha}{c - v \operatorname{cos} \alpha} \quad (4.8)$$

Si los transductores invierten su función, o bien si emplea otro par de transductores,

$$t_{21} = \frac{D / \operatorname{sen} \alpha}{c + v \operatorname{cos} \alpha} \quad (4.9)$$

Si se cumple que $c > V \operatorname{cos} \alpha$, resulta que la diferencia entre ambos tiempos es proporcional a la velocidad del flujo, y también depende de c . Dado que c depende de la temperatura, si se desea determinar la velocidad con precisión hay que medir también la temperatura. En cualquier caso, las diferencias de tiempo a medir son muy pequeñas.

Una alternativa, basada en el mismo principio, consiste en disponer un sistema autooscilante en el que un emisor emite un pulso cuando un receptor asociado recibe el impulso de radiación emitido previamente. Con dos pares emisor-receptor, uno emitiendo a favor y otro en contra del flujo, o bien con un solo par de transductores recíprocos, la diferencia de la frecuencia de repetición de pulsos es

$$f_1 - f_2 = \frac{2v \operatorname{sen} \alpha \operatorname{cos} \alpha}{D} \quad (4.10)$$

En las aplicaciones basadas en el tiempo de propagación, se mide el tiempo que tarda en recibirse el eco debido a un objeto presente en el camino de propagación, normalmente en forma de pulso estrecho. El objeto puede ser líquido, sólido o polvo, y con cualquier propiedad eléctrica. La única restricción es que el objeto y el medio en que se propaguen los ultrasonidos deben tener una impedancia acústica muy diferente, para que así la mayor parte de la radiación se refleje en la interfaz.

En todas las aplicaciones basadas en eco o interrupción de la radiación, si se desea tener alcance y reducir las interferencias acústicas (ruido) es importante que el haz emitido sea estrecho. El ruido es menor a alta frecuencia, pero la atenuación de la radiación también aumenta con la frecuencia. Algunos materiales porosos devuelven ecos débiles a bajas frecuencias. Si el tamaño del objeto es menor que la longitud de onda, el eco es también débil. Para objetos pequeños interesa trabajar en altas frecuencias. Si la temperatura ambiente no es constante, hay que compensar la variación de la velocidad de propagación.

Si entre el emisor y el receptor hay corrientes de convección, que implican zonas con distintas temperaturas, no es posible obtener una compensación térmica total.

La reflexión de ultrasonidos en la interfase aire-líquido o aire-grano se emplea para medir el nivel de líquidos en un depósito o granos en silos. La impedancia acústica de ambos medios es tan distinta que la mayor parte de la energía propagada en uno de ellos se reflejara al llegar a la superficie de separación. Si se dispone un detector junto al emisor, la medida del tiempo que tarda en recibirse el eco después de emitido un pulso está directamente relacionada con el nivel. Se puede disponer el emisor-receptor tanto en la parte superior (propagación en el aire), figura 6.16a, como en la parte inferior del depósito (propagación en el líquido).

En el primer caso se tiene el inconveniente de la dependencia de la velocidad de propagación de sonido en el aire con la temperatura, en el segundo caso las dificultades están asociadas a la necesidad de tener el sensor inmerso en el líquido.

En la figura 6.16b se muestra otro método para medir nivel. Se basa en detectar la presencia ó ausencia de líquido, mediante una red de emisores y receptores verticales. El tiempo de propagación, y la atenuación, de la radiación en aire es mucho mayor que en el líquido. La detección del nivel del líquido es, entonces, en saltos que dependen del número de emisores y receptores.

Los detectores de proximidad basados en ultrasonidos emplean emisiones pulsadas que se propagan en un haz cónico estrecho y se reflejan hacia el receptor.

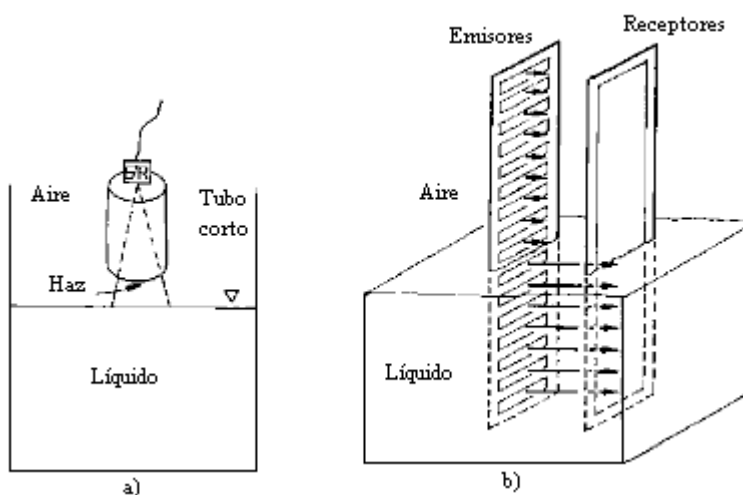


Figura 6.16 Medidores de nivel basados en ultrasonidos. a) con propagación de la radiación en el aire. b) con sensores sumergidos.

Se emplean para distancias de 0.25 a 13m. Son susceptibles al ruido acústico y al viento. Dado que para evitar la atenuación excesiva en aire hay que trabajar a menos de 1Mhz, la resolución y exactitud es menor que en detectores ópticos. Pero, por contra, son más compactos, robustos, fiables y baratos. Se emplean para enfoque automático en cámaras fotográficas y de vídeo, para evitar colisiones entre vehículos guiados automáticamente y para medir distancias y grosor en robots. Hay circuitos integrados (LM1812, TL851, TL852) que incluyen varias de las funciones electrónicas necesarias.

Los ultrasonidos también se emplean para detectar grietas en materiales estructurales. Para medir vibraciones, se puede demodular la diferencia de fase entre la señal emitida y la recibida.

6.5 SENSORES BASADOS EN FIBRAS ÓPTICAS

El desarrollo de la tecnología de las fibras ópticas en el ámbito de las comunicaciones ha llegado a un nivel de conocimientos que ha permitido aplicarla a sensores basados en fibras ópticas prácticamente desconocidos antes de 1977.

Algunas de las ventajas que explican el rápido desarrollo de los sensores basados en fibras ópticas, son su mayor sensibilidad respecto a otras técnicas de medida, la versatilidad en las disposiciones geométricas posibles, la capacidad de detección de múltiples magnitudes físicas y químicas, la tolerancia de condiciones ambientales difíciles como pueden ser campos electromagnéticos intenso, temperaturas elevadas o medios corrosivos, y, por supuesto, su compatibilidad con sistema de telemetría basados en fibras ópticas.

Cuadro 6.3 Clasificación de los sensores basados en fibras ópticas según su principio de funcionamiento

Sensores extrínsecos	Basados en reflexión Basados en transmisión Basados en fluorescencia	
Sensores intrínsecos	Cambios en la intensidad Cambios en la fase	Interferometría de fibra única Interferometría con dos fibras

Un sistema de medida que emplee una fibra óptica como sensor consta de una fuente de luz (led infrarrojo o láser), una fibra óptica y un fotodetector. Desde el punto de vista del papel desempeñado, se habla de sensores extrínsecos y sensores intrínsecos. En el cuadro 6.3 se han clasificado estos distintos tipos de sensores según su principio de funcionamiento.

En la figura 6.17a se representa un sensor extrínsecos basado en la variación del acoplamiento entre dos fibras en función de su posición relativa.

Esta puede depender, por ejemplo, de la presión aplicada a un diafragma solidario con una de las piezas o de la aceleración aplicada a una masa inercial. En la figura 6.17b la cantidad de luz transmitida cambia en cuanto el líquido llena el espacio entre ambos extremos de la fibra, ya que los índices de refracción en el aire y en el líquido son muy distintos. Se puede aplicar como detector de nivel, válido, por ejemplo, para líquidos transparentes inflamables.

Un sistema basado en la reflexión óptica es el indicado en la figura 6.17c. El diafragma refleja la luz enviada desde una fibra y la dirige a la otra en mayor o menor grado dependiendo de su curvatura, que es función de la diferencia de presión entre sus caras.

La inducción de fluorescencia en una muestra conteniendo una sustancia a analizar es una técnica común en química analítica, que se presta también a la incorporación de las fibras ópticas. Estas pueden incluso llevar la luz a una zona remota donde incitan las radiaciones fluorescentes en las sustancias de interés, y la conducen ellas mismas al detector.

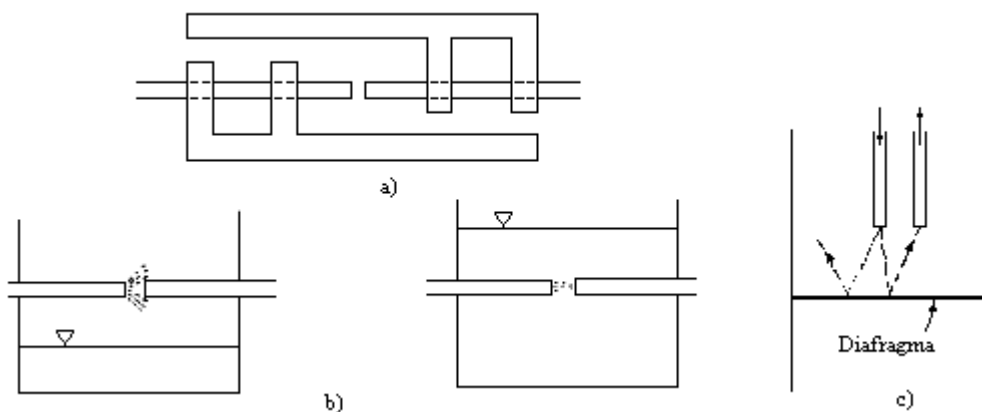


Figura 6.17 Esquema de diversos sensores basados en una modificación extrínsecas de la radiación precedente de una fibra óptica, con aplicación a la medida de aceleraciones. a) nivel de líquidos. b) y precisen c).

En los sensores intrínsecos la magnitud a medir afecta las características ópticas de las fibras, bien directamente, bien a través de un recubrimiento dispuesto expresamente. Los cambios inducidos pueden serlo en la intensidad de la radiación o en su fase.

En la figura 6.18a se presenta el fundamento de un sistema basado en las pérdidas producidas cuando la magnitud a medir provoca micro deformaciones en las fibras.

Los sensores basados en la variación de la fase de la radiación emplean fibras monomodo, en las que solo se puede propagar una radiación monocromática. Ello se debe a la elección concreta de los índices de refracción del núcleo y de la cubierta, así como el diámetro del núcleo. La detección de la perturbación producida por la magnitud a medir se hace por medio de interferometría.

El giroscopio de fibras ópticas figura 6.18b se basa en el interferómetro Sagnac. Consiste en una fibra en rotación en la que se propagan dos haces de luz con direcciones opuestas procedentes de una misma fuente, que se combina de nuevo a la salida para enviarlos a un fotodetector.

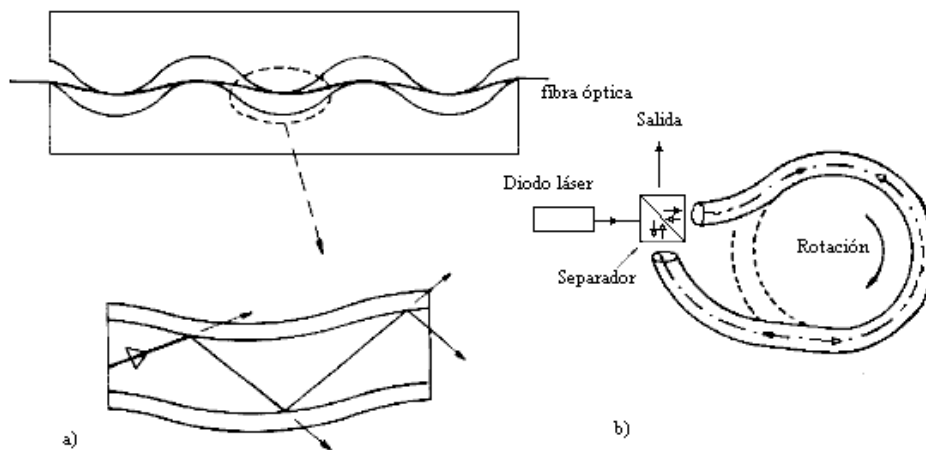


Figura 6.18 Esquema de diversos sensores basados en una modificación intrínseca de la radiación propagada en el interior de una fibra óptica. a) modulación de intensidad como consecuencia de microdeformaciones. b) aparición de un desfase temporal como consecuencia de la rotación de la fibra (efecto Sagnac)

6.6 BIOSENSORES

Un biosensor es cualquier dispositivo de medida basado en un material biológico que obtiene una respuesta específica a una sustancia determinada. Su estructura básica se muestra en la figura 6.19. Una membrana semi permeable externa permite el paso de la sustancia a detectar, denominada analito, y bloquea el paso a las otras sustancias presentes a las que sea sensible el material biológico. Este interactúa con el analito y da una respuesta detectable por un sensor primario.

Entre el material biológico y el sensor primario puede haber otra membrana semi permeable interna de permeabilidad distinta a la de la membrana externa.

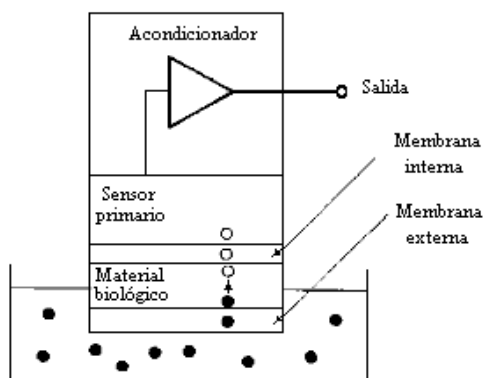


Figura 6.19 Estructura básica de un biosensor. El material biológico produce un producto (círculos blancos) a partir del analito (círculos negros), y el sensor primario detecta dicho producto.

Un parámetro importante en biosensores es su selectividad pues idealmente la salida no debiera quedar afectada por la concentración de sustancias distintas a las que se desea detectar. Tampoco debieran presentar derivas a largo plazo, pero en muchos casos el material biológico se envenena por proteínas u otras sustancias presentes en la sustancia. La vida o duración del biosensor es limitada, porque el material biológico es un material delicado; su vida depende del número de medidas realizadas y del valor de concentraciones medidas y de la temperatura.

Como materiales biológicos en biosensores se emplean enzimas inmovilizadas, anticuerpos, células, o fragmentos de tejidos.

Para que la encima se mantenga activa y así tener un sensor válido es necesario inmovilizarla, es decir, asegurar que su efusividad sea mucho menor que la del sustrato o del producto.

Alguna de las magnitudes detectadas por el sensor primario son el consumo de O_2 , la producción de CO_2 y otro producto del metabolismo, y el cambio de PH. Un campo de aplicación es el control del tratamiento de aguas residuales.

Por su sensibilidad, especificidad, rapidez de respuesta y pequeña cantidad de analito necesaria, los biosensores pueden sustituir, a la larga, los bioensayos basados en seres vivos o en procesor analítico invitro. Se pueden aplicar en medicina y en la industria química, alimentaria y farmacéutica, y para la detección de contaminantes.